

ВВЕДЕНИЕ

Непрерывный и все ускоряющийся рост материального производства, прогресс в области науки и техники, создание координационных и вычислительных центров и все возрастающий культурный уровень населения ведут к быстрому увеличению объема информации, передаваемой средствами связи. Можно сказать, что успешная деятельность современного общества невозможна без обмена информацией.

Любая информация передается от передатчика к приемнику через физическую среду с помощью технических устройств. Такой средой могут быть кабель, радиорелейные линии, оптический кабель, воздушные линии и др. Наибольшее распространение получили кабельные и радиорелейные линии, а в последнее время начал использоваться оптический кабель.

Относительно высокая стоимость линейных сооружений и кабеля обуславливает необходимость их наиболее эффективного использования, что осуществляется с помощью систем передачи (СП). Последние обеспечивают высококачественную и надежную передачу по одной цепи большого числа однородных или разнородных сигналов электросвязи практически на любые расстояния (телефонных, видеотелефонных, телеграфных, факсимильных и измерительных сигналов, текста центральных газет, сигналов дискретной информации и телеуправления в автоматизированных системах управления).

Создание высокоэффективных систем передачи является основной задачей техники многоканальной электросвязи. Использование методов многоканальной электросвязи при построении систем передачи позволяет организовать большое число одновременно действующих каналов передачи, практически независимых друг от друга. Основным типовым каналом является *канал тональной частоты* (ТЧ). Другие типы каналов образуются путем объединения того или иного числа каналов ТЧ. Например, путем объединения 12 каналов ТЧ образуется первичный широкополосный канал, а канал для передачи звукового вещания организуется путем объединения двух или трех каналов ТЧ. Важно отметить, что электрические характеристики различных типов каналов унифицированы независимо от того, с помощью какой системы передачи они создаются.

Возможны различные методы построения систем передачи, т. е. различные методы образования каналов и трактов, зависящие от вида направляющей среды и свойств передаваемого сиг-

нала. В настоящее время используются системы передачи с частотным (ЧРК) и временным (ВРК) разделением каналов. Широкое распространение получили СП с разделением каналов по частоте. Однако за последние два десятилетия серьезным конкурентом этих систем передачи стали цифровые системы, в которых все сигналы преобразуются в цифровую форму и передаются по линии методом временного разделения.

Разработка и промышленное изготовление аппаратуры многоканальных систем передачи начались в 20-х годах. Созданная за годы первых пятилеток аппаратура систем передачи с ЧРК дала возможность начать строительство магистралей связи, в основном воздушных. В конце 40-х, начале 50-х годов были разработаны системы передачи на 24 и 60 каналов с использованием симметричного кабеля. Важным этапом на пути увеличения числа каналов систем передачи и расширения возможности одновременной передачи большого количества информации различного вида явилась разработка систем передачи на 1920 и 3600 каналов с использованием коаксиального кабеля. Параллельно с кабельными системами передачи создавались радиорелейные системы передачи с большой пропускной способностью. В 60-х годах появились и широко используются в настоящее время радиорелейные системы передачи через искусственные спутники Земли (ИСЗ). В 70-х годах начали широко внедряться цифровые системы передачи. Примерно в это же время начали разрабатываться волоконно-оптические системы передачи.

Кабельные и радиорелейные системы передачи нашли применение не только для организации связи на большие расстояния, но и для повышения эффективности использования линейных сооружений сельской и городской сетей.

Единая автоматизированная сеть связи (ЕАСС) страны призвана обеспечить потребность народного хозяйства и населения в быстрой и надежной передаче все возрастающих потоков информации с помощью любых сигналов электросвязи. С этой целью будет создана единая сеть каналов нескольких стандартных типов, оконечная аппаратура и линии передачи будут эксплуатироваться по единой системе, а качество всех каналов одного типа будет соответствовать единым нормам. При этом все соединения на сети, контроль и управление системой будут осуществляться автоматически.

Единая автоматизированная сеть связи состоит из первичной и вторичной сетей. Все вторичные сети нашей страны строятся на основе первичной сети. *Первичной сетью* называется совокупность сетевых узлов, сетевых станций и линий передачи, образующая сеть типовых сетевых каналов и трактов. *Сетевым узлом* — это комплекс технических средств, обеспечивающий организацию, транзит и переключение типовых групповых трактов и каналов. *Сетевая станция* — это комплекс технических средств, обеспечивающий организацию типовых групповых трактов и каналов и предоставление их вторичным сетям.

Первичная сеть ЕАСС подразделяется на магистральную, внутризональную и местную. Местная первичная сеть ограничивается территорией города или сельского района. Внутризональная первичная сеть ограничивается территорией, совпадающей с зоной телефонной нумерации, и обеспечивает соединение между собой типовых каналов местных сетей этой зоны. Магистральная сеть связывает внутризональные сети в единую сеть. Максимальная протяженность каналов местной сети — 200, внутризональной сети — 1400 и магистральной сети — 12 500 км.

В качестве направляющей среды на первичной сети используются симметричные, коаксиальные и оптические кабели, воздушные линии, радиорелейные линии прямой видимости, тропосферные радиорелейные линии и ИСЗ.

Наиболее широкое распространение на первичной сети в настоящее время получили системы передачи с ЧРК, однако на местных и внутризональных сетях они интенсивно вытесняются цифровыми системами передачи с импульсно-кодовой модуляцией. Эти системы передачи обладают большей помехоустойчивостью, возможностью регенерации сигналов, что существенно уменьшает накопление помех и искажений, и позволяют применять в аппаратуре элементы современной микроэлектроники. Однако при этом и том же числе каналов они требуют более широкой полосы частот по сравнению с системами передачи с ЧРК. Это обстоятельство усложняет их применение на магистральной сети.

В настоящее время продолжается дальнейшее усовершенствование кабельных и радиорелейных систем передачи, разрабатываются как аналоговые, так и цифровые системы передачи большей канальности, создается цифровая радиорелейная система передачи, которая будет работать в миллиметровом диапазоне. Проводятся интенсивные исследования в области использования оптических кабелей на магистральной сети.

Следует отметить, что волоконно-оптические линии связи (ВОЛС) имеют ряд существенных достоинств по сравнению с используемыми сейчас кабелями, что обуславливает перспективность широкого применения оптического кабеля на первичной сети. К этим достоинствам относятся высокая помехоустойчивость, нечувствительность к внешним электромагнитным полям, практически отсутствие линейных переходов между отдельными волокнами, значительно большая широкополосность, малые масса и габаритные размеры. Кроме того, ожидается, что при массовом производстве кабеля его стоимость будет относительно невелика. Внедрение этого кабеля повысит технико-экономические показатели сети связи. В настоящее время осуществляется первый этап использования ВОЛС. С их помощью обеспечивается организация пучков соединительных линий большой емкости между АТС.

По мере совершенствования параметров стекловолокна ВОЛС будут широко применяться на внутризональных и магистральной сетях. Волоконно-оптические системы передачи для этих сетей находятся в стадии разработки и опытной эксплуатации.

1. МНОГОКАНАЛЬНАЯ ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ

1.1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГНАЛОВ

Современные многоканальные системы передачи должны обеспечивать передачу различных сигналов: телефонных, телеграфных, факсимильных, передачи данных, звукового вещания, телевизионного вещания, телеметрии и телесигнализации. Эти сигналы являются случайными функциями времени, т. е. случайными процессами. Достаточно полно описать случайный процесс позволяют многомерные плотности вероятности, нахождение которых представляет чрезвычайно сложную и трудоемкую задачу. Однако для решения ряда практических задач в таком полном описании сигнала нет надобности. Для выяснения соотношения между характеристиками сигнала и свойствами канала, например, достаточно знать такие более простые характеристики сигналов, как динамический диапазон, длительность существования и ширина спектра частот.

Динамическим диапазоном сигнала называется отношение наибольшей мгновенной мощности сигнала P_{max} к той наименьшей P_{min} , которую необходимо отличать от нуля при заданном качестве передачи. Эта характеристика сигнала определяет пределы изменения мгновенной мощности сигнала. Обычно динамический диапазон выражают в логарифмических единицах, т. е. $D_c = 10 \lg \frac{P_{max}}{P_{min}}$. Динамический диапазон телефонного (речевого) сигнала не превышает 40 дБ, факсимильного сигнала для полутонного изображения — 25 дБ, сигнала телевизионного вещания — 40 дБ. Наибольший динамический диапазон, равный 75 дБ, имеет сигнал звукового вещания при передаче симфонической музыки. Следует отметить, что для телеграфных сигналов и сигналов передачи данных, мощность которых постоянна, понятие динамического диапазона неприменимо.

Длительность сигнала определяется интервалом времени, в течение которого он существует. Чем меньше длительность сигнала, тем меньше время для его передачи будет занят канал.

Сигналы электросвязи, непрерывные и дискретные, являются непериодическими функциями времени. Таким сигналам соответствует сплошной спектр, т. е. спектр, содержащий бесконечно большое число составляющих. Однако всегда можно указать диапазон частот, в пределах которого сосредоточена основная энергия сигнала. Этим диапазоном и определяется *ширина спектра частот сигнала*.

Для улучшения экономических показателей систем передачи спектр сигнала необходимо ограничивать. Это ограничение долж-

но осуществляться без заметного ухудшения качества. Как показали экспериментальные исследования, спектр телефонного сигнала может быть ограничен полосой 300 ... 3400 Гц, а звукового вещания — 300 ... 15 000 Гц. Такая ширина спектров этих сигналов достаточна для обеспечения требуемой разборчивости и естественности звучания. При сужении спектра сигнала звукового вещания до 50 ... 10 000 или 50 ... 6400 Гц, что часто встречается на практике, восприятие музыки несколько ухудшается.

Ширина спектра частот телеграфного сигнала и сигнала передачи данных ($0-F_{max}$) зависит от длительности импульса, т. е. скорости передачи. Частота F_{max} определяется как $F_{max}=1,5 B$, где B — скорость передачи сигнала в бодах. Это соотношение выбрано из условия возможности воспроизведения импульса на приеме. Скорость передачи телеграфных сигналов составляет 50 ... 200 Бод, а сигналов передачи данных до 200 Бод при низкоскоростной, до 9600 Бод при среднескоростной и до сотен килобод при высокоскоростной передаче. В соответствии с этими скоростями изменяется и ширина спектра частот сигнала.

Необходимая ширина полосы частот факсимильного сигнала ($0-F_{max}$) определяется требуемой четкостью изображения на приеме. Частота F_{max} зависит от характера передаваемого изображения, скорости (v) и шага (δ) развертки и определяется как $F_{max}=0,5v/\delta$. Учитывая, что $v=\pi Dn/60$, получаем $F_{max}=\pi Dn/120\delta$, где D — диаметр барабана, n — частота вращения барабана, об/мин. Для используемых факсимильных аппаратов F_{max} не превышает 1465 Гц. Важнейшим видом факсимильной связи является передача изображений центральных газет в областные и республиканские центры, где они печатаются. При использовании для этой цели аппаратуры «Газета-2» $F_{max}=180$ кГц.

Ширина спектра сигнала телевизионного вещания определяется требуемой четкостью воспроизведения мелких деталей и резких границ в изображении. При стандарте в 625 строк, принятом в Советском Союзе, верхняя частота спектра телевизионного сигнала составляет 6 МГц, а нижняя — 0 Гц. Таким образом, ширина спектра частот сигнала телевизионного вещания составляет 0 Гц ... 6 МГц.

1.2. УРОВНИ ПЕРЕДАЧИ

Оценка количественных соотношений между мощностями, напряжениями или токами сигналов обычно производится в относительных единицах, выраженных в логарифмической форме и называемых уровнями передачи соответственно по мощности, напряжению и току. Использование логарифмической формы позволяет упростить математические операции (заменить умножение, возведение в степень и деление сложением и вычитанием),

использовать для построения частотных зависимостей диаграммы Бode и непосредственно применять выражения для передаточных функций электрических цепей,

объективно судить о восприятии некоторых сообщений (слух и зрение человека имеют логарифмическую характеристику чувствительности).

Логарифмические единицы, вычисленные по основанию десятичного логарифма, называются децибелами (дБ), а вычисленные по основанию натурального логарифма — неперами (Нп). В настоящее время для расчетных соотношений используются децибелы.

Уровни передачи по мощности, напряжению и току определяются следующими соотношениями:

$$p_m = 10 \lg \frac{P_x}{P_0}, \quad p_u = 20 \lg \frac{U_x}{U_0}, \quad p_i = 20 \lg \frac{I_x}{I_0},$$

где P_x, U_x, I_x — величины мощности, напряжения или тока в рассматриваемой точке; P_0, U_0, I_0 — величины, принятые за исходные при определении уровней передачи.

В общем случае уровень передачи по мощности не равен уровню передачи по напряжению или току. Однако между ними легко устанавливается взаимозависимость, если известны сопротивления Z_x и Z_0 , на которых выделяется соответствующая мощность P_x и P_0 . Действительно,

$$\begin{aligned} p_m &= 10 \lg \frac{P_x}{P_0} = 10 \lg \frac{U_x^2}{|Z_x|} \frac{|Z_0|}{U_0^2} = 20 \lg \frac{U_x}{U_0} - 10 \lg \left| \frac{Z_x}{Z_0} \right| = \\ &= p_u - 10 \lg \left| \frac{Z_x}{Z_0} \right| \end{aligned}$$

или

$$p_m = 10 \lg \frac{I_x^2 |Z_x|}{I_0^2 |Z_0|} = p_i + 10 \lg \left| \frac{Z_x}{Z_0} \right|.$$

При $Z_x = Z_0$ $p_m = p_u = p_i$.

Если измеряемые величины мощности, напряжения или тока отнесены соответственно к величинам 1 мВт, 0,775 В и 1,29 мА, т. е. $P_0 = 1$ мВт, $U_0 = 0,775$ В и $I_0 = 1,29$ мА, то уровни называют *абсолютными*. Если эти уровни определяются при сопротивлении 600 Ом, то $p_m = p_u = p_i$, что объясняется выбором исходных величин: $1,29 \text{ мА} \cdot 0,775 \text{ В} = 1 \text{ мВт}$ и $0,775 \text{ В} / 1,29 \text{ мА} = 600 \text{ Ом}$.

Если величины мощности, напряжения и тока в рассматриваемой точке равны исходным, т. е. $P_x = 1$ мВт, $U_x = 0,775$ В и $I_x = 1,29$ мА, то уровни называют *нулевыми абсолютными*.

Абсолютный уровень мощности, напряжения или тока, рекомендованный для измерения трактов или каналов, называется *измерительным уровнем*.

Если уровень в рассматриваемой точке тракта определяется по отношению к величинам мощности, напряжения или тока, установленным в точке, принятой за начало тракта, то уровень передачи называется *относительным* и измеряется соответственно в дБом,

дБон, дБот. Относительные уровни равны разности абсолютных уровней в точках измерения и начальной:

$$P_{o.м} = P_{иx} - P_{м0}$$

$$P_{o.в} = P_{иx} - P_{в0}$$

$$P_{o.т} = P_{иx} - P_{т0}$$

причем $p_{o.м} = p_{o.в} - 10 \lg \left| \frac{Z_x}{Z_0} \right|$ и $p_{o.м} = p_{o.т} + 10 \lg \left| \frac{Z_x}{Z_0} \right|$, где Z_0 — полное входное сопротивление в начале тракта, Z_x — сопротивление тракта в точках измерения.

1.3. ВИДЫ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ

Для удовлетворительной передачи и приема сигналов необходимо, чтобы их динамический диапазон и ширина полосы частот соответствовали динамическому диапазону и ширине эффективно передаваемой полосы частот канала. Поскольку у различных сигналов эти характеристики сильно отличаются, то воспользоваться одним типом канала для передачи любого сигнала не представляется возможным. Необходим некоторый набор типовых каналов с различными эффективно передаваемыми полосами частот. Эффективно передаваемой полосой частот канала называется полоса частот, на границах которой остаточное затухание канала (см. § 3.1) отличается от номинального значения не более чем на некоторую допустимую величину.

В качестве основного типового канала принят канал с эффективно передаваемой полосой частот 300 ... 3400 Гц, соответствующей ширине полосы частот телефонного сигнала. Выбор этой полосы объясняется тем, что большая часть каналов систем передачи используется для передачи телефонных сигналов. Параметры канала выбраны так, чтобы по нему можно было передавать факсимильные и телеграфные сигналы и сигналы передачи данных со скоростью до 9600 Бод включительно. Такой канал называется каналом тональной частоты (канал ТЧ).

Канал с эффективно передаваемой полосой частот, достаточной для передачи сигналов звукового вещания, создается путем объединения спектров двух или трех каналов ТЧ.

Для передачи газет и высокоскоростной передачи данных организируются следующие типовые широкополосные каналы:

первичный широкополосный канал с эффективно передаваемой полосой частот 65 ... 103 кГц;

вторичный широкополосный канал с эффективно передаваемой полосой частот 330 ... 530 кГц;

третичный широкополосный канал с эффективно передаваемой полосой частот 900 ... 1900 кГц и др.

Эти каналы образуются на базе типового преобразовательного оборудования первичных, вторичных и третичных групп, занима-

ющих соответственно полосы частот 60 ... 108, 312 ... 552 и 812 ... 2044 кГц.

В настоящее время высокоскоростная передача данных осуществляется по первичному и вторичному широкополосным каналам, а передача газет — по вторичному широкополосному каналу.

Для передачи сигналов телевизионного вещания со звуковым сопровождением формируются специальные каналы с эффективно передаваемой полосой частот, превышающей 6 МГц. Такие каналы могут быть организованы по коаксиальным кабелям, радиорелейным и спутниковым линиям.

1.4. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

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

Упрощенная структурная схема многоканальной системы передачи приведена на рис. 1.1. На передающей оконечной станции

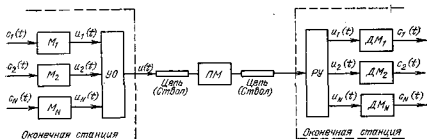


Рис. 1.1

исходные индивидуальные сигналы $c_1(t), \dots, c_N(t)$, которые должны передаваться по типовым каналам, преобразуются устройствами — модуляторами M_1, \dots, M_N в канальные сигналы $u_1(t), \dots, u_N(t)$. В устройстве объединения УО канальные сигналы объединяются, образуя групповой сигнал $u(t)$. Промежуточные станции ПМ обеспечивают увеличение дальности передачи сигналов. На приемной оконечной станции с помощью разделяющего устройства РУ осуществляется выделение канальных сигналов из группового сигнала, которые преобразуются устройствами — демодуляторами DM_1, \dots, DM_N в исходные сигналы $c_1(t), \dots, c_N(t)$.

Следует отметить, что исходный сигнал, получаемый на приемной станции, несколько отличается от аналогичного сигнала на передаче. Причиной этих отличий являются искажения, вносимые каналом передачи, и помехи, воздействующие на сигнал. Желательно, чтобы эти отличия не превышали допустимых.

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

При построении многоканальных систем передачи преимущественно используются частотный и временной способы разделения. При частотном способе разделения за каждым каналом в линии передачи закрепляется определенный спектр частот. Поэтому преобразователи передающей оконечной станции должны сместить частотные полосы исходных сигналов в частотные полосы, которые отводятся для передачи по тому или иному каналу. Это смещение может быть осуществлено с помощью амплитудной, частотной или фазовой модуляции. Несущие частоты надо выбирать такими, чтобы спектры частот канальных сигналов не перекрывались.

Упрощенная структурная схема многоканальной системы передачи с частотным разделением каналов приведена на рис. 1.2. Каналы многоканальной системы передачи в основном используются для передачи однородных сигналов (например, телефонных), частотные полосы которых можно считать совпадающими. Поэтому на рис. 1.2 полосы частот исходных сигналов приняты одинаковыми ($F_{min} \dots F_{max}$).

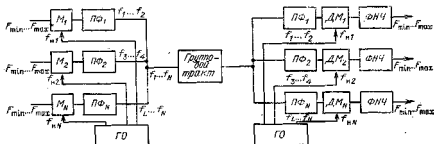


Рис. 1.2

Исходные сигналы, поступающие в канал, модулируют несущие частоты f_{n1}, \dots, f_{nN} , что осуществляется модуляторами M_1, \dots, \dots, M_N . Формирование канальных сигналов выполняют полосовые фильтры $ПФ_1, \dots, ПФ_N$, которые подавляют все побочные продукты модуляции, не нужные для передачи. Выделенные фильтрами канальные сигналы занимают соответственно полосы частот $f_1 \dots f_2, f_3 \dots f_4, f_L \dots f_N$. Эти полосы частот не должны перекрываться (рис. 1.3). Канальные сигналы объединяются и образуют групповой сигнал, полоса частот которого равна $f_1 \dots f_N$.

Ширина полосы частот канальных сигналов Δf в общем случае может отличаться от ширины полосы частот исходного сигнала ΔF , а именно $\Delta f \geq \Delta F$. Желательно, чтобы $\Delta f = \Delta F$, так как в этом случае при заданном числе каналов N ширина спектра группового сигнала минимальна, что позволяет увеличить экономическую эффективность системы передачи.

На приемной оконечной станции канальные сигналы выделяются из группового сигнала при помощи полосовых канальных фильтров $ПФ_1, \dots, ПФ_N$. Для получения исходных сигналов канальные сигналы подаются на демодуляторы $ДМ_1, \dots, ДМ_N$. Если несущие частоты на выходе модуляторов передающей оконечной станции будут подавлены, то на демодуляторы кроме канальных сигналов должны быть поданы несущие частоты (f_{n1}, \dots, f_{nN}). Фильтры нижних частот ФНЧ выделяют исходный сигнал, внося большое затухание в высокочастотные составляющие сигнала, появившиеся в процессе демодуляции.

Для полного разделения канальных сигналов необходимо, чтобы характеристики полосовых фильтров $ПФ_1, \dots, ПФ_N$ были идеальными. Так как у реальных фильтров крутизна нарастания затухания ограничена, то между каналами могут возникнуть переходные помехи. Для уменьшения их до допустимых значений между спектрами канальных сигналов вводятся защитные частотные интервалы $\Delta f_{зщ}$ (рис. 1.3). Например, при передаче разговорных сигналов защитный частотный интервал составляет 0,9 кГц.

При временном способе разделения каналов по цепи передаются периодически последовательности очень коротких импульсов, амплитуды которых равны величинам мгновенных значений канальных сигналов. После импульса первого канала передается



Рис. 1.3

импульс второго, третьего и т. д. до последнего канала, после чего цикл передачи повторяется.

Достаточно просто временное разделение осуществляется, если по каналам передается последовательность импульсов. Интервалы между двумя соседними импульсами одного и того же канала используются для передачи импульсов других каналов.

При передаче по каналам непрерывных сигналов (например, речевых) последние необходимо подвергнуть дискретизации по времени. В результате дискретизации, осуществляемой методом АИМ, непрерывные сигналы преобразуются в последовательности импульсов разной амплитуды. После этого временное разделение происходит так же, как и при передаче импульсных сигналов. В линию передачи сначала посылается импульс (отсчет непрерывного сигнала) первого канала, затем второго и т. д. до канала N , после чего опять передается импульс первого канала и процесс периодически повторяется.

Упрощенная структурная схема многоканальной системы передачи с ВРК приведена на рис. 1.4. Исходные непрерывные сигналы каждого канала после ограничения спектра фильтром нижних частот поступают на ключи K_1, \dots, K_N , осуществляющие дискретизацию этих сигналов. Работой ключей управляет периодическая последовательность импульсов, вырабатываемая генераторным оборудованием $ГО_{пер}$. Частота следования этих импульсов равна частоте дискретизации, которая согласно теореме Котельникова должна быть не менее удвоенного значения наивысшей частоты спектра непрерывного сигнала F_{max} , т. е. $f_d \geq 2F_{max}$. Период следования канальных импульсов $T_d = 1/f_d$.

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

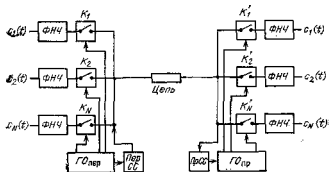


Рис. 1.4

сигнала. Последовательности отсчетов канальных сигналов образуют групповой АИМ-сигнал.

На приемной оконечной станции разделение канальных сигналов осуществляется ключами K'_1, \dots, K'_N . Работой ключей управляет последовательность импульсов, вырабатываемая ГО_{пр}. Для того чтобы передаваемый сигнал поступил в соответствующий приемник, необходимо, чтобы электронные ключи передающей и приемной станций работали синхронно и синфазно. С этой целью с передающей оконечной станции на приемную передается специальный сигнал синхронизации СС, обеспечивающий согласованную во времени работу ГО обеих станций. Восстановление исходного (непрерывного) сигнала из последовательности амплитудно-модулированных импульсов (отсчетов этого сигнала) осуществляют фильтры нижних частот.

На рис. 1.5 показаны временные диаграммы формирования канальных и группового АИМ-сигналов системы передачи с ВРК.

Необходимо отметить, что между каналами системы передачи с ВРК вследствие ограничения полосы пропускания линии передачи могут возникнуть взаимные переходные помехи. Для уменьшения их между канальными импульсами вводятся защитные временные интервалы T_z . Системы передачи с ВРК и АИМ имеют низкую помехоустойчивость, поэтому АИМ используется обычно в первой ступени преобразования этих систем, а в последующей ступени применяются более помехоустойчивые виды модуляции — ИКМ или ФИМ.

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

Оптический кабель обычно состоит из ряда отдельных оптических и армирующих волокон, покрытых общей защитной оболочкой. Передача электромагнитных волн осуществляется по оптическим волокнам, которые являются диэлектрическими волноводами. Для изготовления оптического волокна используют синтетическое кварцевое стекло, многокомпонентные силикатные стекла или прозрачные полимеры. Синтетическое кварцевое стекло высокой чистоты, обладающее малыми потерями на поглощение и рас-

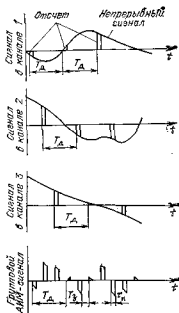


Рис. 1.5

сеяние, является наилучшим исходным материалом. Для уменьшения взаимных помех и увеличения механической прочности волокна покрывают оптически непрозрачным материалом.

В настоящее время наиболее широкое распространение получили ступенчатые и градиентные волокна. У ступенчатых волокон показатель преломления изменяется ступенчато, у градиентных — плавно от оси волокна до его периферии.

В зависимости от диаметра сердцевинки и разностей показателей преломления сердцевинки и оболочки оптические волокна подразделяются на одно- и многомодовые. Одномодовые волокна имеют наибольшую пропускную способность, но пока не используются из-за больших потерь энергии на вводе в волокно, что требует мощных когерентных источников излучения с узкой диаграммой направленности, и из-за сложности соединений.

Важными характеристиками волокон являются затухание (потери) и дисперсия. Потери в оптическом волокне обусловлены поглощением в материале сердечника, рассеянием, излучением на изгибах и потерями в оболочке. Поглощение энергии имеет место из-за наличия в материале волокна посторонних примесей. При тщательной очистке материала волокна потери на поглощение могут быть весьма малыми. Рассеяние происходит за счет неоднородности материала по плотности. Потери за счет рассеяния обратно пропорциональны четвертой степени длины волны. В высококачественном волокне они не превышают 0,9 дБ/км при $\lambda = 1$ мкм. Изгибы волокна приводят к потерям, которые экспоненциально уменьшаются с возрастанием радиуса кривизны.

Дисперсия возникает из-за различия скоростей распространения отдельных мод на рабочей частоте (модовая дисперсия) и различия скоростей распространения одной и той же моды на разных частотах передаваемого спектра излучения (частотная дисперсия). Частотная дисперсия складывается из волноводной дисперсии и дисперсии материала волокна. Первая обусловлена нелинейностью зависимости коэффициента распространения от частоты, вторая — частотной зависимостью коэффициента преломления материала. Оценивать дисперсию принято по уширению передаваемых импульсов.

Оптический кабель состоит из большого числа оптических волокон, что обеспечивает его повышенную прочность. Напомним, что основными достоинствами этого кабеля являются нечувствительность к внешним электромагнитным полям, малые размеры и небольшая масса, слабая зависимость характеристик от температуры, широкополосность, малое затухание, незначительные взаимные помехи между волокнами.

В настоящее время в оптических системах передачи в качестве оконечной используется аппаратура систем передачи с ВРК и ИКМ. Сформированный в оконечной аппаратуре групповой цифровой сигнал модулирует оптическую несущую. В оптических системах передачи возможна модуляция как по интенсивности, так и по поляризации. Обычно используется модуляция по интенсив-

ности, так как при этом проще реализация аппаратуры. Оптическая несущая создается в источниках излучения, в качестве которых могут быть использованы светодиоды, суперлюминесцентные диоды и лазеры. В приемнике излучения оптические волны преобразуются в электрический сигнал. В качестве приемников излучения применяются лавинные фотодиоды или фотоэлектронные умножители.

Пропускная способность оптических систем передачи зависит от типа волокна. При использовании светодиодов, излучающих волны длиной 0,82... 0,85 мкм, пропускная способность не превышает 100 Мбит·с⁻¹.

В последние годы во всех странах исследуется возможность работы на волне 1,3 мкм с последующим освоением диапазона 1,5... 1,6 мкм, что позволит снизить затухание оптического кабеля до 0,5 дБ/км и значительно повысить пропускную способность оптических систем передачи. Снижение затухания оптического кабеля позволит увеличить длину регенерационного участка до 40... 50 км, что открывает широкие возможности применения оптических систем передачи на магистральной сети.

В настоящее время оптические системы передачи используются на местных сетях для передачи различных видов информации.

Коаксиальные кабели типа КМ-4, содержащие четыре коаксиальные пары нормального диаметра, и КМ-8/6, содержащие восемь коаксиальных пар нормального диаметра и шесть пар малого диаметра, являются основной направляющей средой для систем передачи магистральной сети, а малогабаритный кабель МКТ-4 — для систем передачи внутризоновых сетей. Высокая защищенность от внешних помех, обусловленная экранирующим действием внешнего проводника коаксиальной пары и увеличивающаяся с ростом частоты, позволяет использовать коаксиальный кабель в широком диапазоне частот. Можно считать, что экранирующий эффект проявляется достаточно резко с частоты порядка 60 кГц. Поэтому в системах передачи, использующих в качестве направляющей среды коаксиальный кабель, нижняя граничная частота линейного спектра выбирается равной или выше 60 кГц. Верхняя граничная частота определяется числом каналов в системе передачи. При этом необходимо иметь в виду, что значение верхней граничной частоты определяет технико-экономические показатели системы передачи.

Использование коаксиальных кабелей КМ-4 и КМ-8/6 позволяет организовать мощные пучки каналов тональной частоты и в случае необходимости передачу телевизионных программ. Передача сигналов во встречных направлениях осуществляется по двум коаксиальным парам одного кабеля.

На магистральной сети с использованием коаксиальных кабелей среднего размера (2,6/9,4 мм) работают системы передачи с ЧРК К-3600, К-1920П, создается система передачи К-10800, применение которой будет определяться тенденциями развития сети. Выделение и введение групп каналов на обслуживаемых проме-

жуточных станциях при использовании коаксиального кабеля КМБ-8/6 предполагается осуществлять с помощью вспомогательных систем передачи, например К-24Р.

Наряду с системами передачи с ЧРК на магистральной сети нашли применение системы передачи с ВРК и импульсно-кодовой модуляцией, отличающиеся высокой помехоустойчивостью и экономичностью. Примером такой системы является система передачи ИКМ-1920.

На внутризональной сети с использованием малогабаритных коаксиальных кабелей (1,2/4,6 мм) в настоящее время применяется система передачи К-300, которую заменит система передачи ИКМ-480 или ИКМ-480×2.

На местных и внутризональных сетях с использованием в качестве направляющей среды однокоаксиального кабеля ВКПАП (2,1/9,7 мм) работает система передачи К-120. В настоящее время разработана более мощная система передачи К-420, которая заменит эту систему передачи.

Симметричные кабели широко используют на внутризональных и местных сетях. Особенностью конструкции этих кабелей являются взаимные влияния между парами, возрастающие с увеличением частоты. Магистраль с использованием симметричных кабелей строят обычно двухкабельными (передача сигналов в разных направлениях осуществляется по различным кабелям), поэтому переходные влияния на ближний конец незначительны. Следовательно, значение верхней передаваемой частоты линейного спектра ограничивается переходным влиянием на дальний конец внутри одного кабеля. Для частот выше 260 кГц обеспечить требуемые величины защищенностей достаточно сложно. Это не позволяет использовать симметричный кабель в широком диапазоне частот. Поэтому системы передачи с ЧРК, в которых в качестве направляющей среды применяется этот кабель, относительно малоканальны — число каналов обычно не превышает 60. Более помехоустойчивые системы передачи с ИКМ позволяют организовать в этом кабеле большее число каналов.

Воздушные линии применяются на внутризональных и местных сетях. Однако они все чаще заменяются кабелями, которые более надежны и менее подвержены внешним влияниям и позволяют организовать большее число каналов.

Верхняя граничная частота линейного спектра ограничивается характером зависимости затухания воздушных линий от метеорологических условий, увеличением переходных влияний между параллельными цепями с ростом частоты и помехами от длинноволновых радиостанций. На воздушных линиях связи из цветного металла эта частота не превышает 150 кГц.

В качестве направляющей среды воздушные линии связи используются только в системах передачи с ЧРК, причем число каналов не превышает 15.

Радиорелейные линии, являющиеся наиболее распространенным видом радиолиний, используются на магистральной, внутри-

зоновой и местной сетях. Передача сигналов по ним осуществляется в диапазоне метровых (10 ... 1 м), дециметровых (100 ... 10 см) и сантиметровых волн. Эти волны занимают спектры частот 30 ... 300 МГц, 300 ... 3000 МГц и 3 ... 30 ГГц соответственно. Преимуществом этих диапазонов является широкополосность, т. е. возможность одновременной работы большого числа станций с практически одинаковыми условиями распространения. Кроме того, каждая из этих станций может работать в широком диапазоне частот, обеспечивая тем самым большую пропускную способность и возможность применения помехоустойчивых методов модуляции.

Дециметровые и сантиметровые волны не отражаются от ионосферы и плохо огибают препятствия. Практически они распространяются в пределах прямой видимости между антеннами станций, что ограничивает дальность связи. Для ее увеличения используются ретрансляция сигналов, т. е. прием, усиление и передача (излучение) сигналов в направлении соседних станций. Радиорелейная линия, представляющая собой цепочку приемопередающих станций, антенны которых расположены на расстоянии прямой видимости, называется *радиорелейной линией прямой видимости*.

Передачу сигналов на расстоянии, большем прямой видимости, позволяют осуществить тропосферные радиорелейные системы передачи, использующие диапазон частот 0,3 ... 5 ГГц. В этих системах расстояние между приемопередающими станциями достигает сотен километров. Увеличение дальности распространения осуществляется за счет рассеяния энергии и отражения радиоволн неоднородностями структуры тропосферы, вызванными вихревыми движениями потоков воздуха с различными температурой, влажностью и давлением. Однако рассеяние уменьшает направленность передачи, поэтому на таких линиях применяют мощные передатчики, большие размеры антенн и приемники с высокой чувствительностью. Особенности распространения радиоволн при дальней тропосферной связи не позволяют организовывать большие пучки каналов. Обычно число каналов не превышает 120.

Еще большую дальность позволяют получить спутниковые системы передачи, в которых в качестве ретрансляторов используют искусственные спутники Земли. Условия распространения радиоволн в данном случае не препятствуют организации большого числа каналов и передачи сигналов телевизионного вещания.

Особенностью спутниковых систем передачи является необходимость слежения антеннами земных станций за спутником. С этой целью в состав аппаратуры земных станций вводятся *специальные устройства наведения*.

Использование спутниковых систем передачи непрерывно возрастает, поскольку они позволяют охватить связью огромные территории.

Любой электрический сигнал при прохождении через направляющую среду (кабель, воздушную или радиорелейную линию) претерпевает затухание. Это затухание растет с увеличением расстояния, на которое необходимо передать сигнал. Поэтому уро-

вень сигнала на приемной станции должен быть такой величины, чтобы приемные устройства могли нормально работать, т. е. дальность непосредственной передачи сигналов ограничена. Для компенсации затухания кабеля, воздушной или радиорелейной линии, т. е. для увеличения дальности связи, широко используют усилители, равномерно распределенные вдоль линии передачи.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите основные характеристики сигналов электросвязи.
2. Какие типы каналов организуются в СП?
3. Какие принципы разделения каналов используются в СП, их достоинства и недостатки?
4. Перечислите особенности передачи сигналов в различных направляющих средах.

2. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Передача электрических сигналов сопровождается их ослаблением — рассеянием их энергии в пространстве. При этом часто оказывается, что энергия сигнала недостаточна для его приема или что мощность сигнала сравнима с мощностью помех. В этих случаях возникает задача усиления сигналов, т. е. увеличения их мощности. Усиление электрических сигналов осуществляется усилителями, которые удобно представлять в виде четырехполюсников (рис. 2.1), т. е. устройств, имеющих пару входных контактов для подведения сигнала, подлежащего усилению, и пару выходных — для подключения нагрузки (приемника усиленного сигнала). Очевидно, что эти четырехполюсники являются активными, т. е. содержат источники энергии, поскольку мощность сигналов, поступающих в нагрузку, больше, чем воспринимаемых. Очевидно также, что конкретный усилитель должен обладать вполне определенными параметрами и характеристиками, зависящими от свойств усиливаемых сигналов и особенностей аппаратуры, в состав которой этот усилитель входит.

Параметры четырехполюсников исчерпывающе полно рассмотрены в теории электрических цепей. Однако на практике при некоторых допущени-

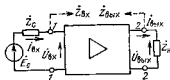


Рис. 2.1

их можно использовать более удобные эксплуатационные параметры и характеристики усилителей, важнейшие из которых рассмотрены ниже.

2.2. ВХОДНОЕ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ

На рис. 2.1 показан усилитель — четырехполюсник, к которому подключены источник сигнала (E_c, Z_c), подлежащего усилению, и приемник усиленного сигнала (нагрузка Z_n).

Входным сопротивлением усилителя $Z_{вх}$ называется отношение установившихся значений напряжения и тока на его входе $U_{вх}/I_{вх}$. Можно записать, что $U_{вх} = I_{вх} Z_{вх} = E_c Z_{вх} / (Z_c + Z_{вх})$. Из этого выражения видно, что $U_{вх}$ приближается к E_c при $|Z_{вх}| \gg \gg |Z_c|$ и существенно меньше E_c , если $|Z_{вх}| \ll |Z_c|$. Очевидно, знание величины $Z_{вх}$ очень важно для эксплуатации, так как входное напряжение сигнала, а следовательно, при прочих равных условиях и напряжение на нагрузке $U_{вых}$ зависят от него в значительной степени.

Выходным сопротивлением усилителя $Z_{вых}$ называется отношение $U_{вых}(\infty)/I_{вых}(0)$, где символы ∞ и 0 обозначают условия холостого хода и короткого замыкания соответственно на выходных контактах усилителя. В некоторых усилителях подобные режимы не допускаются, поэтому экспериментально выходное сопротивление определяется при подключении источника сигнала к выходным контактам (рис. 2.2) как отношение $U_{взм}/I_{взм}$.

Строго говоря, при определении входного сопротивления к выходным контактам следует подключать номинальную нагрузку усилителя, а при определении выходного — входные контакты замыкать на сопротивление, равное внутреннему сопротивлению номинального источника сигнала. Практически же это может повлиять лишь на результаты измерений сопротивлений усилителей, имеющих малое усиление.

В большинстве случаев входное и выходное сопротивления усилителей аппаратуры систем передачи должны быть согласованы с сопротивлениями внешних цепей во избежание отражения сигналов от входных и выходных контактов усилителя. Степень согласования количественно оценивается *коэффициентом несогласованности*

$$\delta = \left| \frac{Z_{yc} - R_n}{Z_{yc} + R_n} \right|,$$

где Z_{yc} — полное входное или выходное сопротивление усилителя; R_n — номинальное действительное сопротивление источника сигнала или нагрузки соответственно. Степень согласования можно оценить *затуханием несогласованности*, которое выражается в децибелах и равно $a_\delta = -20 \lg \delta$.

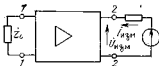


Рис. 2.2

Иногда желательно, например, в усилителях сигналов звукового вещания, чтобы выходное сопротивление усилителя было низкоомным, т. е. чтобы выполнялось условие $|Z_c/2_{\text{вых}}| \geq 10 \div 1000$.

В некоторых случаях требуется, чтобы подключение усилителя к источнику сигнала практически не изменяло развиваемое им напряжение. Это достигается выполнением условия высокоомности входного сопротивления $|Z_{\text{вх}}/Z_c| \geq 3 \div 10$.

2.3. КОЭФФИЦИЕНТЫ ПЕРЕДАЧИ

Коэффициенты передачи являются важнейшими параметрами усилителей, характеризующими их усилительную способность. Наиболее полную информацию несет коэффициент передачи по ЭДС (см. рис. 2.1) $K_e(j\omega) = U_{\text{вых}}/E_c$. Поскольку $U_{\text{вых}}$ и E_c — комплексные величины, то, представляя их в показательной форме, можно записать $K_e(j\omega) = U_{\text{вых}} e^{i\varphi_{\text{вых}}(\omega)} / E_c e^{i\varphi_c(\omega)} = K_e(\omega) e^{i\varphi_e(\omega)}$, где $\varphi_{\text{вых}}(\omega)$, $\varphi_c(\omega)$ — значения фазы выходного напряжения и ЭДС источника сигнала соответственно, $\omega = 2\pi f$ — текущая частота.

В дальнейшем для сокращения записи указание на функциональную зависимость величин от частоты будет сохраняться лишь там, где это имеет принципиальное значение. В остальных случаях это указание будет опускаться, например вместо $K_e(\omega)$ будет записываться K_e .

Действительная величина $K_e = U_{\text{вых}}/E_c = |K_e|$ называется коэффициентом усиления по ЭДС, а разность $\varphi_e = \varphi_{\text{вых}} - \varphi_c$ — фазовым сдвигом ЭДС в усилителе.

Коэффициенты передачи и усиления по ЭДС используются тогда, когда к входному сопротивлению усилителей не предъявляются какие-либо особые требования. Если же входное сопротивление усилителя равно сопротивлению источника сигнала или является высокоомным, то вместо коэффициента передачи по ЭДС используют коэффициент передачи по напряжению

$$K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} e^{i\varphi_{\text{вых}}}/U_{\text{вх}} e^{i\varphi_{\text{вх}}} = K e^{i\varphi}$$

где K — коэффициент усиления по напряжению; $\varphi_{\text{вх}}$ — фаза входного напряжения; $\varphi = \varphi_{\text{вых}} - \varphi_{\text{вх}}$ — фазовый сдвиг напряжения.

Так как входное и выходное сопротивления усилителей многоканальных систем передачи обычно согласованы с внешними цепями, коэффициент усиления по напряжению является наиболее распространенным. Часто для краткости его называют просто коэффициентом усиления усилителя.

Иногда используют коэффициент усиления по току $K_T = I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$, коэффициент усиления по мощности $K_M = U_{\text{вых}}I_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}I_{\text{вх}} = Y_T \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}$, где $Y_T = I_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ — проводимость передачи. Мо

дуть проводимости передачи g_T обычно называют *крутизной*. Крутизна в отличие от ранее приведенных коэффициентов усиления, являющихся безразмерными, измеряется в сименсах (См). Параметры Y_T и g_T используются для характеристики усилителей с низкоомной нагрузкой.

Можно показать, что коэффициенты усиления и крутизна связаны между собой следующими соотношениями: $K = K_e |1 + Z_c/Z_{вх}| = K_T |Z_n/Z_{вх}| = K_M/K_T = g_T |Z_n|$.

Коэффициенты усиления можно выражать в децибелах, например $S_e = 20 \lg K_e$, $K_e = 10^{0,05 S_e}$. Аналогично в децибелах выражаются и коэффициенты усиления по напряжению и току. Коэффициент усиления по мощности в децибелах $S_M = 10 \lg K_M$, $K_M = 10^{0,18 S_M}$.

2.4. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ. ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Зависимость коэффициента усиления от частоты называется *амплитудно-частотной*, а зависимость от частоты фазового сдвига — *фаза-частотной характеристиками* соответствующего коэффициента передачи. В простейшем случае амплитудно-частотная характеристика (рис. 2.3) напоминает резонансную кривую, поэтому среднюю частоту f_0 , на которой коэффициент усиления достигает своего максимального значения K_{e0} , называют *квазирезонансной*. Диапазон частот Δf , на краях которого коэффициент усиления снижается по отношению к K_{e0} в $\sqrt{2}$ раз, называется *полосой пропускания усилителя*. Рабочий диапазон частот Δf_p обычно расположен внутри полосы пропускания усилителя. Если в этом диапазоне амплитудно-частотная характеристика имеет вид горизонтальной прямой, то считается, что усилитель не вносит амплитудно-частотных искажений. Количественно амплитудно-частотные искажения на той или иной частоте рабочего диапазона Δf_p определяются *коэффициентом амплитудно-частотных искажений* $M = K_{e0}/K_e(f_i)$, где $K_e(f_i)$ — коэффициент усиления усилителя на частоте f_i . При квазирезонансной форме амплитудно-частотной характеристики обычно нормируют максимально допустимые значения коэффициента амплитудно-частот-

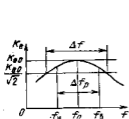


Рис. 2.3

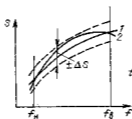


Рис. 2.4

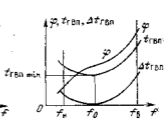


Рис. 2.5

ных искажений на верхней f_n и нижней f_n частотах рабочего диапазона (M_n и M_n).

Усилители, компенсирующие потери энергии сигналов в проводных линиях связи, имеют амплитудно-частотные характеристики относительно сложной формы (рис. 2.4). В этом случае амплитудно-частотные искажения на той или иной частоте в децибелах определяются разностью реального значения коэффициента усиления (кривая 2) и заданного (кривая 1). Штриховые линии на рис. 2.4, отстоящие от заданной амплитудно-частотной характеристики на величину $\pm \Delta S$, отмечают допустимые границы, в которых может располагаться амплитудно-частотная характеристика реального коэффициента усиления усилителя.

Зависимость фазового сдвига в усилителе от частоты $\varphi(\omega)$ называется фазо-частотной характеристикой коэффициента передачи (рис. 2.5). На практике чаще используют частотную характеристику группового времени прохождения

$$t_{групп}(f) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(f)}{df}$$

или частотную характеристику неравномерности группового времени прохождения $\Delta t_{групп}(f) = t_{групп}(f) - t_{групп\ мин}$.

Количественно фазо-частотные искажения на той или иной частоте определяются величиной $\Delta f_{групп}(f_i)$.

Совокупность амплитудно- и фазо-частотных искажений усилителя называется *линейными искажениями* (см. § 5.4).

2.5. СОБСТВЕННЫЕ ПОМЕХИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Электрические колебания, имеющиеся в нагрузке усилителя при отсутствии сигнала на его входе, называются *собственной помехой усилителя*. Ее основными составляющими являются:

- тепловые помехи, возникающие на активных сопротивлениях источника усиливаемого сигнала;
- помехи, возникающие в усилительных элементах, и тепловые помехи пассивных элементов усилителя;
- помехи от источников питания усилителя;
- наводки от внешних источников;
- микрофонный эффект.

Последние три составляющие могут быть снижены до пренебрежимо малых величин инженерными методами, например применением фильтров питания, экранированием усилителя и увеличением жесткости его конструкции; первые же две устранить нельзя, поэтому они должны учитываться при разработке и эксплуатации усилителя.

Эффективное напряжение тепловой помехи (в вольтах) может быть рассчитано по упрощенной формуле Найквиста $U_{эфф} = \sqrt{4kTR\Delta f}$, где k — постоянная Больцмана, равная $1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/град, T — абсолютная температура, К; R — активное сопротивление проводника, Ом; Δf — полоса частот, Гц. Если

источник сигнала согласован с входным сопротивлением усилителя, что часто имеет место в технике электросвязи, то мощность тепловой помехи, создаваемой этим источником во входной цепи усилителя, будет $P_{т.л.вх} = kT\Delta f$.

Собственные помехи усилительных элементов усилителя учитываются посредством коэффициента шума (в децибелах) $F_{с.п} = 10 \lg(P_{с.п.вых}/P_{т.л.вх}K_M)$, где K_M — коэффициент усиления по мощности. Физически коэффициент шума представляет собой в логарифмических единицах отношение мощности собственной помехи $P_{с.п.вых}$ в нагрузке данного усилителя к мощности помехи в нагрузке такого же усилителя, но свободного от внутренних источников помех.

Иногда собственные помехи усилителя определяют величиной мощности помех, приведенных ко входу усилителя: $P_{с.п.вх} = P_{с.п.вых}/K_M = P_{т.л.вх} 10^{0,1F_{с.п}}$, или уровнем (в децибелах) помехи, приведенной ко входу: $p_{с.п.вх} = 10 \lg(P_{с.п.вх}/1 \text{ мВт})$.

2.6. АМПЛИТУДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Амплитудной характеристикой усилителя называется зависимость выходного напряжения от напряжения входного sinusoidalного сигнала, частота которого обычно выбирается в середине рабочего диапазона. В идеальном случае (рис. 2.6,а, кривая 1) амплитудная характеристика прямолинейна, а ее наклон определяется коэффициентом усиления усилителя $\text{tg } \alpha = U_{вых i}/U_{вх i} = K$. В реальном усилителе амплитудная характеристика (рис. 2.6,а, кривая 2) может быть определена только выше некоторого напряжения $U_{вых min}$, существенно превышающего эффективное напряжение собственной помехи на выходе усилителя. Кроме того, эта характеристика в силу нелинейности вольт-амперных характеристик тех или иных элементов усилителя также нелинейна.

В технике электросвязи часто используется другая форма амплитудной характеристики (рис. 2.6,б) — зависимость коэффициента усиления по напряжению в децибелах от выходного уровня усилителя $p_{вых} = 10 \lg(|U_{вых i}/U_{вх i}|/1 \text{ мВт})$. К усилителю обычно предъявляют требование, чтобы при достижении в его нагрузке

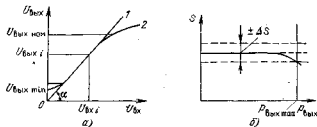


Рис. 2.6

выходного уровня, равного $P_{\text{вых макс}}$, амплитудная характеристика отклонялась от прямой линии не более чем на допустимую величину $\pm \Delta S$.

Отклонение амплитудной характеристики от идеальной свидетельствует о нелинейных искажениях усилителя, которые могут быть определены величинами высших гармоник при подаче на вход усилителя синусоидального сигнала. Количественную оценку нелинейных искажений осуществляют одним из следующих способов.

В усилителях с относительно большими нелинейными искажениями последние определяют с помощью *коэффициента гармоник* (коэффициента нелинейных искажений)

$$K_r = \sqrt{U_{2r, \text{вых}}^2 + U_{3r, \text{вых}}^2 + \dots} / U_{1r, \text{вых}}$$

где $U_{nr, \text{вых}}$ — напряжение n -й гармоники на нагрузке усилителя. Обычно в таких усилителях задается мощность первой гармоники сигнала в нагрузке $P_{\text{вых ном}} = U_{1r, \text{вых ном}}^2 / Z_n$, при которой и определяется значение K_r .

В усилителях с малыми нелинейными искажениями последние оцениваются по *затуханию нелинейности* A_{nr0} по второй и третьей гармоникам, причем эти затухания определяются при мощности первой гармоники в нагрузке усилителя, равной одному милливольту. Эти затухания соответственно равны $A_{2r0} = 20 \lg(U_{1r, \text{вых}} / U_{2r, \text{вых}})$ и $A_{3r0} = 20 \lg(U_{1r, \text{вых}} / U_{3r, \text{вых}})$, где $U_{1r, \text{вых}} = \sqrt{Z_n} \cdot 1 \text{ мВТ}$.

Для усилителей с малыми нелинейными искажениями ($K_r \leq 0,03$) справедливо следующее приближенное равенство $A_{nr} = A_{nr0} - P_{\text{вых}}(n-1)$, где n — номер гармоники, A_{nr} — затухание нелинейности по n -й гармонике при выходном уровне $P_{\text{вых}} = 10 \lg(P_{\text{вых}} / 1 \text{ мВТ})$.

Наибольший выходной уровень сигнала, при котором затухания нелинейности снижаются до минимально допустимых значений, соответствует так называемой *максимальной неискаженной мощности усилителя*.

2.7. ПОНЯТИЕ О НЕСТАБИЛЬНОСТИ ПАРАМЕТРОВ И НАДЕЖНОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Параметры элементов, из которых изготавливаются усилители, имеют производственный разброс, а также могут изменяться из-за старения, изменения температуры окружающей среды и напряжения источников питания. Это приводит к нестабильности параметров усилителя в целом, т. е. к отличию значений параметров конкретного образца усилителя от номинальных. Количественно нестабильность того или иного параметра усилителя определяется отношением $d\theta/\theta$, где θ — номинальное значение данного параметра, а $d\theta$ — его максимальное приращение, вызванное комплексом всех возможных воздействий внешних факторов на усилитель. Если известна относительная нестабильность параметров

θ_i всех n элементов конструкции усилителя, то относительную неустойчивость θ параметра усилителя можно подсчитать как

$$d\theta/\theta = \sum_{i=1}^m (S_{\theta_i}^{\theta}) d\theta_i/\theta_i.$$

Величина $S_{\theta_i}^{\theta} = \frac{d\theta/\theta}{d\theta_i/\theta_i}$ называется чувствительностью θ параметра усилителя к изменению θ_i параметра i -го элемента, а $m \geq n$ — общее число учитываемых параметров n элементов. Приведенное соотношение используется при однозначной зависимости параметров элементов от того или иного внешнего фактора (примером такой зависимости является изменение сопротивлений резисторов от изменения температуры окружающей среды). Если же параметры элементов связаны с влияющим внешним фактором статистически (примером чего может служить отклонение сопротивлений резисторов от номинальных значений), следует использовать соотношение

$$\frac{d\theta}{\theta} = \sqrt{\sum_{i=1}^m \left(S_{\theta_i}^{\theta} \frac{d\theta_i}{\theta_i} \right)^2}.$$

При прочих равных условиях наибольшей стабильностью параметров обладает усилитель с наименьшими поэлементными чувствительностями $S_{\theta_i}^{\theta}$, которые могут быть минимизированы рациональным выбором схемы усилителя, в частности, использованием в усилителе обратной связи.

Понятие неустойчивости параметров усилителя тесно связано с понятием его надежности — способности удерживать свои параметры в процессе эксплуатации в заданных пределах. Надежность усилителей количественно определяется рядом параметров, выбор которых зависит от класса аппаратуры, вида соединения элементов усилителя между собой и вида соединения усилителя с другой аппаратурой. Для большинства усилителей характерно *основное соединение элементов* (узлов аппаратуры друг с другом), при котором отказ одного из элементов вызывает отказ усилителя в целом. Это обстоятельство с учетом того, что количество элементов в усилителе велико, а отказы их взаимно независимы, позволяет считать возникновение отказов усилителя подчиняющимся нормальному закону распределения и, следовательно, достаточно полно характеризовать надежность усилителя *вероятностью безотказной работы* как функции времени $P(t) = e^{-\lambda_{\Sigma} t}$, $\lambda_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \alpha_i \lambda_i$, где n — число элементов конструкции, λ_i — интенсивность отказов i -го элемента, величина которой обычно дается в справочниках, α_i — коэффициент загрузки, учитывающий условия работы i -го элемента.

Усилители с точки зрения надежности относятся к классу невосстанавливаемой аппаратуры, т. е. ремонт ее не осуществляет-

ся в процессе эксплуатации. Это обстоятельство с учетом основного соединения усилителя с другой аппаратурой позволяет связать еще один параметр надежности — время безотказной работы усилителя T с вероятностью безотказной работы следующим простым соотношением: $T = 1/\lambda_{\Sigma} = -t / \ln P(t)$.

Приведенные соотношения показывают, что надежность усилителя будет тем выше, чем меньше элементов в его конструкции и чем выше надежность каждого из этих элементов.

2.8. КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ. ПРИНЦИП РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ

Принцип работы усилителя заключается в том, что слабый сигнал, который подлежит усилению, управляет потоком энергии, поступающим от источника питания в нагрузку, подключенную к усилителю (рис. 2.7). В усилителях электрических сигналов энергия от источника питания (выпрямителя, аккумулятора и т. д.) передается в нагрузку по электрической цепи, следовательно, сигнал, подлежащий усилению, должен соответствующим образом изменять параметры какого-либо элемента этой цепи. Следует отметить, что часть энергии, полученной от источника питания, рассеивается в усилителе, вызывая нагрев его элементов.

На рис. 2.8,а приведена схема так называемого микротелефонного усилителя. Источником энергии в нем является батарея электрических элементов $U_{пит}$, которая соединена с нагрузкой (резистором R_n) через коробочку с угольным порошком, сопротивление которой R_y зависит от прогиба мембраны M . Прогиб мембраны определяется напряжением усиливаемого сигнала, поступающего в обмотку W . Постоянный магнит NS предназначен для начального прогиба мембраны; тогда усиливаемые сигналы одной полярности будут увеличивать этот прогиб, а другой — уменьшать, изменяя соответственно и сопротивление R_y . На рис. 2.8,б изображена структурная схема этого усилителя. Генератор ЭДС E_c и резистор R_c являются источником усиливаемого сигнала (ИС), генератор ЭДС E_n — источником питания (ИП), элемент, состоящий из устройства управления УУ и управляемого резистора R_y , — усилительным элементом (УЭ). Цепь, по которой протекает управляющий (входной) ток $I_{вх}$, называется входной цепью усилителя, а по которой протекает усиленный (выходной) ток $I_{вых}$ — выходной цепью усилителя. Сочетание усилительного эле-

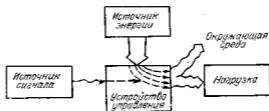


Рис. 2.7

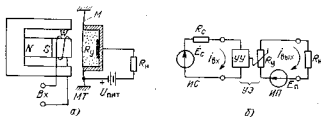


Рис. 2.8

мента, входной и выходной цепей называется *каскадом усиления*.

Когда усиления одного каскада недостаточно, осуществляют лестничное (каскадное) соединение нескольких каскадов усиления, образуя так называемый *многокаскадный усилитель*, структурная схема которого показана на рис. 2.9. Усиление многокаскадного усилителя в основном обеспечивается предварительными каскадами усиления (ПКУ), выходной каскад усиления (ВКУ) предназначен главным образом для обеспечения в нагрузке усилителя заданной неискаженной мощности сигнала. Обычно все каскады получают энергию от общего источника питания (ИП) через цепи фильтрации (ЦФ), которые, во-первых, осуществляют развязку каскадов между собой (исключают попадание усиленных сигналов последующих каскадов в предыдущие) и, во-вторых, подавляют помеху, которая может поступать в каскады усиления от источника питания (пульсации выпрямленного напряжения, наводки посторонних ЭДС и т. д.). Входное и выходное устройства осуществляют сопряжение каскадов усиления с внешними цепями усилителя: трансформируют сопротивление, осуществляют переход от симметричной относительно земли схемы внешних цепей к несимметричной схеме усилителя, защищают усилитель от опасных напряжений во внешних цепях и т. д. В общем случае можно считать входное и выходное устройства относящимися к входному и выходному каскадам усиления соответственно.

Можно показать, что коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности, а также коэффициент амплитудно-частотных искажений многоканального усилителя равны произведениям соответствующих коэффициентов отдельных каскадов (или суммам, если коэффициенты выражены в децибелах). Фазовый сдвиг на-

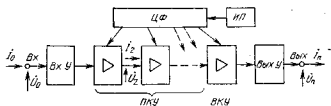
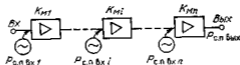


Рис. 2.9



пряжения или тока многокаскадного усилителя равен сумме фазовых сдвигов в отдельных каскадах.

Мощность собственных помех на выходе многокаскадного усилителя $P_{с.п. вых}$ является суммой помех, поступающих от каждого каскада (рис. 2.10): $P_{с.п. вых} = P_{с.п. вх 1} K_{M1} K_{M2} \dots K_{Mn} + \dots + P_{с.п. вх i} K_{M1} K_{M2} \dots K_{Mn} + \dots + P_{с.п. вх л} K_{Mn}$, где $P_{с.п. вх i}$ — мощность собственной помехи i -го каскада, приведенная к его входу, $K_{M i}$ — коэффициент усиления каскада по мощности, n — количество каскадов усиления. Поскольку усиление каскадов достаточно велико, т. е. справедливо неравенство $K_{M i} \gg 1$, в приведенном выше выражении можно пренебречь всеми слагаемыми, кроме первого, и считать, что $P_{с.п. вых} = P_{с.п. вх 1} K_{M1} K_{M2} \dots K_{Mn} = P_{с.п. вх 1} K_M$, где $K_M = K_{M1} K_{M2} \dots K_{Mn}$ — коэффициент усиления усилителя по мощности. Таким образом, собственные помехи в многокаскадном усилителе практически определяются только собственными помехами первого (входного) каскада усиления.

Нелинейные искажения многокаскадного усилителя также строго говоря, определяются нелинейными искажениями, возникающими во всех его каскадах. Однако если учесть, что нелинейные искажения экспоненциально возрастают с ростом мощности сигнала и что выходной каскад имеет коэффициент усиления по мощности много больше единицы (и, следовательно, мощность сигнала на его выходе много больше мощности на выходах других каскадов), то можно считать, что нелинейные искажения усилителя возникают только в выходном каскаде усиления.

2.9. РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА

В усилителях аппаратуры систем передачи в качестве усилительных элементов наиболее часто применяются биполярные или полевые транзисторы. В соответствии с принципом работы биполярного транзистора простейшая схема усилительного каскада представлена на рис. 2.11. Источник смещающего напряжения E_6 вызывает выход носителей зарядов из эмиттерного слоя транзистора в базовый. Под воздействием напряжения на коллекторе $U_{э.к.}$, создаваемого источником питания E_k , эти носители зарядов переходят на коллекторный электрод и создают ток I_k , проходящий через сопротивление нагрузки R_n . Малая часть носителей не переходит на коллекторный электрод, а направляется через источник напряжения смещения, создавая входной ток I_6 . Таким образом, если в контур тока I_6 ввести источник сигнала, подле-

жащего усилению (на рис. 2.11 это генератор ЭДС E_c с внутренним сопротивлением R_c), изменения его ЭДС будут алгебраически суммироваться с источником смещающего напряжения и, следовательно, изменять степень открытия эмиттерного $p-n$ -перехода.

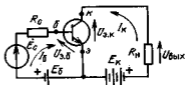


Рис. 2.11

Таким образом, ток I_k будет изменяться, обеспечивая изменение перехода энергии от источника питания E_k в нагрузку R_n .

Очевидно, что эффект усиления будет иметь место лишь тогда, когда выделенная в нагрузке мощность переменной составляющей тока I_k будет больше мощности, отдаваемой источником усиливаемого сигнала. Это обеспечивается установкой определенного режима работы транзистора по постоянному току, т. е. определенных значений напряжений между его электродами и токов, протекающих через эти электроды. Установка режима по постоянному току осуществляется выбором напряжения источника питания, конфигурации схемы каскада и сопротивлениями входящих в нее резисторов. При выборе режима в том или ином каскаде усиления могут преследоваться различные цели. Так, в предварительных каскадах — максимизация усиления по ЭДС; в выходном каскаде — максимизация отдаваемой мощности; во входном каскаде — минимизация собственной помехи; во всех каскадах усиления — минимизация мощности, потребляемой от источника питания, и т. д.

Рассмотрим порядок выбора режима по постоянному току в предварительном каскаде усиления, выполненном на биполярном транзисторе (выбор режима в выходном каскаде рассмотрен в § 2.12). Для этого воспользуемся семействами входных и выходных статических характеристик транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером (ОЭ), которые обычно приводятся в справочной литературе (рис. 2.12). Прежде всего выберем напряжение между эмиттером и коллектором $U_{э,к}$. Оно должно быть

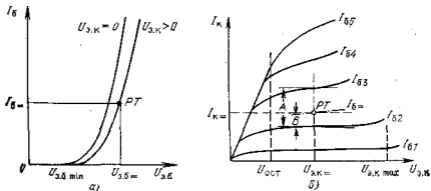


Рис. 2.12

больше остаточного напряжения $U_{ост}$ (напряжения, выше которого выходные характеристики становятся относительно прямолинейны), но меньше максимально допустимого $U_{э,к,мах}$, величина которого обычно приводится в справочнике. Можно принять $U_{э,к,мах} \approx (0,2, \dots, 0,5) U_{э,к,мах}$; чем выше $U_{э,к,мах}$, тем больше усиление каскада и лучше его частотные свойства, но больше потребление энергии от источника питания. Затем выберем величину тока коллектора $I_{к,мах}$. Чем больше $I_{к,мах}$, тем выше усиление каскада, но тем больше затраты энергии, а в некоторых случаях и собственные помехи каскада. Поэтому $I_{к,мах}$ принимают равным или несколько меньше того тока, при котором определено большинство справочных параметров транзистора. Точка на семействе выходных характеристик (рис. 2.12,б) с координатами $U_{э,к,мах}$, $I_{к,мах}$ называется *рабочей точкой* (РТ) или *точкой покоя*. Для рабочей точки находят значение постоянной составляющей тока базы $I_{б,мах}$. Если РТ оказывается между характеристиками семейства, то $I_{б,мах}$ находят методом интерполяции; так, для рис. 2.12,б $I_{б,мах} = I_{б2} + (I_{б3} - I_{б2}) B/A$. Воспользовавшись семейством входных характеристик (рис. 2.12,а), по значению $I_{б,мах}$ находят напряжение между эмиттером и базой $U_{э,б,мах}$. Точка на входных характеристиках с координатами $U_{э,б,мах}$, $I_{б,мах}$ также называется рабочей.

Приращение напряжения $\Delta U_{э,б}$ на эмиттерном переходе, которое создает источник усиливаемого сигнала (рис. 2.13,а), вызывает некоторое приращение входного тока $\Delta I_б$. Отношение достаточно малых приращений $\Delta U_{э,б}/\Delta I_б$ называется *входным сопротивлением транзистора* и обозначается $h_{11э}$. В свою очередь, приращение входного тока $\Delta I_б$ вызывает приращение выходного $\Delta I_к$ (рис. 2.13,б). Отношение $\Delta I_к/\Delta I_б$ называется *коэффициентом усиления транзистора по току* и обозначается $h_{21э}$. В некоторых случаях (например, при анализе работы каскада в области достаточно высоких частот) важно знать еще два параметра транзистора: *выходную проводимость* $h_{22э} = \Delta I_к/\Delta U_{э,к}$ и *коэффициент внутренней обратной связи* $h_{12э} = \Delta U_{э,б}/\Delta U_{э,к}$. Эти два параметра определяются при приращении напряжения $\Delta U_{э,к}$, что достигается введением соответствующего генератора ЭДС в коллекторную цепь транзистора. Определение параметра $h_{12э}$ графически несуществ-

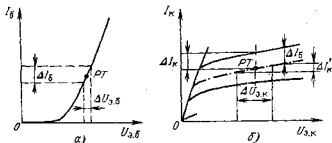


Рис. 2.13

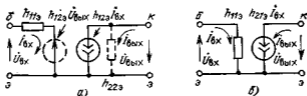


Рис. 2.14

вимо, так как в масштабе чертежа входные характеристики транзистора для разных напряжений $U_{э.к}$ сливаются в одну линию. Эти четыре h -параметра являются характеристическими параметрами транзистора, работающего в режиме малого сигнала, т. е. при таких изменениях токов и напряжений на нем, которые не превышают 10% соответствующих токов и напряжений, являющихся координатами рабочей точки. При больших изменениях токов и напряжений транзистора имеет место режим большого сигнала (обычно для транзистора выходного каскада). В этом режиме анализ работы каскада с помощью h -параметров невозможен.

Следует добавить, что при экспериментальном определении h -параметров следует обеспечить выполнение условий $R_{сг} \gg h_{11э}$ и $1/R_{н} \gg h_{22э}$, т. е. относительно высокое внутреннее сопротивление источника сигнала и относительно низкое сопротивление нагрузки.

Значение h -параметров транзистора позволяет при анализе работы каскада воспользоваться эквивалентной схемой транзистора по переменному току (рис. 2.14,а). Так как обычно справедливы неравенства $U_{вых} h_{12э} \ll U_{вх}$ и $1/R_{н} \gg h_{22э}$, из схемы, показанной на рис. 2.14,а, можно исключить элементы, изображенные штриховой линией, и перейти к упрощенной схеме, приведенной на рис. 2.14,б. Заметим, что напряжения и токи, показанные на схемах рис. 2.14, соответствуют переменным составляющим напряжений и токов схемы рис. 2.11, т. е. $I_{бх} = I_{бэ}$, $I_{вых} = I_{кэ}$, $U_{вх} = U_{э.б}$, $U_{вых} = U_{э.кэ}$, где $I_{бэ}$, $I_{кэ}$, $U_{э.б}$ и $U_{э.кэ}$ — переменные составляющие токов и напряжений $I_б$, $I_к$, $U_{э.б}$ и $U_{э.к}$ соответственно.

2.10. СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

Легко видеть, что h -параметры транзистора, а следовательно, и параметры каскада зависят от координат рабочей точки. Поскольку параметры каскада должны быть стабильны, то при выборе и расчете схемы каскада необходимо обеспечить стабилизацию режима усилительного элемента по постоянному току, т. е. обеспечить постоянство координат рабочей точки при воздействии на каскад внешних факторов (изменения температуры окружающей среды, напряжения источника питания и параметров транзистора при его замене). В большинстве случаев можно считать параметры каскада достаточно стабильными, если при допус-

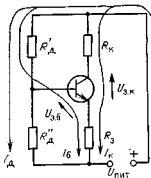


Рис. 2.15

мый базовый делитель напряжений (U_{R_2} , U_{R_1}) на резисторах R_2 и R_1 . Обычно принимают $I_D = (5 \dots 20) I_{бэ}$, $U_{R_1} = (0,5 \dots 1) U_{э,кэ}$ и $U_{R_2} = (5 \dots 20) 2,5 \cdot 10^{-3} \Delta t$, где $2,5 \cdot 10^{-3}$ В/град — приближительное значение приращения напряжения $U_{э,бэ}$ при понижении температуры окружающей среды на 1° , а Δt — допустимые изменения температуры окружающей среды для рассчитываемого усилителя, град.

Большие значения I_D и U_{R_2} соответствуют большей стабильности, но и большему расходу энергии источника питания. Поэтому при расчете данной схемы используют метод итерации — коррекцию по результатам расчета выбранных исходных значений и повторный расчет.

Определив величины постоянных токов и напряжений в схеме, находят требуемое напряжение источника питания $U_{пит} = U_{R_1} + U_{э,кэ} + U_{R_2}$ и сопротивление резисторов $R_1 = U_{R_1} / I_{кэ}$, $R_2 = U_{R_2} / (I_{кэ} + I_{бэ})$, $R'_д = (U_{э,бэ} + U_{R_2}) / I_D$, $R''_д = (U_{пит} - U_{э,бэ} - U_{R_2}) / (I_D + I_{бэ})$. Ток источника питания $I_{пит} = I_{кэ} + I_{бэ} + I_D$.

Сущность стабилизации постоянного коллекторного тока в данной схеме заключается в том, что при его изменении под воздействием каких-либо внешних факторов происходит соответствующее изменение падения напряжения на резисторе R_2 , и следовательно, напряжения смещения $U_{э,бэ}$. Легко видеть, что уменьшение, например, $I_{кэ}$ приводит к увеличению $U_{э,бэ}$ и наоборот. Таким образом, схема как бы «пытается» удержать значение $I_{кэ}$ неизменным и тем жестче, чем больше сопротивление резистора R_2 . Это свойство схемы проявляется еще ярче, если потенциал базы транзистора сделать независимым от тока $I_{бэ}$, что достигается выбором тока I_D достаточно большой величины. Следует, однако, отметить, что относительное увеличение падения напряжения на резисторе R_2 улучшает стабилизацию больше, нежели такое же увеличение тока I_D .

Для данной схемы абсолютное приращение $\Delta I_{кэ}$ постоянного коллекторного тока транзистора из-за воздействия внешних фак-

мом воздействия внешних факторов постоянная составляющая тока коллектора изменяется не более чем на 10%. Хорошая стабилизация коллекторного тока может быть достигнута в так называемой схеме с эмиттерной стабилизацией (рис. 2.15). Эта схема хороша еще и тем, что для ее работы требуется только один источник постоянного тока, а не два, как в схеме рис. 2.11.

Расчет схемы начинают с выбора режима транзистора по постоянному току, т. е. определения величин $I_{кэ}$, $U_{э,кэ}$, $I_{бэ}$, $U_{э,бэ}$. Затем задают величину тока I_D , протекающего через так называемое

торов может быть подсчитано по формуле, полученной дифференцированием уравнения, составленного для постоянного коллекторного тока:

$$\Delta I_{K} = \frac{1}{1 + \gamma\beta} \left(\Delta I_{K.60} + \frac{\Delta E_{9.6} - \Delta U_{9.6}}{R_{9.6}} + I_{60} \frac{\Delta h_{219}}{h_{219}} \right),$$

где $R_{9.6} = R_3 + 1/(1 + R'_d + 1/R''_d)$; $\gamma = R_3/R_{9.6}$; $\beta = I_{K.60}/I_{60}$; $\Delta I_{K.60}$ — приращение обратного тока коллекторного перехода при допустимом изменении температуры окружающей среды (берется из справочника); $\Delta U_{9.6}$ — приращение напряжения на эмиттерном переходе при том же изменении температуры (находится по справочнику или приблизительно подсчитывается как $2,5 \cdot 10^{-3} \Delta t$, В); $\Delta E_{9.6}$ — допустимое изменение напряжения смещения базы (определяется как $U_{9.6} \Delta \theta$, в свою очередь, $\Delta \theta$ — относительная нестабильность источника питания каскада); $\Delta h_{219}/h_{219}$ — относительное изменение параметра h_{219} из-за производственного разброса и изменения температуры окружающей среды (берется из справочника).

Если рассчитанное значение ΔI_K удовлетворяет условию $\Delta I_K/I_K \leq 0,1$, то стабильность можно считать удовлетворительной, в противном случае надо увеличить в схеме величины R_3 , I_d , а если это невозможно, снизить степень воздействия внешних факторов (стабилизировать напряжение источника питания, применить термостатирование усилителя и т. д.).

В многокаскадных усилителях часто применяется непосредственное соединение каскадов друг с другом (рис. 2.16,а). В этом случае приращение постоянного коллекторного тока каскада определяется не только воздействием на него внешних факторов (собственным приращением), но и приращениями коллекторных токов предыдущих каскадов. Можно записать, что приращение коллекторного тока в j -м каскаде, непосредственно (гальваниче-

ски) связанном с предыдущим и $\Delta I_{Kj} = \sum_{i=1}^j \Delta I_{Ki \text{ соб}} K_{Tij}$, где $\Delta I_{Ki \text{ соб}}$ — собственное (независимое от других каскадов) приращение коллекторного тока в транзисторе i -го каскада, а K_{Tij} — алгебраиче-

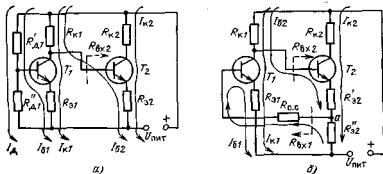


Рис. 2.16

ское значение коэффициента усиления схемы по приращению постоянного тока между i -м и j -м каскадами (при $i=j$ $K_{Tij}=1$).

Величина K_{Tij} определяется конфигурацией и параметрами элементов конкретной схемы усилителя. Для схемы, показанной на рис. 2.16,а, усиление между 1-м и 2-м каскадами $K_{T12} = -h_{212}R_{к1}/(R_{к1}+R_{вх2})$; $R_{вх2} = h_{112} + R_{32}(1+h_{212})$, где $R_{вх2}$ — входное сопротивление 2-го каскада по постоянному току, h_{112} и h_{212} — параметры транзистора T_2 . Знак минус в правой части формулы говорит о том, что увеличение коллекторного тока транзистора T_1 снижает коллекторный ток транзистора T_2 . Это объясняется тем, что с ростом $I_{к1}$ снижается потенциал коллектора T_1 и потенциал непосредственно связанной с ним базы T_2 и, следовательно, уменьшается ток $I_{к2}$.

Схема, показанная на рис. 2.16,б, позволяет в ряде случаев не только получить более высокую стабильность коллекторных токов, но и несколько уменьшить ток источника питания. Действительно, для схемы рис. 2.16,а ток источника питания $I_{пит} = I_{к2} + I_{62} + I_{к1} + I_{61} + I_{д}$, а для схемы рис. 2.16,б $I_{пит} = I_{к2} + I_{62} + I_{к1}$.

Повышенная стабильность в схеме рис. 2.16,б и ей подобных обеспечивается наличием петли общей обратной связи по постоянному току. Пусть в силу каких-либо причин ток $I_{к2}$ возрастает. Это вызовет повышение потенциала точки a и, следовательно, потенциала базы транзистора T_1 . Последнее вызовет рост тока I_{61} и связанного с ним тока $I_{к1}$, что приведет к падению потенциала базы транзистора T_2 и, следовательно, снижению тока $I_{к2}$, т. е. к его стабилизации. Можно показать, что аналогично схема будет действовать и при изменении тока $I_{к1}$.

Приращение коллекторного тока транзистора j -го каскада в схеме с общей обратной связью по постоянному току, структура которой показана на рис. 2.17,

$$\Delta I_{кj} = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta I_{ки} \text{ с об } K_{Tij}}{1 - K_{Toc}}$$

где K_{Tij} — алгебраическое значение коэффициента усиления приращения постоянного тока между коллекторами транзисторов i -го и j -го каскадов в направлении по часовой стрелке, а K_{Toc} — алгебраическое значение коэффициента усиления приращения постоянного тока разомкнутой петли обратной связи.

Отметим в заключение, что схемам с общей обратной связью по постоянному току свойственно некоторое усложнение цепей

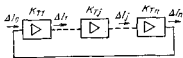


Рис. 2.17

переменного тока. Кроме того, эффективность обратной связи в этих схемах оказывается тем меньше, чем больше сопротивления резисторов, включаемых в цепи эмиттеров. В последнее время, особенно в усилителях на интеграль-

ных микросхемах, находит применение так называемый компенсационный метод стабилизации, сущность которого рассмотрена в § 2.16.

2.11. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ

Наиболее распространенная схема предварительного каскада усиления на биполярном транзисторе представлена на рис. 2.18, а. Режим транзистора в ней по постоянному току и его стабилизация обеспечиваются схемой эмиттерной стабилизации (см. рис. 2.15). Источник сигнала (E_c, R_c), подлежащего усилению, подключается одним полюсом к общему проводу, а другим — через конденсатор C_{p1} к базе транзистора. Конденсатор C_{p1} — разделительный, он исключает ответвление постоянного тока, протекающего через резисторы R'_d и R''_d , в цепь источника усищаемого сигнала. Если через подключенный к каскаду источник сигнала может протекать постоянный ток (например, источником сигнала является предыдущий каскад), то из схемы исключают конденсатор C_{p1} и резисторы R'_d и R''_d . Последовательно с резистором R'_d включен резистор R_Φ , который совместно с конденсатором C_Φ составляет цепь фильтрации, уменьшающую проникновение помех на базу транзистора от источника питания. Обычно принимают $R_\Phi = (0,25, \dots, 0,5) R'_d$. Усиленный сигнал выделяется на резисторе R_k ; в общем случае он может быть передан во внешнюю нагрузку R_n через разделительный конденсатор C_{p2} , исключаяющий шунтирование ею транзистора по постоянному току. Обычно же нагрузкой предварительного каскада усиления является постоянно включенный последующий каскад; его подсоединение может осуществляться и без разделительного конденсатора, как, например, показано на рис. 2.16.

Резисторы в цепи эмиттера R'_e и R''_e предназначены главным образом для стабилизации режима работы транзистора по по-

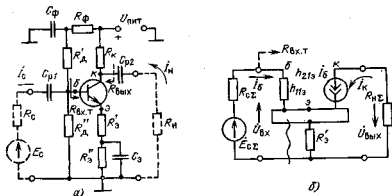


Рис. 2.18

стоянному току. Однако, как будет показано ниже, наличие этих резисторов может существенно снизить коэффициент усиления каскада по напряжению. Для устранения этого явления резистор R'' , шунтирует конденсатором C_s , емкостное сопротивление которого на частотах усиливаемого сигнала относительно невелико. Резистор R' , служит для некоторого снижения коэффициента усиления каскада, например, при его регулировании в процессе производства.

Все конденсаторы каскада имеют достаточно большие емкости, позволяющие считать их емкостные сопротивления на частотах усиливаемых сигналов близкими к нулю. Близким к нулю можно считать и сопротивление источника питания каскада. Полагая также, что примененный в каскаде транзистор достаточно высокочастотен (реактивные составляющие его параметров в рабочем диапазоне частот пренебрежимо малы), и обращаясь к эквивалентной схеме транзистора, приведенной на рис. 2.14,б, изображим эквивалентную схему каскада для переменного тока (рис. 2.18,б). В этой схеме параметры элементов определяются по следующим формулам:

$$R_{нз} = 1/(1/R_n + 1/R_{н}), R_{сз} = 1/(1/R_d + 1/R_c),$$

$$E_{сз} = E_c/(1 + R_c/R_d), R_d = 1/(1/R'_d + 1/R''_d).$$

Входное сопротивление каскада, определенное непосредственно на входе транзистора (см. рис. 2.18,а), равно $R_{вх.т} = U_{вх}/I_0 = [I_0 h_{11э} + (I_0 + I_k) R'_э] / I_0$, но $I_k = h_{21э} I_0$, тогда

$$R_{вх.т} = h_{21э} + R'_э (1 + h_{21э}).$$

Входное сопротивление каскада $R_{вх}$ в точках подключения источника сигнала определяется параллельным соединением $R_{вх.т}$ и резисторов делителя базового напряжения $R'_д$, $R''_д$.

Коэффициент усиления каскада по напряжению в области средних частот

$$K_0 = \dot{U}_{вых}/\dot{U}_{вх} = \dot{I}_н R_{нз} / \dot{I}_0 R_{вх.т} = \\ = h_{21э} R_{нз} / [h_{11э} + R'_э (1 + h_{21э})].$$

Максимально достижимое значение коэффициента усиления по напряжению оказывается равным $h_{21э} R_{нз} / h_{11э}$. Оно ограничено допустимым сопротивлением резистора R_n , которое определяется выбранным режимом работы транзистора по постоянному току и напряжением имеющегося источника питания. Фаза напряжения усиленного сигнала противоположна фазе входного напряжения.

Выходное сопротивление транзистора весьма велико, поэтому выходные сопротивление каскада в точках подключения нагрузки R_n принимают равным сопротивлению резистора R_n , включаемого в цепь коллектора.

Коэффициент усиления каскада по току в области средних частот равен коэффициенту усиления по току транзистора, домноженного на величины, характеризующие степень ответвления то-

ка усиливаемого сигнала в шунтирующие ветви схемы. Так, для схемы рис. 2.18,а

$$K_{T0} = \dot{I}_H / \dot{I}_C = h_{213} [R_D / (R_D + R_{вх.т})] [R_H / (R_H + R_H)].$$

Приведенные соотношения показывают, что для увеличения усиления каскада следует выбирать транзистор с возможно большим h_{213} и возможно меньшим h_{113} . Необходимо также стремиться к увеличению сопротивлений резисторов R'_D , R''_D и R_H в той мере, в какой это допустимо с точки зрения обеспечения режима работы транзистора по постоянному току.

В рассмотренном каскаде транзистор был включен по схеме с общим эмиттером (ОЭ), т. е. через его эмиттер замыкались как входная, так и выходная цепи каскада. Используются и две другие схемы включения транзисторов в каскаде — с общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ). На рис. 2.19 даны функциональная (а) и эквивалентная по переменному току (б) схемы каскада, в котором транзистор включается с ОК. Здесь значения $E_{C\Sigma}$ и $R_{C\Sigma}$ определяются так же, как в каскаде с ОЭ, а $R_{H\Sigma} = 1 / (1/R_{\Sigma} + 1/R_H)$. Заметим также, что в этой схеме подача смещающего напряжения на базу транзистора осуществляется через резисторы R_{Φ} и R_0 , а не от делителя базового напряжения, чем достигается наибольшее входное сопротивление каскада за счет некоторого снижения стабильности режима работы транзистора по постоянному току.

Основные параметры каскада с ОК

$$R_{вх.т} = \dot{U}_{вх} / \dot{I}_0 = [\dot{I}_0 h_{113} + (\dot{I}_0 + h_{213} \dot{I}_0) R_{H\Sigma}] / \dot{I}_0 =$$

$$= h_{113} + (1 + h_{213}) R_{H\Sigma},$$

$$R_{вх} = 1 / (1/R_{вх.т} + 1/R_0),$$

$$K_0 = \dot{U}_{вых} / \dot{U}_{вх} = (\dot{I}_0 + h_{213} \dot{I}_0) R_{H\Sigma} / \dot{I}_0 [h_{113} + (1 + h_{213}) R_{H\Sigma}] =$$

$$= 1 / [1 + h_{113} / (1 + h_{213}) R_{H\Sigma}].$$

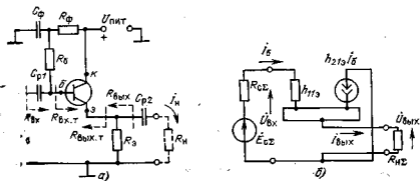


Рис. 2.19

Поскольку обычно $h_{21\beta} \gg 1$, а $h_{11\beta}$ имеет величину того же порядка, что и $R_{и\Sigma}$, то $K_0 \approx 1$. Если учесть также, что фаза выходного напряжения совпадает с фазой входного, то каскад как бы «повторяет» напряжение источника сигнала на своей нагрузке, включенной в цепь эмиттера. Отсюда его часто встречающееся название «эмиттерный повторитель». Выходное сопротивление каскада, определенное на транзисторе, $R_{вых.т} = \dot{U}_{вых}(\infty) / \dot{I}_{вых}(0) = E_{c\Sigma} / I_0 \times (1 + h_{21\beta})$, но так как $I_0 = E_{c\Sigma} / (R_{c\Sigma} + h_{11\beta})$, то $R_{вых.т} = (R_{c\Sigma} + h_{11\beta}) / (1 + h_{21\beta})$, т. е. каскад как бы уменьшает (трансформирует) сопротивление входной цепи в $(1 + h_{21\beta})$ раз. С помощью этого каскада можно осуществлять приблизительное согласование высокого внутреннего сопротивления источника сигнала с низкоомной нагрузкой. Каскад с ОК имеет коэффициент усиления по мощности, примерно равный коэффициенту усиления по току (если $K_0 \approx 1$), т. е.

$$K_M = K_0 K_{T0} \approx K_{T0} = I_n / I_c = \\ = (1 + h_{21\beta}) [R_0 / (R_0 + R_{вх.т})] [R_n / (R_n + R_n)].$$

В этом каскаде $K_M \gg 1$, если обеспечены достаточно высокие сопротивления резисторов R_0 и R_n . В точках подключения нагрузки R_n выходное сопротивление каскада $R_{вых} = 1 / (1/R_{вых.т} + 1/R_0)$.

Таким образом, каскад с ОК следует применять в тех случаях, когда требуется высокое входное или низкое выходное сопротивление. Он имеет относительно небольшое усиление по мощности и не изменяет фазу усиливаемого сигнала.

Каскад, в котором транзистор включен с ОБ (рис. 2.20), применяется относительно редко, поскольку он имеет малое входное сопротивление и малый (менее единицы) коэффициент усиления по току. Обычно он используется в составе сложных каскадов, например дифференциальных, которые описаны в § 2.16. Несложно показать, что для этого каскада имеют место следующие соотношения:

$$R_{c\Sigma} = 1 / (1/R_c + 1/R_0), \quad E_{c\Sigma} = E_c / (1 + R_c/R_0), \\ R_{вх.т} = h_{11\beta} / (1 + h_{21\beta}), \quad R_{вх} = 1 / (1/R_{вх.т} + 1/R_0), \\ K_0 = h_{21\beta} R_n / h_{11\beta}, \quad R_{вых} \approx R_n, \\ K_{T0} = [h_{21\beta} / (1 + h_{21\beta})] [R_0 / (R_0 + R_{вх.т})] [R_n / (R_n + R_n)].$$

Помимо биполярных транзисторов в усилительной технике находят применение полевые транзисторы, которые, однако, в настоящее время еще не вполне отвечают требованиям по надежности, предъявляемым к аппаратуре многоканальной электросвязи. На рис. 2.21 показаны схемы предварительных каскадов усиления, в которых полевые транзисторы включены соответственно с общим истоком (рис. 2.21,а — аналог схемы с ОЭ) и общим стоком (рис. 2.21,б — аналог схемы с ОК). При сравнении этих схем с аналогичными на биполярных транзисторах (рис. 2.18 и 2.19) можно заметить, что управляющий электрод полевого транзисто-

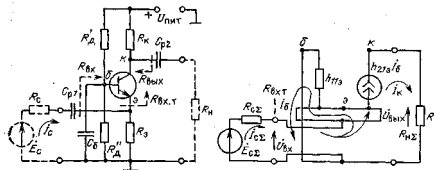


Рис. 2.20

ра (затвор) через резистор R_y соединен с общим проводом схемы и имеет постоянный потенциал, близкий к потенциалу общего провода, так как постоянный ток затвора полевого транзистора близок к нулю. Исток транзистора имеет постоянный потенциал выше потенциала общего провода на величину падения напряжения на ветви, соединяющей общий провод с истоком (и). Это падение напряжения должно быть равно напряжению смещения затвора (з), выбранному по статическим характеристикам. Остальные элементы этих каскадов аналогичны соответствующим элементам каскадов на биполярных транзисторах.

До сих пор параметры элементов схем усилительных каскадов считались действительными величинами, и потому не делали различия между значениями их коэффициентов усиления и передачи. На краях же рабочего диапазона частот реактивные составляющие параметров элементов схем становятся заметными, что вынуждает анализировать на этих частотах не только модуль коэффициента передачи (коэффициент усиления), но и его фазовый сдвиг.

В области низких частот происходит снижение усиления из-за увеличения емкостных сопротивлений разделительных и блоки-

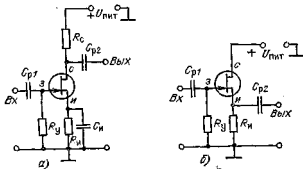


Рис. 2.21

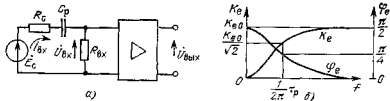


Рис. 2.22

рующих конденсаторов. Схема, содержащая разделительный конденсатор (например, C_p на рис. 2.18,а), может быть изображена, как показано на рис. 2.22,а. Очевидно, что по мере снижения частоты сигнала ток источника сигнала I_c уменьшается, так как емкостное сопротивление $1/2\pi f C_p$ растет, снижается напряжение $U_{вх}$ и, следовательно, снижается коэффициент усиления каскада по ЭДС. Частотная характеристика усиления каскада по ЭДС для этого случая показана на рис. 2.22,б. Здесь величина K_{e0} — коэффициент усиления каскада по ЭДС в области средних частот, на которых емкостное сопротивление разделительного конденсатора пренебрежимо мало ($1/2\pi f_0 C_p \ll R_c + R_{вх}$).

Величина коэффициента усиления по ЭДС на той или иной частоте может быть подсчитана по известной из теории электрических цепей формуле $K_e(f) = K_{e0} / \sqrt{1 + (1/2\pi f \tau_p)^2}$, где $\tau_p = C_p(R_c + R_{вх})$ — постоянная времени, равная произведению емкости разделительного конденсатора на сопротивление в точках его подключения, а фазовый сдвиг $\varphi_e(f) = \arctg(1/2\pi f \tau_p)$.

Если на частоте f_n задана величина допустимого коэффициента амплитудно-частотных искажений $M_{н.р.}$, вызываемых разделительным конденсатором, то, воспользовавшись выражением для $K_e(f)$, можно найти минимально допустимую емкость этого конденсатора

$$C_p \geq 1 / [2\pi f_n (R_c + R_{вх}) \sqrt{M_{н.р.}^2 - 1}].$$

Следует иметь в виду, что конденсаторы меньшей емкости имеют меньшие габариты, массу, стоимость и большую надежность.

Увеличение емкостного сопротивления блокировочного конденсатора (например, C_3 на рис. 2.18,а) с понижением частоты эк-

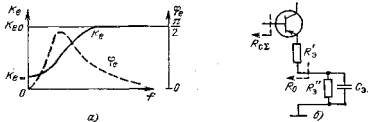


Рис. 2.23

Вывалентно увеличению сопротивления в цепи эмиттера, а это, как было показано ранее, приводит к снижению коэффициента усиления по ЭДС и, следовательно, к амплитудно-частотным искажениям. Частотная характеристика коэффициента усиления каскада по ЭДС, определяемая воздействием блокировочного конденсатора, изображена на рис. 2.23,а сплошной линией, а фазочастотная — штриховой. Аналитически частотная характеристика коэффициента усиления по ЭДС, определяемая влиянием блокировочного конденсатора,

$$K_e(f) = K_{e0} \sqrt{1 + (2\pi f \tau_3)^2} / [A_3^2 + (2\pi f \tau_3)^2],$$

где $\tau_3 = C_3 R''_3$, $A_3 = 1 + R''_3/R_0$, а $R_0 = R'_3 + (R_{c\Sigma} + h_{113}) / (1 + h_{213})$ (см. рис. 2.23,б).

Минимальная величина емкости конденсатора C_3 при допустимых амплитудно-частотных искажениях $M_{н.з}$ на частоте f_n равна

$$C_3 \geq \sqrt{(A_3^2 - M_{н.з}^2) / (M_{н.з}^2 - 1)} / 2\pi f_n R''_3.$$

Амплитудно-частотные искажения, вызванные наличием в схеме разделительных и блокировочных конденсаторов, суммируются. Можно считать, что $M_{н.з} \ll M_{н.р} M_{н.с}$, где $M_{н.с}$ — коэффициент суммарных амплитудно-частотных искажений в каскаде усиления.

В области высоких частот усиление каскада снижается из-за шунтирующего действия выходной емкости усилительного элемента, монтажных емкостей, емкостью между электродами усилительного элемента, а также из-за инерционности носителей зарядов в усилительном элементе. С достаточной для большинства практических случаев точностью частотная характеристика коэффициента усиления каскада по ЭДС и фазочастотная характеристика фазового сдвига по ЭДС определяются схемой, приведенной на рис. 2.24,а (названные частотные характеристики приведены на рис. 2.24,б). Из теории электрических цепей известно, что эти частотные характеристики аналитически выражаются как

$$K_e(f) = K_{e0} / \sqrt{1 + (2\pi f \tau_b)^2},$$

$$\varphi_e(f) = \arctg(-2\pi f \tau_b), \quad \tau_b = C_n R_n.$$

Поскольку постоянная времени τ_b учитывает целый ряд факторов, ее величина подсчитывается для разных усилительных каскадов по-разному. В частности, для каскада на биполярном тран-

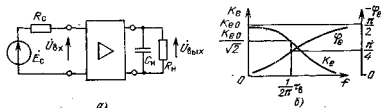


Рис. 2.24

зисторе с ОЭ можно считать, что $\tau_{в} = (\tau_t + C_{к.б} R_{н.з}) h_{21э}$, где $C_{к.б}$ — зарядная емкость коллекторного перехода транзистора, а $\tau_t = 1/2\pi f_t$, причем f_t — граничная частота по $h_{21э}$ (частота, при которой достигается равенство $|h_{21э}| = 1$).

Для каскада на полевом транзисторе с общим истоком

$$\tau_{в} = R_c [C_{вх} + C_{пр} (1 + K_0)] + R_{н} C_{вых},$$

где $C_{вх}$, $C_{пр}$, $C_{вых}$ — входная, проходная и выходная емкости транзистора, K_0 — коэффициент усиления по напряжению данного каскада в области средних частот. Таким образом, видно, что увеличение коэффициента усиления каскада как на биполярном, так и на полевом транзисторах за счет увеличения сопротивления нагрузки ухудшает его частотные свойства.

В заключение добавим, что каскады с ОК и ОБ (а также с общим стоком и общим затвором) по сравнению с каскадом с ОЭ (общим истоком) в области высоких частот имеют значительно меньшие амплитудно-частотные искажения.

2.12. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ

Каскад усиления, от которого сигнал поступает в нагрузку усилителя, называется выходным. Так как все каскады обладают значительными коэффициентами усиления по мощности, то энергия, отдаваемая выходным каскадом, обычно более чем на порядок превышает энергию, отдаваемую предварительными каскадами усиления. Естественно, что выходной каскад и потребляет основную часть энергии, поступающей в усилитель от источника питания. Мощность сигнала, которая может быть получена в нагрузке каскада, выполненного на том или ином усилительном элементе, ограничена. Как правило, более мощные усилительные элементы или дороже, или менее высокочастотны и имеют большие габариты и массу. Поэтому для выходного каскада выбирают возможно менее мощный усилительный элемент, но стараются более полно его использовать, т. е. создать для него такие условия работы, при которых в нагрузке каскада может быть получена наибольшая мощность.

В любом усилительном каскаде не вся энергия, отбираемая от источника питания, преобразуется в полезную — энергию усиленного сигнала, часть ее неизбежно рассеивается в окружающем пространстве. В выходных каскадах стараются уменьшить рассеиваемую энергию не только потому, что это повышает эффективность использования источника питания, но и потому, что эта энергия повышает температуру элементов каскада, снижая тем самым его надежность.

Получение в нагрузке каскада сигнала наибольшей мощности при наименьшей мощности, получаемой от источника питания, обеспечивается соответствующим выбором режима работы усилительного элемента по постоянному току, установлением определенной величины сопротивления нагрузки по переменному току и ис-

пользованием в выходной цепи элементов, имеющих возможно меньшее сопротивление постоянному току. Чаще всего в усилителях аппаратуры систем передачи используют трансформатор (рис. 2.25). Несмотря на то, что трансформатор является дорогостоящим и громоздким элементом, его применение в данном случае вполне оправдано. Во-первых, практически не выделяется энергия при прохождении через него постоянной составляющей коллекторного тока I_K ; во-вторых, с его помощью заданное сопротивление нагрузки усилителя R_n преобразуется в необходимое для получения максимальной мощности усиленного сигнала сопротивление нагрузки R_{Σ} усилительного элемента; в-третьих, схема усилителя и внешняя цепь оказываются разведенными по постоянному току, что защищает усилитель от опасных напряжений, возникающих в линии, и, наконец, в-четвертых, трансформатор позволяет подключить нагрузку, уравновешенную относительно общего провода усилителя.

Напомним, что пересчет сопротивлений в трансформаторе осуществляется с использованием выражения для коэффициента трансформации трансформатора $n = \omega_1/\omega_2 = \sqrt{R_{\Sigma}/R_n}$, где ω_1 и ω_2 — число витков в обмотках.

При применении трансформаторов следует иметь в виду, что в области низких частот индуктивные сопротивления обмоток снижаются и могут заметно шунтировать нагрузку. Если задаться величиной коэффициента несогласованности $\delta_n \geq |(R_n - Z_{нв}) / (R_n + Z_{нв})|$, где $Z_{нв} = 1 / (1/R_n + 1/j2\pi f_n L_1)$, то минимальная величина индуктивности обмотки, к которой подключена нагрузка R_n , может быть определена из выражения $L_1 \geq R_n / 4\pi f_n \delta_n$, где f_n — нижняя рабочая частота усилителя.

На верхней рабочей частоте усилителя f_n становится заметным влияние так называемой индуктивности рассеяния L_s , которое проявляется в увеличении выходного сопротивления трансформатора. Считая, что на средних частотах выходное сопротивление трансформатора согласовано с нагрузкой, получаем, что $Z_{нв} = R_n + j2\pi f_n L_s$. Задавшись величиной коэффициента несогласованности $\delta_n \geq |(R_n - Z_{нв}) / (R_n + Z_{нв})|$, найдем максимально допустимое значение $L_s \leq \delta_n R_n / \pi f_n$.

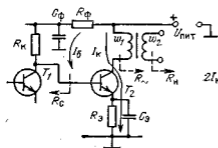


Рис. 2.25

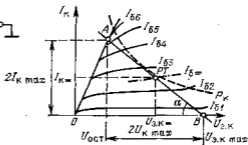


Рис. 2.26

Поскольку с увеличением числа витков в обмотках трансформатора в одинаковой степени возрастают и L_1 и L_2 , возможность реализации трансформатора определяют по величине так называемого коэффициента рассеяния $\sigma_{\text{расс}} = L_2/L_1$. Считается, что трансформатор можно реализовать обычными способами, если $\sigma_{\text{расс}}$ не менее $10^{-4} \dots 10^{-5}$.

Суть выбора режима по постоянному току и сопротивления нагрузки R_n усилительного элемента заключается в обеспечении максимально возможных изменений тока и напряжения и выходной цепи каскада. На рис. 2.26 изображено семейство выходных характеристик биполярного транзистора, на котором отмечено максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером $U_{\text{э.к max}}$ и показана гипербола максимально допустимой мощности рассеяния на коллекторе $P_k = I_k U_{\text{э.к}} = \text{const}$. Режим транзистора по постоянному току в схеме выходного каскада (см. рис. 2.25) определяется величинами $I_{k=}$, $U_{\text{э.к} =}$ (рис. 2.26). Очевидно, что максимальная амплитуда переменной составляющей коллекторного тока I_k в этом случае будет равна $I_{k \text{ max}}$, а максимальная амплитуда переменной составляющей напряжения между коллектором и эмиттером $U_{\text{э.к}}$ — значению $U_{k \text{ max}}$. Мгновенные значения I_k и $U_{\text{э.к}}$ определяются отрезком прямой AB , проходящим через точку покоя PT и носящим название нагрузочной линии. Поскольку увеличение тока I_k на величину $I_{k \text{ max}}$ приводит к снижению напряжения $U_{\text{э.к}}$ на величину $U_{k \text{ max}}$, сопротивление нагрузки транзистора по переменному току будет $R_n = U_{k \text{ max}}/I_{k \text{ max}}$, т. е. численно равно котангенсу α — угла наклона нагрузочной линии. Мощность усиленного синусоидального сигнала в этом случае будет равна $P_n = I_{k \text{ max}} U_{k \text{ max}}/2$, а мощность, получаемая транзистором от источника питания, $P_0 = I_{k=} U_{\text{э.к} =}$. КПД транзистора $\eta_{\text{тр}} = P_n/P_0 = 0,5 \theta_U$, где $\theta_U = U_{k \text{ max}}/U_{\text{э.к} =}$ — коэффициент использования коллекторного напряжения. Очевидно, что КПД каскада η всегда несколько меньше КПД транзистора и равен $\eta = [P_n / (P_0 + P_{\text{нс}})] \eta_{\text{тр}}$, где $P_{\text{нс}}$ — мощность постоянного тока, рассеиваемая на стабилизирующем резисторе R_s и активном сопротивлении обмотки трансформатора, а $\eta_{\text{тр}}$ — КПД трансформатора.

Обращаясь вновь к рис. 2.26, сформулируем условия, при которых в нагрузке каскада выделяется максимальная мощность усиленного сигнала:

нагрузочная линия усилительного элемента должна пересекать ось абсцисс в точке максимально допустимого выходного напряжения и касаться гиперболы максимально допустимой мощности рассеяния;

рабочая точка должна быть расположена на середине нагрузочной линии;

сопротивление нагрузки транзистора численно должно быть равно котангенсу угла наклона нагрузочной линии.

Из рис. 2.26 видно, что транзистор выходного каскада работает в режиме большого сигнала (условие $U_{k \text{ max}} \leq 0,1 U_{k=}$ не

выполняется) и, следовательно, при его расчете приходится прибегать к графоаналитическому методу. Для этого вначале строят зависимость тока базы транзистора от ЭДС источника сигнала (рис. 2.27), перенося каждую точку его входной характеристики (на рис. 2.27 отмечена i -я точка) вправо на величину $R_c I_{\delta i}$ (R_c — внутреннее сопротивление источника сигнала выходного каскада). Затем на входной и построенной характеристиках отмечают точки A' и A'' , соответствующие точке A нагрузочной линии (рис. 2.26), и определяют по чертежу величины $2U_{\delta \max}$ и $2E_{\delta \max}$. Подставив в правые части нижеприведенных равенств величины, найденные по рис. 2.26 и 2.27, определим интересующие нас параметры выходного каскада: $K_0 = 2U_{k \max} / 2U_{\delta \max}$, $K_{\text{св}} = 2U_{k \max} / 2E_{\delta \max}$, $R_{\text{вх.т}} = 2U_{\delta \max} / 2I_{\delta \max}$.

Выбор рабочей точки на середине нагрузочной линии соответствует использованию усилительного элемента в классе А. Если же рабочую точку сместить в точку В на нагрузочной линии, усилительный элемент будет использоваться в классе Б. При этом, очевидно, ток через усилительный элемент будет протекать только в течение половины периода усиливаемого сигнала, что приведет к большим нелинейным искажениям, если не будут приняты специальные меры. Чаще всего нелинейные искажения в классе Б подавляются в результате применения двухтактной схемы каскада, суть работы которой заключается в том, что одно из двух плеч схемы работает в течение одного, а другое — другого полупериода сигнала. Использование усилительного элемента в классе Б выгодно, так как, во-первых, выходной каскад не потребляет энергии от источника питания во время пауз и, во-вторых, при прочих равных условиях КПД усилительного элемента, работающего в классе Б, примерно в 1,5 раза выше, чем работающего в классе А. Однако, как видно из рис. 2.27, начальный участок входной характеристики транзистора существенно нелинеен, поэтому в двухтактных каскадах, когда усилительный элемент работает в классе Б, нелинейные искажения обычно повышены. Кроме того, нелинейные искажения в любых двухтактных каскадах быстро возрастают по мере расхождения параметров усили-

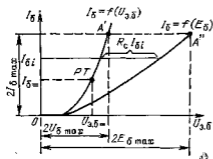


Рис. 2.27

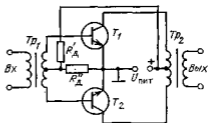


Рис. 2.28

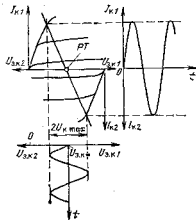
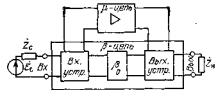


Рис. 2.30



тельных (и других) элементов в плечах схемы. Поэтому двухтактные каскады применяются относительно редко; чаще всего их используют в качестве выходных в усилителях на интегральных микросхемах (см. § 2.16).

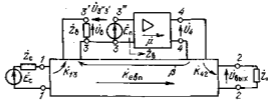
На рис. 2.28 приведена схема двухтактного трансформаторного каскада, а на рис. 2.29 показаны совмещенные друг с другом семейства выходных характеристик транзисторов его плеч и осциллограммы его коллекторных токов и напряжений. Делитель напряжения на резисторах $R'_д$ и $R''_д$ обеспечивает подачу на базы транзисторов плеч каскада небольшого напряжения смещения, позволяющего исключить наиболее нелинейные начальные участки входных характеристик. Это, конечно, несколько ухудшает эффективность использования источника питания. Из графика рис. 2.29 видно, что напряжение на коллекторе любого транзистора продолжает нарастать и после того, как его коллекторный ток обращается в нуль, достигая значения $2U_{н.м.э.}$. Это обстоятельство важно учитывать при выборе режимов работы транзисторов по постоянному току.

При конструировании многосерийных усилителей выходной каскад макетируют и на макете уточняют все рассчитанные параметры, а также определяют нелинейные искажения каскада, теоретический расчет которых, особенно в верхней части рабочего диапазона частот, весьма затруднителен.

2.13. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Обратной связью в усилителях называют передачу части энергии усиленного сигнала во входные цепи. Обратная связь (ОС) широко применяется в усилителях, так как позволяет существенно снизить нелинейные и амплитудно-частотные искажения, повысить стабильность коэффициентов усиления, входного и выходного

Рис. 2.31



сопротивлений. Помимо этого ОС позволяет осуществлять регулирование коэффициентов усиления и согласование входного и выходного сопротивлений с сопротивлениями внешних цепей с минимальными потерями мощности усиленного сигнала и защищенности сигнала от собственных помех усилителя.

Усилитель с ОС образует замкнутую систему — петлю ОС (рис. 2.30), в которой можно выделить активную часть (μ -цепь), где происходит усиление сигнала, и пассивную часть (β -цепь). Если μ -цепь включает в себя все каскады усилителя, ОС называется *общей*, если же в μ -цепь входит лишь часть каскадов или один, — ОС называется *местной*. Пассивная часть (β -цепь) местной ОС, особенно охватывающей один каскад усиления, может быть очень простой (см. рис. 2.18) и не содержать тех или иных элементов, показанных на рис. 2.30.

Количественно ОС можно характеризовать *коэффициентом петлевой передачи по ЭДС* $\mu\beta = U_n/E_n$, где U_n — так называемое *возвратное напряжение* (рис. 2.31), определенное в точках разрыва петли ОС, E_n — ЭДС пробного источника сигнала, включенного в точки разрыва. ЭДС источника усиливаемого сигнала E_c при определении петлевой передачи по ЭДС принимается равной нулю.

Величина $\mu = U_n/E_n$ является передачей по ЭДС μ -цепи, $\beta = U_n/U_4$ — передачей по напряжению β -цепи; при определении последней к точкам разрыва следует подключить двухполюсник с полным сопротивлением Z_n , равным входному сопротивлению отсоединенной части петли (рис. 2.31).

Удобнее, однако, ОС характеризовать так называемой *возвратной разностью* $F = U_{z_0 \dots z_0}/E_n = (E_n - U_n)/E_n = 1 - \mu\beta$. Модуль возвратной разности называют *глубиной ОС*, иногда ее выражают в децибелах $A_{0,c} = 20 \lg F$. Величина возвратной разности широко используется для классификации видов ОС:

$F > 1$	Отрицательная ОС
$F < 1$	Положительная ОС
$F = 0$	Критическая ОС (усилитель самовозбуждается)
$F = 1$	ОС в системе отсутствует ($\mu\beta = 0$)
$F(0) = 1$	Параллельная ОС (например, рис. 2.32,а)
$F(\infty) \neq 1$	
$F(0) \neq 1$	Последовательная ОС (например, рис. 2.32,б)
$F(\infty) = 1$	
$F(0) \neq 1$	Комбинированная ОС (например, рис. 2.32,в)
$F(\infty) \neq 1$	

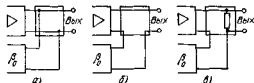


Рис. 2.32

Здесь (0) и (∞) означают соответственно короткое замыкание и холостой ход на тех контактах, относительно которых определяется вид ОС.

На рис. 2.32 в качестве примеров показаны простейшие схемы выходных устройств, обеспечивающих относительно выходных контактов усилителя параллельную (а), последовательную (б) и комбинированную (в) ОС. Подчеркнем, что подобные виды ОС могут быть определены относительно любой пары контактов усилителя, например входных контактов усилителя, выходной пары контактов μ -цепи и т. д.

В рассмотренных ранее схемах (см. рис. 2.15, 2.21, 2.25) была введена ОС того или иного вида. Если ОС использовалась для стабилизации режима работы транзистора по постоянному току, ее обычно уменьшали или устраняли на частотах усиливаемого сигнала (например, с помощью конденсатора C_3 — см. рис. 2.18, а, что необходимо, так как ОС существенно снижает усиление тех каскадов, которые ею охвачены). Определим изменение коэффициента передачи по ЭДС усилителя при охвате его обратной связью. Для этого воспользуемся рис. 2.31. Будем считать, что ЭДС пробного источника сигнала E_n равна рабочему напряжению $U_{зр}$ — между контактами $33'$ при замкнутой петле ОС (замкнутых контактах $3'3''$) и отключенного пробного источника сигнала E_n и эквивалентном двухполюснике Z_n .

Если считать элементы схемы усилителя линейными, можно записать $U_{вых} = aE_c + bE_n$, где a и b — линейные коэффициенты. Выключая генератор E_n , замечаем, что $a = U_{вых}/E_c (E_n = 0) = K_{ов.п}$ является коэффициентом пассивной передачи усилителя по ЭДС (передачи по ЭДС в обход усилительных каскадов).

Отключив генератор E_c , определим $b = U_{вых}/E_n (E_c = 0) = \mu K_{42}$, где $\mu = U_4/E_n$ — передача по напряжению μ -цепи, а $K_{42} = U_{вых}/U_4$ — передача по напряжению от выходного каскада в нагрузку усилителя.

В процессе работы усилителя напряжение $U_{зр}$ определяется сигналами, пришедшими от источника усиливаемого сигнала ($U_{зс} = K_{эз}E_c$, где $K_{эз}$ — коэффициент передачи от генератора ЭДС E_c к контактам 33), и сигналами, вернувшимися по петле ОС ($U_{зп} = \mu\beta U_{зр}$). Таким образом, $U_{зр} = U_{зс} + U_{зп} = U_{зс} + \mu\beta U_{зр}$, откуда $U_{зр} = U_{зс}/(1 - \mu\beta) = U_{зс}/F = K_{эз}E_c/F$. Это выражение носит название *основной теоремы ОС* и говорит о том, что при включении ОС напряжения, действующие в схеме, уменьшаются в F раз.

Возвращаясь к выражению для $U_{\text{вых}}$, получаем

$$\dot{U}_{\text{вых}}/\dot{E}_c = K_{e.o.c} = K_{e3} \mu K_{42}/\dot{F} + K_{e.n.p.}$$

Поскольку для большинства усилителей справедливо неравенство $K_{e.o.c} \gg K_{e.n.p.}$, то можно записать $K_{e.o.c} \approx K_{e3} \mu K_{42}/\dot{F}$, т. е. коэффициент передачи по ЭДС системы с обратной связью в \dot{F} раз меньше коэффициента передачи по ЭДС этой системы, но с выключенной ОС ($K_{e3} \mu K_{42} = K_{e.o.c}$, если $\dot{F} = 1$). Отсюда следует, что отрицательная ОС ($\dot{F} > 1$) уменьшает коэффициент усиления усилителя, а положительная ($\dot{F} < 1$) — увеличивает.

Наиболее замечательное свойство ОС проявляется при ее большой глубине, т. е. при выполнении условия $F \gg 1$. Тогда $F = 1 - \mu\beta \approx \mu\beta$ и, следовательно, $K_{e.o.c} \approx K_{e3} \mu K_{42} / (1 - \mu\beta) \approx -K_{e3} K_{42} / \beta$, т. е. передача усилителя по ЭДС практически не зависит от усилительной способности его каскадов. Однако усиление каскадов при этом не может быть выбрано произвольно, оно должно быть достаточно велико, чтобы выполнялось условие $F \gg 1$. Практическая ценность этого свойства усилителя с глубокой ОС заключается в том, что некоторые изменения усиления каскадов не изменяют усиления усилителя в целом. Следовательно, можно предположить, что коэффициент передачи усилителя с глубокой обратной связью стабилен (мало зависит от воздействия на усилитель таких внешних факторов, как замена элементов каскадов, изменение температуры окружающей среды и напряжения источников питания, старение элементов), и в усилителе весьма малы линейные и нелинейные искажения (коэффициент усиления усилителя практически не изменяется при изменении коэффициентов усиления отдельных каскадов с изменением частоты и амплитуды усиливаемых сигналов). Действительно, анализ показывает что повышение стабильности коэффициента усиления усилителя и снижение его амплитудно-частотных и нелинейных искажений при введении ОС происходит в F раз, т. е.

$$\Delta K_{e.o.c} / K_{e.o.c} \leq (1/F) (\Delta K_{e3} / K_{e3} + \Delta \mu / \mu + \Delta K_{42} / K_{42});$$

$$M_{o.c.} \approx (M_{b.o.c.} - 1) / F + 1; A_{n.r.o.c.} = A_{n.r.b.o.c.} + 20 \lg F,$$

где K_e — коэффициент усиления усилителя по ЭДС, M — коэффициент амплитудно-частотных искажений усилителя, $A_{n.r.}$ — затухание нелинейности усилителя по n -й гармонике. Индексы «о.с.» и «б.о.с.» означают соответственно наличие и отсутствие в данном усилителе ОС.

Другим замечательным свойством ОС является ее влияние на сопротивления, определенные на той или иной паре контактов усилителя. Пусть имеется усилитель с общей ОС величиной \dot{F} , по-

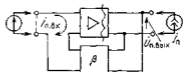


Рис. 2.33

следовательной по входу и параллельной по выходу (рис. 2.33). Подключим к выходу пробный генератор тока I_n и разомкнем цепь ОС (на рис. 2.33 это условно показано волнистой линией). При этом должно установиться некоторое выходное напряжение $U_{п.вых0}$, причем отношение $U_{п.вых0}/I_n = Z_{вых0}$ дает нам значение пассивного (при отключенной ОС) выходного полного сопротивления. Если теперь замкнуть цепь ОС, то в соответствии с основной теоремой ОС выходное напряжение должно уменьшиться в F раз, т. е. должно установиться напряжение $U_{п.вых} = U_{п.вых0}/F$. Очевидно, что при этом выходное сопротивление окажется равным $Z_{вых} = U_{п.вых}/I_n = Z_{вых0}/F$, т. е. параллельная ОС уменьшает пассивное сопротивление в F раз.

Подключая к входным контактам усилителя (относительно которых ОС последовательна) пробный генератор ЭДС E_n , аналогично можно показать, что $Z_{вх} = Z_{вх0}F$, т. е. что последовательная ОС увеличивает пассивное сопротивление в F раз. В общем случае сопротивление на любой паре контактов усилителя $Z = Z_0 F(0)/F(\infty)$, где Z_0 — пассивное (при выключенной ОС) сопротивление на данной паре контактов; $F(0)$, $F(\infty)$ — возвратные разности, определенные при коротком замыкании и холостом ходе соответственно на этой паре контактов. Это соотношение носит название *формулы Блекмана*. Из него видно, что при достаточно глубокой ОС [$F(0) \gg 1$, $F(\infty) \gg 1$] сопротивление на данной паре контактов усилителя определяется только пассивными элементами схемы, так как при этом $F(0) \approx -\mu\beta(0)$, $F(\infty) \approx -\mu\beta(\infty)$ и, следовательно, $Z \approx Z_0\beta(0)/\beta(\infty)$. Аналогичный результат может быть получен и при относительно неглубокой ОС, если $F(0) \approx F(\infty)$. Очевидно, в этом случае $Z \approx Z_0$.

Таким образом, с помощью ОС можно управлять входным и выходным сопротивлениями усилителя, не расходуя мощности усиливаемого сигнала, что всегда имеет место при управлении этими сопротивлениями с помощью шунтов и последовательно включенных резисторов. Кроме того, исключая влияние на входное и выходное сопротивления усилителя наиболее нестабильных элементов схемы — усилительных, обеспечивают высокую степень согласования усилителя с внешними цепями, что очень важно при усилении сигналов на линиях связи.

2.14. ОБЩАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ МОСТОВОГО ТИПА

Обеспечение высокой степени согласования входного и выходного сопротивлений усилителя с внешними цепями достигается при применении в усилителе глубокой общей ОС, комбинированной относительно входных и выходных контактов. Наиболее распространенным усилителем такого вида является усилитель с общей обратной связью мостового типа, в котором в качестве входного и выходного устройств использованы трансформаторные

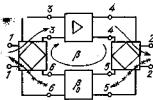


Рис. 2.34

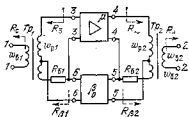


Рис. 2.35

дифференциальные системы (рис. 2.34, 2.35). Параметры дифференциальной системы определяются величинами коэффициентов трансформации трансформатора $n = w_p/w_a$, $m = w_c/w_a$, $\sigma = w_p/w_c$ (здесь w_p , w_a , w_c — число витков рабочей, внешней и балансной обмоток соответственно) и сопротивлением балансного резистора R_β . Выходная дифференциальная система (Tr_2) должна обеспечить минимум затухания в направлении передачи усиленного сигнала в нагрузку (между парами контактов 44 и 22) и требуемое сопротивление нагрузки на выходной каскад R_∞ при заданном сопротивлении нагрузки усилителя R_H .

Анализ дифференциальных систем в цепи глубокой ОС показывает, что при расчетах их можно полагать сбалансированными и согласованными, т. е. считать, что энергия не передается от внешней цепи в пассивную цепь ОС и что сопротивление на любой паре контактов трансформатора равно сопротивлению подключенного к ним двухполюсника. Расчет дифференциальной системы начинается с выбора коэффициента трансформации σ_2 , называемого также коэффициентом асимметрии дифсистемы. Известно, что затухание между парами контактов 44 и 22 стремится к нулю с ростом σ_2 , однако из конструктивных соображений принимают обычно $\sigma_2 = 4 \dots 10$. Тогда, зная требуемую величину R_∞ и учитывая условие баланса, можно записать $R_\infty/R_{\beta 2} = U_{p2}/U_{\beta 2}$, но поскольку напряжения, устанавливающиеся на обмотках трансформатора, пропорциональны числам витков этих обмоток, то $R_\infty/R_{\beta 2} = w_{p2}/w_{\beta 2} = \sigma_2$, откуда $R_{\beta 2} = R_\infty/\sigma_2$.

Учитывая отсутствие передачи энергии между парами контактов 22 и 55 и то, что выходное сопротивление усилителя должно быть согласовано с его нагрузкой R_H , можно записать, используя известные соотношения пересчета сопротивлений из обмотки в обмотку трансформатора, что $R_H = (R_\infty + R_{\beta 2}) / [(w_{p2} + w_{\beta 2})/w_{\beta 2}]^2$, откуда

$$n_2 = w_{p2}/w_{\beta 2} = \sqrt{R_\infty \sigma_2 / R_H (\sigma_2 + 1)}.$$

Величина входного сопротивления четырехполюсника β_0 в пассивной цепи ОС равна сопротивлению дифференциальной системы на контактах 55, т. е. $R_{\beta 2} = R_\infty / (1 + \sigma_2)$. Определим теперь коэффициенты передачи выходной дифференциальной системы по напряжению:

$$\dot{K}_{42} = \dot{U}_2/\dot{U}_4 = \dot{U}_{p2}/n_2 (\dot{U}_{p2} + \dot{U}_{62}) = \sigma_2/n_2 (1 + \sigma_2),$$

где $\dot{U}_4 = \dot{U}_{p2} + \dot{U}_{62}$, поскольку отсутствие передачи энергии от контактов 44 к балансному сопротивлению в сбалансированной и согласованной дифференциальной системы предопределяет равенство $\dot{U}_{62} = \dot{U}_5$;

$$\dot{K}_{45} = \dot{U}_5/\dot{U}_4 = 1/(1 + \sigma_2).$$

Для входной дифсистемы также стремятся выбрать наибольшее значение σ_1 и обеспечить величину сопротивления R_3 на контактах 33, дающую минимум собственных помех усилительного элемента входного каскада μ -цепи. Расчетные соотношения для входной дифференциальной системы, полученные по аналогии с выходной, следующие:

$$R_{61} = R_3/\sigma_1, \sigma_1 = w_{p1}/w_{61}, R_{\beta 1} = R_3/(1 + \sigma_1),$$

$$n_1 = w_{p1}/w_{\beta 1} = \sqrt{R_3 \sigma_1/R_c (1 + \sigma_1)},$$

$$\dot{K}_{13} = \dot{U}_3/\dot{U}_1 = n_1, \dot{K}_{63} = 1.$$

Полагая, что при разомкнутой петле ОС $\beta = \dot{U}_3/\dot{U}_4$, выражение для коэффициента передачи по ЭДС перепишем следующим образом:

$$\dot{K}_{e.o.c} \approx -[(\dot{K}_{13} \dot{K}_{42})/2] K_{45} \beta_0 \dot{K}_{63} = -n_1 \sigma_2/2 n_2 \beta_0.$$

Поскольку величины n_1 , n_2 и σ_2 получены при расчете входной и выходной дифференциальных систем, заданное усиление усилителя обеспечивается выбором коэффициента передачи четырехполюсника в пассивной цепи обратной связи $\beta_0 = \dot{U}_6/\dot{U}_5$. Заметим, что если сделать четырехполюсник β_0 частотно-зависимым, то это позволит получить частотную зависимость коэффициента усиления без ухудшения согласования усилителя с внешними цепями и увеличения потерь энергии усиливаемого сигнала. Очевидно также, что изменение параметров этого четырехполюсника позволит осуществить регулирование коэффициента усиления при выполнении вышеперечисленных условий. Это свойство широко используется в усилителях, компенсирующих затухание проводных линий связи, которое, как известно, частотно-зависимо и изменяется во времени.

После расчета дифсистемы и четырехполюсника β_0 несложно определить усиление μ -цепи, обеспечивающее глубину общей ОС $A_{o.c} = 20 \lg F$, которая выбирается исходя из необходимой стабильности коэффициента усиления усилителя, допустимых нелинейных искажений в нем и т. д.:

$$F \approx \mu \beta, \mu \approx F/\beta = F/K_{45} \beta_0 = F(1 + \sigma_2)/\beta_0 \text{ или}$$

$$\mu \geq 2 K_{e.o.c} n_2 (1 + \sigma_2) F/n_1 \sigma_2.$$

В соответствии с найденным μ осуществляют выбор числа и электрический расчет предварительных каскадов усиления.

2.15. УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В активных замкнутых системах при определенных условиях могут возникать автоколебания. Поскольку усилитель с ОС является активной замкнутой системой, возникновение автоколебаний возможно и в нем, что, естественно, исключит возможность его эксплуатации. Наиболее просто выявить условия возникновения автоколебаний в усилителе с ОС (условия потери усилителем устойчивости) можно с помощью *критерия устойчивости Найквиста*, который формулируется следующим образом: усилитель, устойчивый при разомкнутой петле ОС, сохранит свою устойчивость и при ее замыкании, если годограф передачи напряжения по петле данной ОС не охватывает точки с координатами 1; 0 (критической точки).

Заметим, что в данном случае годографом называется траектория конца вектора $\mu\beta$ при изменении частоты. На рис. 2.36 показаны годографы устойчивого (сплошная кривая) и неустойчивого (штрихпунктирная кривая) усилителей; степень приближения годографа устойчивого усилителя к критической точке определяет *запасы устойчивости усилителя* по модулю $X = -20 \lg |(\mu\beta)_x|$ и фазе ($Y\pi$). Очевидно, чем больше запасы устойчивости, тем меньше вероятность самовозбуждения усилителя при случайном изменении его параметров в процессе эксплуатации.

Рассмотрим наиболее характерные особенности усилителей, отвечающих критерию устойчивости Найквиста. Пусть обратной связью охвачен одиночный каскад с ОЭ, у которого, как известно, в области средних частот фаза коэффициента передачи по напряжению равна π (с ростом входного напряжения растет входной ток и, следовательно, выходной; падение напряжения на резисторе в цепи коллектора также растет, что приводит к снижению коллекторного напряжения). Если в цепи ОС имеется разделительный конденсатор, то в соответствии с рис. 2.22 при понижении

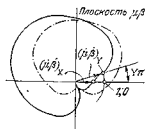


Рис. 2.36

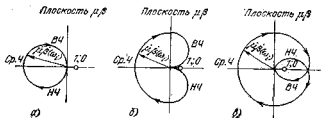


Рис. 2.37

частоты петлевое усиление упадет до нуля, а фаза изменится на $\pi + \pi/2 = -\pi/2$. При повышении частоты петлевое усиление также снизится в конечном счете до нуля, а фазовый сдвиг изменится на $\pi - \pi/2 = \pi/2$. Таким образом, годограф передачи напряжения по петле ОС одиночного каскада с ОЭ всегда будет соответствовать устойчивому состоянию (рис. 2.37,а). Если ОС охватывает два каскада, годограф передачи по петле имеет вид, показанный на рис. 2.37,б, что соответствует устойчивому состоянию усилителя. Заметим, однако, что это справедливо, если фазовый сдвиг по петле обратной связи в области средних частот равен π , т. е. один из каскадов включен с ОЭ, а другой — с ОК или ОБ (например, рис. 2.16,б). Иначе годограф вектора $\mu\beta$ окажется повернутым на угол, равный π по сравнению с показанным на рис. 2.37,б, и захватит критическую точку (усилитель окажется неустойчивым). Таким образом, в правильно сконструированном двухкаскадном усилителе с общей ОС также не возникает проблемы сохранения устойчивости.

В трехкаскадном усилителе с общей ОС и общим эмиттером должен быть или один каскад, или все три. Но и при этом годограф передачи напряжения по петле ОС имеет вид, показанный на рис. 2.37,в, т. е. захватывает критическую точку. Аналогичная картина имеет место и при числе каскадов, охваченных общей ОС, больше трех, т. е. многокаскадный усилитель с общей ОС практически всегда будет неустойчив, если не приняты специальные меры по обеспечению его устойчивости.

Эти меры сводятся к формированию медленно спадающих частотных характеристик петлевого усиления за пределами рабочего диапазона частот. Конструктивно это может быть достигнуто следующими способами:

а) в области нижних частот:

применением в усилителе возможно меньшего числа разделительных и блокирующих конденсаторов, что достигается уменьшением общего числа каскадов (увеличением усилительной способности отдельных каскадов) и применением межкаскадных цепей с непосредственной связью (см. рис. 2.16);

выбором постоянных времени всех разделительных и блокирующих цепей, отвечающих условию $\tau_{н1} \ll \tau_{н2} \ll \dots \ll \tau_{нn}$, причем наименьшая постоянная времени $\tau_{н1}$ выбирается достаточно большой в соответствии с рекомендациями § 2.11;

б) в области высоких частот:

применением в усилителе возможно меньшего числа каскадов постоянные времени каскадов должны отвечать условию $\tau_{в1} \gg \tau_{в2} \gg \dots \gg \tau_{вn}$, причем наибольшая постоянная времени $\tau_{в1}$ выбирается достаточно малой для обеспечения заданных параметров усилителя в рабочем диапазоне частот (см. § 2.11), обеспечением прохождения высокочастотных сигналов вдоль петли ОС наименьшим затуханием и по кратчайшему пути, что достигается блокированием продольных ветвей β -цепи конденсаторами

малой емкости (конденсаторами высокочастотных обходов) и исключением (по возможности) поперечных ветвей, особенно тех, которые имеют емкостные сопротивления.

Усилители, в которых находят место указанные рекомендации, рассматриваются в § 2.18.

2.16. УСИЛИТЕЛИ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ. СТРУКТУРА УСИЛИТЕЛЬНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

В усилительной технике используются аналоговые (линейные) интегральные микросхемы (ИС), полупроводниковые или гибридные. Как и другая аппаратура систем передачи, усилители на ИС обладают высокой надежностью, малыми габаритами, хорошей повторяемостью параметров от образца к образцу. Однако ИС в усилителях систем передачи не находят повсеместного применения, во-первых, из-за недостаточно высоких частотных свойств каскадов усиления ИС по сравнению с лучшими образцами каскадов на дискретных элементах и, во-вторых, из-за относительно небольшой серийности изготовления наиболее ответственных усилителей (тысячи, десятки тысяч) аппаратуры систем передачи, что существенно снижает экономическую эффективность применения в них ИС.

Усилительные микросхемы, как правило, имеют I или II степень интеграции (до 100 элементов в одном корпусе); микросхемы III степени интеграции (до 1000 элементов в одном корпусе) содержат несколько функциональных узлов (усилителей, преобразователей спектров и т. д.). Наименьшей степенью интеграции (до пяти элементов в одном корпусе) обладают так называемые транзисторные сборки, т. е. микросхемы, состоящие из нескольких транзисторов, на которых с помощью подсоединения дискретных элементов (резисторов, конденсаторов) можно выполнить многокаскадный усилитель. Несколько более высокой степенью интеграции (10...20 элементов в одном корпусе) обладают одноходовые усилители — комбинация транзисторов и резисторов, образующих цепи питания и стабилизации режимов по постоянному току. На рис. 2.38 приведена схема двухкаскадного усилителя, образованного из одноходового усилителя путем подключения к нему дискретных блокирующих (C_2 , C_3) и фильтрующего (C_1) конденсаторов (показаны штриховой линией). Блокирующие и

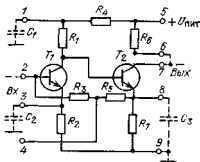


Рис. 2.38

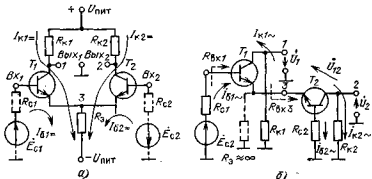


Рис. 2.39

фильтрующие конденсаторы имеют габариты, сравнимые с габаритами корпусов микросхем, а иногда и превышающие их.

Поэтому дальнейшее повышение степени интеграции потребовало разработки схем усилительных каскадов, не содержащих конденсаторов большой емкости. Такими каскадами являются *дифференциальные каскады* (упрощенная схема дана на рис. 2.39,а), которые питаются от двухполярного источника постоянного напряжения (имеющего среднюю точку). Средняя точка источника питания подсоединяется к базам транзисторов через источник усиливаемых сигналов (E_{c1} , R_{c1} и E_{c2} , R_{c2}), которые, естественно, должны пропускать постоянный ток. Каскад симметричен относительно вертикальной оси, т. е. параметры транзистора T_1 равны соответствующим параметрам транзистора T_2 , сопротивления резисторов R_{k1} и R_{k2} равны между собой, а ко входам должны подключаться одинаковые источники усиливаемых сигналов, ЭДС которых, однако, сдвинуты относительно друг друга на π . Если имеется только один источник усиливаемого сигнала, второй вход каскада по постоянному току соединяется со средней точкой источника питания. Для обеспечения достаточно высокой стабильности режимов транзисторов по постоянному току двухполюсник R_3 выполняется в виде специальной схемы, обладающей высоким дифференциальным сопротивлением (высоким сопротивлением приращением тока, проходящим через него). Поэтому при анализе схемы на переменном токе (рис. 2.39,б) R_3 не учитывается; внутреннее сопротивление источника питания переменному току принимается равным нулю.

Определим сопротивление каскада со стороны входа 1. Транзистор T_1 включен относительно входа 1 по схеме с ОЭ, поэтому (см. § 2.11) $R_{вх1} = h_{11\beta 1} + (1 + h_{21\beta 1})R_{вх3}$. Но транзистор T_2 со стороны точки 3 включен по схеме с ОБ, следовательно, $R_{вх3} = (h_{11\beta 2} + R_{c2}) / (1 + h_{21\beta 2})$. Учитывая, что $h_{11\beta 1} = h_{11\beta 2} = h_{11\beta}$, $h_{21\beta 1} = h_{21\beta 2} = h_{21\beta}$ и $R_{c1} = R_{c2} = R_c$, имеем $R_{вх1} = 2h_{11\beta} + R_c$.

Коэффициент передачи по ЭДС от входа 1 к выходу 1 $K_{e11} = U_{вых1}/E_{c1} = (I_{к1-}/I_{б1-}) [R_{к1}/(R_{вк1} + R_c)] = h_{21s} R_{к1}/2(h_{11s} + R_c)$, так как $R_{к1} = R_{к2} = R_{к1}$.

Заметим, что $I_{к2-} = I_{к1-}$, следовательно, коэффициент передачи по ЭДС от входа 1 к выходу 2 будет $K_{e12} = -K_{e11}$, так как относительно общего провода напряжение U_2 имеет знак, обратный знаку U_1 . Напряжение между коллекторами транзисторов, таким образом, вдвое больше напряжений U_1 или U_2 и, следовательно, величина так называемого дифференциального коэффициента передачи каскада по ЭДС равна

$$K_{eд} = U_{12}/E_c = h_{21s} R_{к1}/(R_c + h_{11s}).$$

Двухполюсник R_3 в дифференциальном каскаде носит название *генератора стабильного тока* (ГСТ) и обычно выполняется по схемам, показанным на рис. 2.40. В простейшем случае (рис. 2.40,а) ГСТ представляет собой транзистор, включенный по схеме с ОЭ. Его сопротивление постоянному току относительно невелико и определяется режимом транзистора ГСТ по постоянному току $R_3 = R_{э} = U_{э,к}/2I_{э}$. Сопротивление ГСТ переменному току равно выходному сопротивлению транзистора в схеме с ОЭ, т. е. очень большое, что и обеспечивает стабильность тока $2I_{э}$. Однако при изменении температуры окружающей среды или напряжения источника питания ток $2I_{э}$ может меняться, что повлечет за собой изменение режимов по постоянному току усилительных транзисторов каскада. Поэтому чаще применяют несколько более сложную схему, показанную на рис. 2.40,б. В этой схеме, во-первых, включают стабилизирующий резистор R_1 , обеспечивающий постоянную ОС по постоянному току, и, во-вторых, введена термокомпенсация. Последняя достигается включением параллельно эмиттерному переходу транзистора T_1 эмиттерного перехода транзистора T_2 с короткозамкнутым коллекторным переходом и резистором R_2 в цепи эмиттера. Принцип термокомпенсации заключается в том, что при изменении температуры окружающей среды изменяется падение напряжения на эмиттерном переходе не только транзистора T_1 , но и транзистора T_2 , который является элементом цепи базового смещения транзистора T_1 . Тогда даже при небольшом сопротивлении R_3 ток $I_{б1}$ не будет зависеть от температуры, следовательно, не будет зависеть от температуры и ток $I_{к1}$, являющийся выходным током ГСТ. Вместо транзистора T_2 здесь можно было бы использовать диод, однако изготовление одинаковых элементов (в данном случае транзисторов) при интегральной технологии оказывается проще.

Соединение нескольких дифференциальных каскадов представляет собой схе-

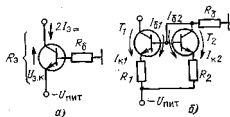


Рис. 2.40

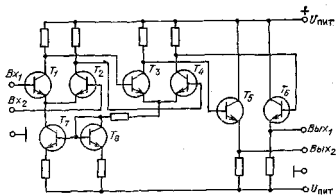


Рис. 2.41

му следующей ступени интеграции по сравнению с одно-
входными усилителями. На рис. 2.41 показано соединение
двух дифференциальных каскадов, причем через ГСТ первого кас-
када (транзисторы T_7, T_8) оба каскада охвачены ОС по постоян-
ному току, обеспечивающей высокую степень стабилизации режи-
мов усилительных транзисторов. Выходы второго каскада имеют
постоянные потенциалы выше потенциала общего провода. По-
этому для подключения нагрузок без разделительных конденса-
торов используются эмиттерные повторители на транзисторах T_5, T_6 ,
которые понижают постоянные потенциалы выходов второго диф-
ференциального каскада на величину своего постоянного напря-
жения эмиттер — база, не снижая напряжения усиленного сиг-
нала. Схемы, играющие подобную роль, называются *схемами*
сдвига.

Наиболее высокую степень интеграции из усилительных мик-
росхем имеют так называемые схемы *операционных усилителей*.
Обычно они состоят из нескольких дифференциальных каскадов
и относительно мощного бестрансформаторного двухтактного вы-
ходного каскада. Иногда между дифференциальным усилителем
и выходным каскадом включено устройство, осуществляющее пере-
ход от двухфазного сигнала к однофазному. Структурная схема

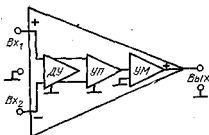


Рис. 2.42

операционного усилителя пока-
зана на рис. 2.42, где ДУ —
дифференциальный усилитель,
УП — устройство перехода от
двухфазного к однофазному
сигналу, УМ — выходной кас-
кад — усилитель мощности.
Знаки «+» и «-» отмечают
фазы напряжений усиливае-
мых сигналов. Из рисунка
видно, что фазы сигналов на

ет протекать ток в направлении, показанном на рис. 2.43 стрелкой. При смене полярности входного сигнала транзистор T_6 запирается, а T_7 открывается, и ток через нагрузку меняет свое направление.

2.17. ВНЕШНИЕ ЦЕПИ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Помимо источников питания к интегральным микросхемам, входящим в состав усилителей, подключаются цепи обратной связи и цепи коррекции. Цепи ОС обеспечивают заданный коэффициент усиления усилителя, а иногда и заданные величины входного и выходного сопротивлений. Цепи коррекции обеспечивают устойчивость усилителя при введении в него общей ОС.

Если учесть, что относительно входных и выходных контактов усилителя общая ОС может быть последовательной, параллельной или комбинированной, то общее количество схем усилителей, отличающихся друг от друга своей структурой, равно девяти. Помимо усилителей, охваченных общей ОС, комбинированной относительно входа и выхода (см. § 2.14), в технике электросвязи находят применение еще четыре схемы (рис. 2.44). В табл. 2.1 приведены основные параметры этих схем, причем полагается, что коэффициент усиления по напряжению (μ) операционных усили-

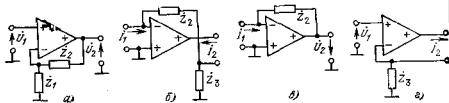


Рис. 2.44

Таблица 2.1

Схема рис. 2.44	Виды общей ОС		Сопротивление		Коэффициент передачи усилителя	Название схемы
	по входу	по выходу	входное	выходное		
а	Последовательная	Параллельная	Высокоомное	Низкоомное	$K = U_2/U_1 \approx 1 + z_2/z_1$	Усилитель напряжения
б	Параллельная	Последовательная	Низкоомное	Высокоомное	$K_T = I_2/I_1 \approx z_2/z_3$	Усилитель тока
в	То же	Параллельная	То же	Низкоомное	$Z_T = U_2/I_1 \approx z_2$	Трансформатор сопротивлений
г	Последовательная	Последовательная	Высокоомное	Высокоомное	$\gamma_T = I_2/U_1 \approx 1/z_3$	Трансформатор проводимостей

телей, на которых эти схемы базируются, достаточно высок (более 1000), а общая ОС является глубокой ($F \gg 1$).

Схема, показанная на рис. 2.44,а, характеризуется высоким входным и низким выходным сопротивлениями. Следовательно, при подключении такого усилителя к источнику сигнала напряжение последнего будет мало меняться; мало изменится и его выходное напряжение при подключении нагрузки с тем или иным сопротивлением. Таким образом, данный усилитель наиболее полно характеризуется коэффициентом передачи по напряжению, откуда и его название — *усилитель напряжения*. Аналогичные рассуждения позволяют сделать вывод, что схема рис. 2.44,б наиболее полно характеризуется коэффициентом передачи по току, так как низкое входное сопротивление мало влияет на величину тока источника усиливаемого сигнала, а высокое выходное делает выходной ток усилителя мало зависящим от сопротивления его нагрузки. Такой усилитель называется *усилителем тока*. Схема рис. 2.44,в наиболее полно характеризуется сопротивлением передачи и носит название *трансформатора сопротивлений*, а схема рис. 2.44,г — проводимостью передачи и называется *трансформатором проводимостей*.

Корректирующие цепи, обеспечивающие устойчивость при введении в усилитель общей ОС, являются цепями высокочастотной коррекции, влияющими на величину ОС в диапазоне частот рабочих. Это объясняется тем, что коэффициент передачи усилителей на интегральных микросхемах как в рабочем диапазоне частот, так и с понижением частоты вплоть до нулевой практически неизменен, следовательно, неизменна и фаза вектора передачи по петле общей ОС, что гарантирует отсутствие захвата критической точки низкочастотной частью годографа этого вектора.

Высокочастотная коррекция частотных характеристик передачи по петле ОС сводится к уменьшению крутизны частотной характеристики петлевого усиления посредством параллельного подключения конденсатора к нагрузке одного из каскадов (обычно для этого в микросхеме предусматриваются специальные выводы). Подключаемый конденсатор должен иметь емкость тем больше, чем больше глубина общей ОС, вводимой в усилитель (значения емкостей для ОС той или иной глубины обычно указываются в технических данных микросхемы). На рис. 2.45 показаны

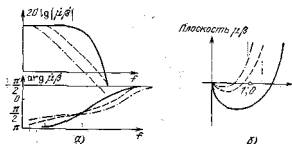


Рис. 2.45

ны частотные характеристики передачи по петле ОС (а) и годографы (б), им соответствующие. Сплошной линией даны некорректированные характеристики, штриховой — при включении корректирующего конденсатора C_1 , а штрихпунктирной — конденсатора C_2 , емкость которого больше, чем C_1 . Из рисунка видно, что увеличение емкости корректирующего конденсатора увеличивает запасы устойчивости усилителя, но сужает полосу частот, в которой может быть достигнута глубина общей ОС данной величины. Справедливо и обратное заключение: при увеличении глубины вводимой общей ОС требуется увеличение емкости корректирующего конденсатора, следовательно, рабочий диапазон частот усилителя сокращается.

2.18. УСИЛИТЕЛИ АППАРАТУРЫ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Назначение усилителей в аппаратуре систем передачи. Усилители электрических сигналов составляют основную часть функциональных узлов аппаратуры любой современной системы передачи информации. Все эти усилители можно условно разделить на *основные*, предназначенные для усиления сигналов передаваемой информации, и *вспомогательные*, усиливающие сигналы, необходимые для функционирования аппаратуры системы передачи. Основные, в свою очередь, можно подразделить на *групповые* (усиливающие групповые сигналы) и *индивидуальные* (усиливающие сигналы, поступающие от отдельных источников информации). Наиболее сложными являются групповые усилители систем передачи с частотным разделением каналов. К ним предъявляются весьма жесткие требования по допустимым нелинейным искажениям, стабильности коэффициента усиления, согласованию входного и выходного сопротивлений с сопротивлениями внешних цепей, собственным помехам, надежности и КПД. Как правило, эти усилители охватываются глубокой общей ОС, комбинированной относительно входа и выхода. Несколько проще реализуются групповые усилители систем передачи с временным разделением каналов. В отличие от групповых усилителей систем передачи с частотным разделением каналов в них допускаются большие нелинейные искажения и меньшая стабильность коэффициента усиления. Необходимости охватывать эти усилители глубокой общей ОС обычно не возникает.

Индивидуальные усилители аппаратуры систем передачи обычно включают на выходах приемных частей каналов ТЧ для обеспечения необходимой мощности принимаемых сигналов и коррекции частотной характеристики остаточного затухания (усиления) канала. Иногда индивидуальные усилители используют для компенсации затухания линии связи при организации низкочастотных каналов.

Вспомогательные усилители главным образом используются в генераторном оборудовании и оборудовании автоматического ре-

гулирования уровней. В первом случае усилители должны обеспечивать заданную мощность вырабатываемых генераторным оборудованием контрольных сигналов и сигналов, используемых для преобразования спектров. Во втором случае усилители должны обеспечивать заданное усиление в замкнутых петлях систем регулирования. Сигналы, усиливаемые вспомогательными усилителями, как правило, одночастотные.

Групповой усилитель. На рис. 2.46 с незначительными упрощениями приведена схема группового усилителя 60-канальной системы передачи по симметричному кабелю, работающего в диапазоне частот 12...252 кГц и размещаемого на необслуживаемом усилительном пункте. Усилитель содержит четыре каскада, три из которых выполнены по схеме с ОЭ, а один (на транзисторе T_3) — с ОК. Смещение на базу транзистора T_1 подается от делителя напряжения R_1, R_2 , блокированного конденсаторами C_1, C_3 , через балансный резистор R_2 и обмотки трансформатора Tr_1 входной дифференциальной системы. Резистор R_4 , блокированный конденсатором C_3 , стабилизирует постоянный ток коллектора транзистора T_1 . Напряжение сигнала, усиленного первым каскадом, снимается с резистора R_3 и через разделительный конденсатор C_7 передается на второй каскад. Все последующие каскады имеют между собой непосредственную связь, их постоянные коллекторные токи стабилизируются как местными ОС (резисторы R_6, R_8, R_{11}), так и общей ОС по постоянному току, напряжение которой снимается с эмиттера транзистора T_4 и через резисторы R_8, R_{10} передается на базу транзистора T_2 . Конденсаторы C_9 и C_{13} блокируют по переменному току местные ОС во втором и четвертом каскадах, конденсатор C_{11} блокирует по переменному току ОС, общую для последних трех каскадов.

Постоянное напряжение подается на коллектор транзистора выходного каскада через обмотки трансформатора Tr_2 выходной дифференциальной системы и дроссель Dp , шунтирующий по постоянному току балансный резистор R_{12} для уменьшения потребления мощности от источника питания.

Усилитель охвачен общей глубокой ОС мостового типа, в β -цепи которой включены амплитудные корректоры $AK_1 \dots AK_3$ и переменный удлинитель $Удл$.

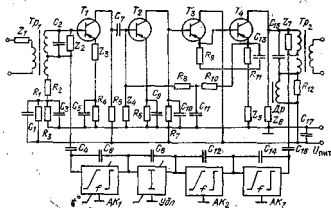


Рис. 2.46

Глубина общей ОС в рабочем диапазоне частот составляет 58 дБ на низких и 39 дБ на высоких частотах. Корректоры AK_2 и AK_3 обеспечивают частотную характеристику коэффициента усиления усилителя, нарастающую с частотой от 48 дБ на низких частотах до 61 дБ на высоких частотах рабочего диапазона и необходимы для коррекции постоянных амплитудно-частотных искажений кабеля. Корректор AK_1 управляется терморезистором, помещенным в грунт на глубине закладки кабеля, и позволяет компенсировать изменения затухания кабеля при сезонных изменениях температуры грунта (на ± 5 дБ на верхней частоте рабочего диапазона). Путем перепаек в переменном удлинителе $Удл$ можно осуществлять частотно-независимое регулирование коэффициента усиления усилителя ступенями по 0,5 дБ. Конденсаторы C_4 и C_{16} в цепи общей ОС являются разделительными, с их помощью исключается шунтирование по постоянному току базы транзистора T_1 и коллектора транзистора T_4 элементами амплитудных корректоров и переменного удлипителя.

Для наглядности часть элементов схемы усилителя объединена в двухполосники Z , схемы которых показаны на рис. 2.47. Двухполосники Z_1, Z_2 , а также конденсатор C_{13} компенсируют реактивные составляющие входного и выходного сопротивлений для улучшения согласования усилителя с внешними цепями. Остальные двухполосники ($Z_3 \dots Z_7$), а также конденсаторы $C_2, C_6, C_8, C_{12}, C_{14}$, называемые конденсаторами высокочастотных обходов, формируют частотные характеристики коэффициента передачи по петле общей ОС выше рабочего диапазона частот для обеспечения необходимых запасов устойчивости.

Требование весьма малых нелинейных искажений в усилителе ($A_{2\gamma} \geq 70$ дБ, $A_{3\gamma} \geq 74$ дБ при мощности в нагрузке 54 мВт) вызвало необходимость охвата двух последних каскадов дополнительными местными ОС по переменному току. Напряжение этих ОС, выделяемое на двухполоснике Z_5 , оказывается приложенным последовательно с напряжениями источников усиливаемых сигналов для каскадов как на транзисторе T_3 , так и на транзисторе T_4 . Общая глубина этих дополнительных ОС в выходном каскаде достигает 20 дБ.

Индивидуальный усилитель тональных частот. На рис. 2.48 показана схема индивидуального приемного усилителя аппаратуры СИП-300, работающего в диапазоне тональных частот. Помимо усиления на $41,3 \pm 4,3$ дБ по напряжению данный усилитель предназначен для подавления паразитных высокочастотных продуктов преобразования, поступающих на его вход вместе с полезными сигналами.

Три каскада усиления выполнены на транзисторах $T_1 \dots T_3$, включенных с ОЭ, ОК и ОЭ соответственно. Каскады имеют непосредственную связь друг с другом, стабилизация режимов работы транзисторов по постоянному току обеспечивается общей ОС по постоянному току, напряжение которой снимается с резистора R_{17} и через резисторы R_{14}, R_3 и вторичную обмотку трансформатора Tr_1 подается на базу транзистора T_1 . Помимо общей ОС по постоянному току в каждом каскаде имеется местная ОС по постоянному току, величина которой определена суммарным сопротивлением резисторов, включенных последовательно в цепь эмиттера соответствующего транзистора.

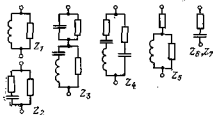


Рис. 2.47

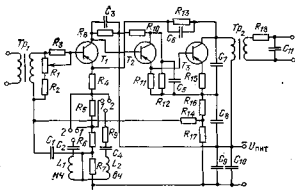


Рис. 2.48

Конденсатор C_1 предотвращает возникновение местной ОС по переменному току в первом каскаде за счет резистора R_7 ; конденсатор C_5 блокирует местную ОС по переменному току во втором каскаде, а конденсатор C_3 — в третьем. Кроме того, конденсатор C_5 исключает возникновение общей ОС по переменному току через резистор R_{14} . Конденсаторы C_3, C_{10} блокируют источник питания, устраняя взаимное влияние усилителей, расположенных на одной стойке. Конденсаторы C_6, C_7 ограничивают верхнюю частоту рабочего диапазона усилителя, конденсатор C_{11} предназначен для компенсации влияния индуктивности рассеяния выходного трансформатора Tp_2 на выходное сопротивление усилителя. Резистор R_1 служит для регулирования коэффициента усиления усилителя.

Усилитель охвачен общей ОС и по переменному току, которая параллельна по выходу и последовательна по входу. Напряжение этой ОС, снимаемое с коллектора транзистора T_3 , передается на эмиттер транзистора T_1 через резистор R_{13} (конденсатор высокочастотного обхода C_5 предназначен для увеличения запасов устойчивости. См. § 2.15). Поскольку параллельная ОС существенно снижает выходное сопротивление последнего каскада, заданное выходное сопротивление усилителя (600 Ом) обеспечивается резистором R_{16} , на котором неизбежно рассеивается до 1/2 мощности усиленного сигнала. В цепь общей ОС могут вводиться последовательные резонансные контуры, настроенные на частоты 3,4 кГц (L_1, C_2) и 0,3 кГц (L_2, C_4). Подключение этих контуров к контактам 1 или 2 приводит к меньшему или большему шунтированию цепи ОС на резонансных частотах и увеличению коэффициента усиления усилителя на этих частотах на 0,5 (контакт 1) или 0,9 дБ (контакт 2). Это изменение усиления используется для корректирования амплитудно-частотных искажений в канале тональной частоты, к которому принадлежит данный усилитель.

Групповой усилитель на интегральной микросхеме. В аналоговых групповых усилителях систем передачи с временным разделением каналов не требуется применение глубокой общей ОС ввиду менее жестких требований по нелинейным искажениям и стабильности коэффициента усиления. В свою очередь, отсутствие в усилителе глубокой общей ОС позволяет отказаться от применения настроенных корректирующих цепей (см., например, рис. 2.47), плохо поддающихся микроминиатюризации. Если при этом оказывается возможным исклю-

8. Как количественно определяются амплитудно-частотные искажения усилителя?
9. Что называется амплитудной характеристикой усилителя?
10. Что понимается под максимальной неискаженной мощностью усилителя?
11. Как оцениваются нестабильность параметров усилителя и его надежность?
12. Что называется каскадом усиления?
13. Как выбирается режим работы по постоянному току и зачем его нужно стабилизировать?
14. Чем обусловлены АЧХ усиления усилителя в области низких и высоких частот?
15. Что называют обратной связью в усилителях? Какие существуют виды обратной связи?
16. Какими свойствами обладает усилитель с ООС?
17. Назовите особенности усилителя с ООС мостового типа.
18. Какова структура усилительных интегральных микросхем?
19. Что представляют собой внешние цепи усилителей на интегральных микросхемах и зачем они используются?
20. Дать классификацию усилителей аппаратуры многоканальных систем передачи.

3. КАНАЛ ДВУХСТОРОННЕГО ДЕЙСТВИЯ

3.1. ДВУХСТОРОННЯЯ ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ

При осуществлении связи между двумя пунктами часто возникает необходимость передачи сигналов в обоих направлениях, т. е. необходимость создания двухсторонних каналов. Прежде всего такие каналы используются при телефонной связи, так как абонент должен иметь возможность перебить собеседника, например, для того, чтобы переспросить его, подать реплику. Каналы двухстороннего действия обеспечивают возможность непрерывного общения двух абонентов между собой. Следовательно, канал ТЧ, по которому передается телефонный сигнал, должен быть двухсторонним. Такой канал может быть организован как сочетание двух встречных каналов одностороннего действия (рис. 3.1). Поскольку передача сигнала

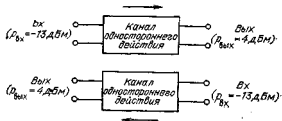


Рис. 3.1

лов в разных направлениях производится по двум разным каналам, то организованный таким способом канал ТЧ является четырехпроводным. В связи с этим используется термин «*четырёхпроводное окончание*» канала ТЧ.

При подключении к каналу ТЧ местной цепи, являющейся двухпроводной, необходимо использовать развязывающие устройства (РУ). Такое окончание канала ТЧ (рис. 3.2) принято называть *двухпроводным окончанием* канала ТЧ. Из рис. 3.2 видно, что для того чтобы разные направления передачи были взаимно независимы, нужно, чтобы затухание РУ в направлении 3—4 (4—3) было бесконечно большим.

Для обеспечения нормальной работы канала ТЧ необходимо нормировать величины мощностей и напряжений или соответствующих им уровней в различных точках этого канала. Все нормированные величины удобно относить к условной точке номинального нулевого относительного уровня. За эту точку принимаю двухпроводный вход канала ТЧ. Таким образом, нормированная величина относительного уровня передачи на двухпроводном входе канала ТЧ равна 0 дБ. На входе четырехпроводного окончания канала ТЧ нормированное значение уровня передачи равно -13 дБм, а на выходе 4 дБм. Частота измерительного сигнала принимается равной 800 Гц.

Уровень передачи на двухпроводном выходе канала ТЧ определяется его остаточным затуханием. *Остаточным затуханием* канала называется его рабочее затухание, определяемое как разность между суммой всех затуханий и суммой всех усилений в канале на заданной частоте, т. е. $a_{ост} = \Sigma \alpha - \Sigma S$. Имея в виду равенство входного и выходного сопротивлений канала, остаточное затухание можно определить как разность уровней передачи на входе и выходе канала, т. е. $a_{ост} = p_{вх} - p_{вых}$. Так как $p_{вх} = 0$, то $p_{вых} = -a_{ост}$. Как будет показано, остаточное затухание канала ТЧ при двухпроводном его окончании должно быть больше нуля, что определяется условиями устойчивости канала, допустимыми искажениями от обратной связи и минимальным мешающим действием токов электрического эха. С учетом изложенного номинальная величина остаточного затухания на частоте 800 Гц в канале ТЧ с двухпроводным окончанием должна быть равна 7 дБ. Эту величину оста-

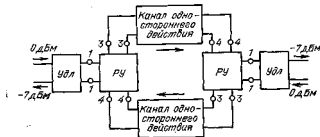


Рис. 3.2

Точного затухания обеспечивают удлинители $U_{дл}$, включенные на входе и выходе канала ТЧ двухстороннего действия (рис. 3.2), затухание которых $a_{удл} = a_{ост}/2 = 3,5$ дБ. Кроме того, эти удлинители, называемые транзитными, облегчают условия балансировки дифференциальной системы и позволяют при осуществлении транзитного соединения нескольких каналов ТЧ сохранить остаточное затухание равным номинальной величине, так как в пункте осуществления транзитного соединения эти удлинители выключаются (см. § 11.3).

Номинальная величина остаточного затухания канала ТЧ при четырехпроводном окончании $a_{ост} = -13$ дБ $- 4$ дБ $= -17$ дБ, т. е. имеет место усиление, равное 17 дБ, что допустимо, так как при этом окончании канал ТЧ не является замкнутой системой (см. рис. 3.1).

3.2. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ СИСТЕМА

В качестве развязывающего устройства в канале ТЧ с двухпроводным окончанием (см. рис. 3.2) используются дифференциальные системы. Дифференциальная система должна включаться в канал согласованно и обеспечивать большое затухание между отдельными усилительными направлениями и малое затухание от двухпроводного окончания канала ТЧ к любому из усилительных направлений. Поэтому при рассмотрении свойств дифференциальной системы будем интересоваться входными сопротивлениями со стороны всех ее зажимов и затуханиями в различных направлениях передачи.

Дифференциальные системы выполняются с помощью либо дифференциального трансформатора, либо резисторов в виде мостовой схемы. В многоканальных системах передачи широко используются дифференциальные системы на трансформаторах (рис. 3.3). Зажимы 3—3 и 4—4 дифференциальной системы, к которым подключаются два встречных односторонних канала, являются диагоналями моста. В одно из плеч моста (зажимы 1—1) подключается двухпроводная местная цепь. К другому плечу (зажимы 2—2) — балансный контур, сопротивление которого Z_2 подбирается таким образом, чтобы мост был уравновешен. В этом случае

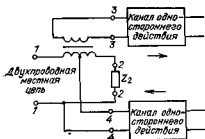


Рис. 3.3

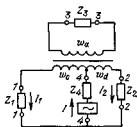


Рис. 3.4

сигнал с выхода одного одностороннего канала на вход другого поступать не будет, т. е. встречные направления передачи будут взаимно независимыми.

Определим сопротивление Z_2 , при котором дифференциальная система будет уравновешена. Для этого подключим источник энергии с внутренним сопротивлением Z_4 к зажимам 4—4 дифференциальной системы (рис. 3.4). Для упрощения рассуждений будем считать, что активное сопротивление обмоток трансформатора равно нулю, индуктивность его обмоток очень велика, рассеяние отсутствует. Так как дифференциальная система построена по принципу моста, то она будет уравновешена, если передача энергии между зажимами 3—3 и 4—4 будет отсутствовать. Для этого необходимо, чтобы $I_1\omega_c = I_2\omega_d$. Отсюда $I_1/I_2 = \omega_d/\omega_c = m$. В уравновешенной дифференциальной системе $I_1/I_2 = Z_2/Z_1$. Поэтому сопротивление балансного контура, при котором дифференциальная система будет уравновешена, $Z_2 = mZ_1$.

Коэффициент трансформации m называют коэффициентом неравноплечести. Если $m=1$, то дифференциальную систему называют равноплечей, при $m \neq 1$ — неравноплечей.

Определим входное сопротивление дифференциальной системы со стороны зажимов — 4—4 и 3—3, полагая ее уравновешенной, а трансформатор идеальным. В уравновешенной дифференциальной системе сопротивление резистора, подключаемого к зажимам 3—3, не оказывает влияния на величину входного сопротивления со стороны зажимов 4—4. Следовательно, входное сопротивление дифференциальной системы со стороны зажимов 4—4

$$Z_{вх 4} = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{m Z_1}{1 + m}.$$

Таким образом, для согласованного включения входное сопротивление одностороннего канала, подключаемого к зажимам 4—4, должно быть $Z_4 = Z_{вх 4}$.

Определим рабочие затухания дифференциальной системы в направлениях 4—1, 4—2 и 4—3, для чего к зажимам 4—4 подключим генератор с внутренним сопротивлением $Z_4 = mZ_1/(1+m)$. Будем иметь в виду, что постоянная передачи пассивного четырехполюсника одинакова как для прямого, так и для обратного направлений передачи.

Затухание между зажимами 4—4 и 1—1 или 1—1 и 4—4, выраженное в децибелах, определяется как

$$a_{4-1} = a_{1-4} = 10 \lg \frac{P_4}{P_1},$$

где P_4 и P_1 — мощности, выделяющиеся на резисторах Z_4 и Z_1 соответственно. Согласно обозначениям, принятым в схеме рис. 3.4, можно написать, что для уравновешенной дифференциальной системы

$\frac{I_1}{I_2} = \frac{I_1}{I - I_1} = \frac{I - I_2}{I_2} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{mZ_1}{Z_1} = m$, откуда $I_1 = Im/(1+m)$ и $I_2 = I/(1+m)$. Следовательно, затухание

$$a_{4-1} = a_{1-4} = 10 \lg \frac{I^2 Z_4}{I_1^2 Z_1} = 10 \lg \frac{I^2 m Z_1 (1+m)^2}{(1+m) I^2 m^2 Z_1} = 10 \lg \frac{1+m}{m}. \quad (3.1)$$

Затухание между зажимами 4—4 и 2—2 или 2—2 и 4—4, выраженное в децибелах, определится как

$$a_{4-2} = a_{2-4} = 10 \lg \frac{P_4}{P_2} = 10 \lg \frac{I^2 Z_4}{I_2^2 Z_2} = 10 \lg(1+m).$$

Затухание между зажимами 4—4 и 3—3 или 3—3 и 4—4

$$a_{4-3} = a_{3-4} = 10 \lg \frac{P_3}{P_4} = \infty,$$

так как эти зажимы находятся в разных диагоналях уравновешенного моста и, следовательно, при подключении генератора к зажимам 4—4 ток через резистор Z_3 не протекает.

Для определения входного сопротивления уравновешенной дифференциальной системы со стороны зажимов 3—3 и рабочих затуханий в направлении от этих зажимов к зажимам 1—1 и 2—2 воспользуемся рис. 3.5. Так как в уравновешенной дифференциальной системе $a_{3-4} = \infty$, то сопротивление резистора, подключаемого к зажимам 4—4, не оказывает влияния на величину входного сопротивления со стороны зажимов 3—3, поэтому из схемы он исключен. Следовательно,

$$Z_{вх3} = \frac{Z_1 + Z_2}{n^2} = \frac{1+m}{n^2} Z_1,$$

где $n = (\omega_c + \omega_d) / \omega_a$ — коэффициент трансформации дифференциального трансформатора. Итак, для согласованного включения входное сопротивление одностороннего канала, подключаемого к зажимам 3—3, должно быть

$$Z_3 = Z_{вх3} = \frac{1+m}{n^2} Z_1.$$

Полагая, что дифференциальная система нагружена на согласованные сопротивления и трансформатор не имеет потерь, мощ-

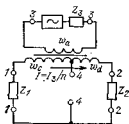


Рис. 3.5

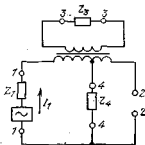


Рис. 3.6

ность, выделяемая на резисторе Z_3 , равна мощностям, выделяемым на резисторах Z_1 и Z_2 (рис. 3.5), и затухания

$$a_{3-1} = a_{1-3} = 10 \lg \frac{P_3}{P_1} = 10 \lg \frac{I^2 (Z_1 + Z_2)}{I^2 Z_1} = 10 \lg (1 + m), \quad (3.2)$$

$$a_{3-2} = a_{2-3} = 10 \lg \frac{P_3}{P_2} = 10 \lg \frac{I^2 (Z_1 + Z_2)}{I^2 Z_2} = 10 \lg \frac{1+m}{m}.$$

Затухание в направлении от зажимов 1—1 к зажимам 2—2 и обратно равно бесконечности. Для доказательства определим затухания в направлении от зажимов 1—1 к зажимам 3—3 и к зажимам 4—4 при разомкнутых зажимах 2—2 (рис. 3.6). Затухание $a_{1-4} = 10 \lg (P_1/P_4)$, где P_1 и P_4 — мощности, соответственно выделяющиеся на резисторах Z_1 и Z_4 . Так как зажимы 2—2 разомкнуты, то $P_1 = I_1^2 Z_1$, а $P_4 = I_4^2 Z_4 = I_1^2 m Z_1 / (1+m)$, откуда

$$a_{1-4} = 10 \lg \frac{I_1^2 Z_1 (1+m)}{I_1^2 m Z_1} = 10 \lg \frac{1+m}{m}. \quad (3.3)$$

Затухание $a_{1-3} = 10 \lg (P_1/P_3)$, где P_3 — мощность, выделяющаяся на резисторе Z_3 . Отсюда

$$a_{1-3} = 10 \lg \frac{I^2 Z_1}{\left(\frac{In}{1+m}\right)^2 Z_3} = 10 \lg (1+m). \quad (3.4)$$

Неизменность затуханий дифференциальной системы a_{1-3} и a_{1-4} как при подключении к зажимам 2—2 резистора Z_2 [см. выражения (3.1) и (3.2)], так и при $Z_2 = \infty$ [см. выражения (3.3) и (3.4)] возможна лишь в случае, если $a_{1-2} = a_{2-1} = \infty$. Принимая это во внимание, входное сопротивление дифференциальной системы со стороны зажимов 1—1 $Z_{вх1} = Z_c + Z_4$, где $Z_c = Z_3 n^2 / (1+m)^2$, т. е. $Z_{вх1} = \frac{Z_1}{1+m} + \frac{mZ_1}{1+m} = Z_1$. Таким образом, для осуществления согласованного включения местной цепи ее входное сопротивление должно быть равно Z_1 . Аналогично можно показать, что $Z_{вх2} = mZ_1$.

Необходимо отметить, что дифференциальные системы применяются в системах передачи не только при организации двухпроводного окончатия канала ТЧ, но и при параллельном подключении фильтров, при подаче в тракт передачи контрольных и измерительных частот, при подключении приборов тонального вызова и т. д.

При организации двухпроводного окончатия канала ТЧ используется равноплечая дифференциальная система ($m=1$). Такая дифференциальная система будет сбалансирована и согласованно нагружена, если $Z_1 = Z_2$, $Z_3 = 2Z_1/n^2$ и $Z_4 = Z_1/2$. В разные направления передачи она будет вносить затухания: $a_{1-4} = a_{1-3} = a_{2-4} = a_{2-3} = 3$ дБ, $a_{1-2} = \infty$ и $a_{3-4} = \infty$. В действительности величины затуханий a_{1-4} , a_{1-3} , a_{2-3} и a_{2-4} будут несколько выше из-за наличия потерь в трансформаторе.

На практике условие равновесия дифференциальной системы можно выполнить лишь приближенно, так как структура и параметры местной сети меняются от соединения к соединению. В этом случае балансное сопротивление $Z_6 = Z_2 \approx mZ_1$, т. е. уравновесить дифференциальную систему не удастся. В силу этого затухание дифференциальной системы в направлении от зажимов 4—4 к 3—3 и обратно становится конечным.

Для определения величины этого затухания воспользуемся рис. 3.7. Генератор с внутренним сопротивлением Z_4 подключен к зажимам 4—4. Так как $Z_{вх1} = Z_2/m \neq Z_1$, то часть энергии, поступившая с зажимов 4—4 к зажимам 1—1, отразится и, претерпев затухание a_{1-3} , поступит на Z_3 . В соответствии с этим $a_{4-3} = a_{4-1} + a_{отр} + a_{1-3}$, где $a_{отр} = 20 \lg |Z_1 + Z_{вх1}| - 20 \lg |Z_1 - Z_{вх1}|$ — затухание отражения. С учетом выражений (3.1) и (3.2)

$$a_{4-3} = 10 \lg \frac{1+m}{m} + 20 \lg \left| \frac{Z_1 + Z_{вх1}}{Z_1 - Z_{вх1}} \right| + 10 \lg(1+m).$$

После несложных преобразований

$$a_{4-3} = 10 \lg \frac{(1+m)^2}{m} + 20 \lg \left| \frac{mZ_1 + Z_2}{mZ_1 - Z_2} \right|.$$

Величина

$$A_e = 20 \lg \left| \frac{mZ_1 + Z_2}{mZ_1 - Z_2} \right|$$

называется балансным затуханием. Для равноплечей дифференциальной системы

$$A_e = 20 \lg \left| \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2} \right| \text{ и } a_{4-3} = A_e + 6 \text{ дБ.}$$

Выражение для подсчета a_{4-3} является приближенным, так как при его выводе учитывалось наличие несогласованности только на зажимах 1—1. В действительности несогласованность будет иметь место на всех зажимах дифференциальной системы. Однако, если $Z_1 \approx Z_2/m$, погрешность незначительна.

В системах передачи, применяемых на местных сетях, иногда используются дифференциальные системы на резисторах. Одна из

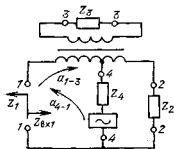


Рис. 3.7

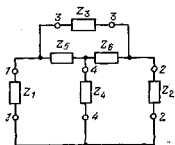


Рис. 3.8

возможных схем такой дифференциальной системы показана на рис. 3.8. Условие равновесия этой системы: $Z_5=Z_6=Z_1=Z_2=Z_3=Z_4$. В этом случае $a_{3-4}=a_{4-3}=\infty$, $a_{1-3}=a_{1-4}=6$ дБ. В реальных условиях работы дифференциальной системы $Z_1 \approx Z_2$ и затухание $a_{3-4}=a_{4-3}=A_0+12$ дБ, где $A_0=20 \lg \left| \frac{Z_1+Z_2}{Z_1-Z_2} \right|$.

Большое затухание, вносимое этими дифференциальными системами в направлениях от двухпроводного окончания к четырехпроводному и обратно, ограничивает их применение.

3.3. УСТОЙЧИВОСТЬ ДВУХСТОРОННИХ КАНАЛОВ

При организации двухсторонних каналов неизбежно возникают замкнутые электрические системы. Их появление обусловлено использованием развязывающих устройств — дифференциальных систем и направляющих фильтров (см. § 5.1), имеющих конечную величину затухания между встречными направлениями передачи. Обобщенная схема этих замкнутых систем показана на рис. 3.9, а. Здесь S_1 и S_2 — усиление усилительных элементов, a_1 и a_2 — переходное затухание развязывающего устройства (РУ) между двумя направлениями передачи. Из-за конечной величины переходного затухания развязывающих устройств в этой системе будет иметь место влияние одного направления передачи на другое. Вследствие этого возникает петля обратной связи $a-b-c-d-a$. Наличие токов обратной связи может привести к самовозбуждению системы, и передача информации станет невозможной.

Определим условия устойчивости этой замкнутой системы, воспользовавшись критерием Найквиста. Согласно этому критерию система самовозбудится, если одновременно будут выполнены два условия: условия амплитуд $\Sigma S \geq \Sigma a$, т. е. сумма усилений больше или равна сумме затуханий по петле обратной связи, и условие фаз $\Sigma \varphi = 2\pi n$, где $n=0, 1, 2, \dots$. Поскольку в рассматриваемых замкнутых системах практически нет возможности контролировать фазовые соотношения, то полагают, что условие фаз выполняется хотя бы на одной какой-нибудь частоте эффективно передаваемой

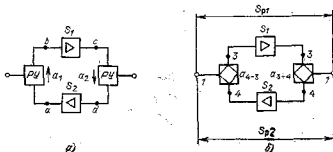


Рис. 3.9

полосы частот. Следовательно, для обеспечения требуемой безусловной устойчивости системы необходимо соблюдать неравенство $\Sigma a > \Sigma S$. Отсюда замкнутая система (рис. 3.9,а) будет устойчива, если $(a_1 + a_2) > (S_1 + S_2)$.

Величина, показывающая, на сколько сумма затуханий больше суммы усиления, называется *запасом устойчивости* замкнутой системы:

$$X = (a_1 + a_2) - (S_1 + S_2).$$

Иногда величину X называют затуханием по петле обратной связи.

Величина, показывающая, на сколько можно увеличить усиление усилителей, прежде чем система самовозбудится (при выполнении условия фаз), называется *устойчивостью* и определяется из выражения

$$\sigma = (a_1 + a_2)/2 - (S_1 + S_2)/2 = X/2.$$

Если в замкнутой системе в качестве развязывающих устройств используются равноплечие дифференциальные системы (рис. 3.9,б), то запас устойчивости

$$X = (a_{3-4} + a_{4-3}) - (S_1 + S_2).$$

Переходное затухание равноплечих дифференциальных систем $a_{3-4} = A_{e1} + 6$ дБ и $a_{4-3} = A_{e2} + 6$ дБ, где A_{e1} и A_{e2} — балансные затухания дифференциальных систем. Из рис. 3.9,б видно, что рабочие усиления $S_{p1} = S_1 - a_{1-3} - a_{3-1} = S_1 - 6$ дБ, $S_{p2} = S_2 - a_{1-4} - a_{4-1} = S_2 - 6$ дБ. Отсюда $S_1 = S_{p1} + 6$ дБ и $S_2 = S_{p2} + 6$ дБ. С учетом этих выражений запас устойчивости замкнутой системы, где в качестве развязывающих устройств применяются равноплечие дифференциальные системы, равен

$$X = (A_{e1} + A_{e2}) - (S_{p1} + S_{p2}).$$

Двухсторонние каналы, как отмечалось выше, состоят из двух встречных направлений передачи канала ТЧ, объединенных с помощью дифференциальных систем. В настоящее время каналы ТЧ организуются в основном по четырехпроводной однополосной или двухпроводной двухполосной системам (см. § 5.1). Токи паразитной обратной связи в каналах, организованных по четырехпроводной однополосной системе, возникают главным образом вследствие недостаточно полной балансировки конечных дифференциальных систем. Токами паразитной обратной связи за счет переходных влияний можно пренебречь, так как переходное затухание между кабельными цепями велико и значительно превышает усиление. В каналах, организованных по двухполосной двухпроводной системе, токи обратной связи возникают также только за счет неполной балансировки дифференциальных систем. Токами обратной связи, возникающими в промежуточных усилительных пунктах, можно пренебречь, так как затухания направляющих фильтров в полосе непропускания значительно превышают сумму

усиленный обеих направлений передачи. Таким образом, можно считать, что в канале двухстороннего действия паразитная обратная связь возникает только из-за недостаточно полной балансировки дифференциальных систем на оконечных станциях и его обобщенная структурная схема для определения запаса устойчивости может быть представлена рис. 3.10. Как видно из рисунка, канал двухстороннего действия эквивалентен одиночной замкнутой системе, в которой в качестве развязывающего устройства используется дифференциальная система, и, следовательно, его запас устойчивости

$$X = (A_{e1} + A_{e2}) - (S_{p1} + S_{p2}).$$

Из рис. 3.10 видно, что $S_{p1} = S_{p2} = a_{ост} - 2a_{удл} = 0$. Таким образом, запас устойчивости канала двухстороннего действия равен сумме балансных затуханий $X = A_{e1} + A_{e2}$. Если положить, что $A_{e1} = A_{e2} = A_e$, то $X = 2A_e$.

Балансное затухание A_e определяется затуханием отраженных токов. В рассматриваемом случае они будут возникать в точке двухпроводного окончания канала (точка А на рис. 3.10). Ток обратной связи сначала поступит в точку Б схемы, пройдет через транзитный удлинитель, затухание которого равно $a_{ост}/2$, отразится в точке А с затуханием отражения A_{ea} и через транзитный удлинитель возвратится в точку Б, опять претерпев затухание $a_{ост}/2$. Следовательно, $A_e = 2a_{удл} + A_{ea} = a_{ост} + A_{ea}$. Сопротивление балансного контура Z_0 обычно выбирается равным характеристическому сопротивлению транзитного удлинителя, т. е. $A_{ea} = 20 \lg \left| \frac{Z_a + Z_0}{Z_a - Z_0} \right|$, где Z_a — входное сопротивление цепи, подключаемой к точке А. Самые неблагоприятные условия работы двухстороннего канала с точки зрения его устойчивости будут иметь место в режиме холостого хода. В этом случае $A_{ea} = 0$ и запас устойчивости канала $X = 2a_{ост}$. Так как $a_{ост} = 7$ дБ, то канал, безусловно, устойчив. Устойчивость телефонного канала будет выше на величину затухания отражения $A_{ea} \approx 5$ дБ. Поэтому минимальный запас устойчивости телефонного канала в рабочем режиме будет равен 24 дБ, а устойчивость $\sigma = X/2 = 12$ дБ.

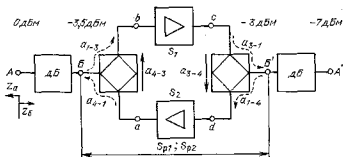


Рис. 3.10

Следует отметить, что запас устойчивости канала двухстороннего действия не зависит от величины затухания транзитного удлинителя, так как увеличение его затухания требует увеличения на ту же величину усиления. В противном случае изменится требуемое значение остаточного затухания.

Выше отмечалось, что из-за недостаточной уравновешенности дифференциальных систем в канале двухстороннего действия появляется паразитная обратная связь. Рассмотрим влияние этой обратной связи на усиление одного из направлений передачи (например, K_1). С этой целью схему канала двухстороннего действия представим в виде, изображенном на рис. 3.11. Из рисунка видно, что усиление одного из направлений передачи можно рассматривать как усилитель с обратной связью. Введем следующие обозначения: K_1 и K_2 — коэффициенты передачи усилителей, g_{4-3} и g_{3-4} — постоянные передачи дифференциальных систем с выхода одного усилителя на вход другого. Работу схемы будем рассматривать в установившемся режиме. Из теории усилителей известно, что обратная связь изменяет коэффициент передачи усилителя в F раз и, следовательно,

$$\dot{K}_{1\text{ о.с}} = \dot{K}_1 / F, \quad (3.5)$$

где $F = (1 - T)$ — глубина обратной связи. Для рассматриваемой замкнутой системы (рис. 3.11) петлевое усиление

$$T = 10^{0,05(S_1 + S_2 - a_{3-4} - a_{4-3})} e^{j\varphi},$$

где S_1 и S_2 — усиления усилителей, выраженные в децибелах; a_{3-4} и a_{4-3} — затухания дифференциальных систем с выхода одного усилительного направления на вход другого, выраженные в децибелах; φ — суммарный фазовый сдвиг по петле обратной связи. Подставив T в (3.5) и произведя необходимые преобразования, получим

$$20 \lg \dot{K}_1 - 20 \lg \dot{K}_{1\text{ о.с}} = 20 \lg [1 - 10^{0,05(S_1 + S_2 - a_{4-3} - a_{3-4})} e^{j\varphi}].$$

Это выражение определяет изменение коэффициента передачи усилителя из-за наличия токов паразитной обратной связи, а изменение усиления усилителя

$$\begin{aligned} \Delta S &= S_1 - S_{1\text{ о.с}} = 20 \lg |1 - 10^{-0,05(a_{4-3} + a_{3-4} - S_1 - S_2)} e^{j\varphi}| = \\ &= 20 \lg |1 - 10^{-0,05X} e^{j\varphi}|, \end{aligned} \quad (3.6)$$

где $X = (a_{4-3} + a_{3-4} - S_1 - S_2)$ — запас устойчивости канала двухстороннего действия.

Если воспользоваться выражением (3.6) и построить зависимость усиления одного из направлений передачи (рис. 3.11), то из-за паразитной обратной связи эта характеристика будет иметь волнообразный характер по сравнению с аналогичной характеристикой при разомкнутой петле обратной связи (рис. 3.12). Такой характер зависимости объясняется тем, что при различных частотах

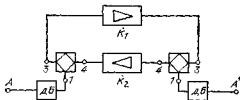


Рис. 3.14

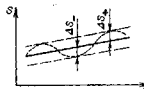


Рис. 3.12

тах X и φ могут быть различными и в зависимости от значения φ обратная связь может быть либо отрицательной, либо положительной, т. е. уменьшать или увеличивать усиление. Таким образом, наличие токов паразитной обратной связи в каналах двухстороннего действия приводит к специфическим амплитудно-частотным искажениям, которые называются *искажениями от обратной связи*. Корректировать такие искажения практически невозможно.

Так как в канале двухстороннего действия фазовые соотношения носят случайный характер, то для оценки искажений от обратной связи обычно определяют лишь наибольшие значения изменения усиления при $\varphi = (2l+1)\pi$ и $\varphi = 2l\pi$. Если $\varphi = (2l+1)\pi$, то $e^{j\varphi} = -1$ и уменьшение усиления в децибелах

$$\Delta S_{-} = 20 \lg |1 + 10^{-0,05X}|. \quad (3.7)$$

Когда $\varphi = 2l\pi$, $e^{j\varphi} = 1$ и приращение усиления в децибелах

$$\Delta S_{+} = 20 \lg |1 - 10^{-0,05X}|. \quad (3.8)$$

Как видно из (3.7) и (3.8), влияние токов положительной обратной связи больше влияния токов отрицательной обратной связи. Однако при больших значениях запаса устойчивости эти влияния одинаковы.

Имея в виду, что в канале двухстороннего действия $X \geq 24$ дБ, искажения от обратной связи $\Delta S_{-} \approx \Delta S_{+} \leq 0,6$ дБ. Искажения такой величины практически не оказывают влияния на качество передачи телефонной информации.

Наличие несогласованности в точках подключения абонента к двухстороннему каналу может привести к возникновению так называемого *электрического эха*, сущность которого заключается в следующем (рис. 3.13). Положим, что передача разговорного сигнала осуществляется в направлении А — Б. Вследствие неидеальной балансировки дифференциальной системы станции Б часть этого сигнала через направление передачи Б — А поступит обратно к говорящему абоненту со сдвигом во времени, равным удвоенному времени прохождения сигнала между станциями А и Б. Говорящий абонент услышит свою речь, но сдвинутой во времени, т. е. в виде эха. Это эхо называется «первое эхо говорящего». На станции А этот ток эха из-за неуравновешенности дифференциальной системы снова попадает в направление передачи А — Б и

рис. 3.14 определим, что с токами электрического эха в телефонном канале можно не считаться, если абсолютное время прохождения сигнала в одном направлении не превышает 30 мс. Если оно больше 30 мс, то необходимо увеличивать затухание на пути токов электрического эха, что осуществляется с помощью специальных устройств — эхозаградителей. При включении их в канал они вносят в направление передачи, по которому в рассматриваемый момент времени разговорный сигнал не передается, затухание не менее 50 дБ.

Однако при включении эхозаградителей несколько ухудшается качество связи, так как из-за конечного времени его срабатывания наблюдается срезание части начальных слогов или даже слов. Кроме того, из-за наличия в телефонном канале собственных шумов создать эхозаградитель с большой чувствительностью не удастся, т. е. если уровень разговорного сигнала ниже порога срабатывания схемы, эхозаградитель не работает.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как организуется канал двухстороннего действия?
2. Назовите номинальные измерительные уровни на входе и выходе двух- и четырехпроводного окончатый канала ТЧ.
3. Каковы назначение и свойства дифференциальной системы?
4. Как определяются характеристические сопротивления дифференциальной системы?
5. Что такое балансное затухание дифференциальной системы?
6. Каковы условия возникновения самовозбуждения в канале двухстороннего действия?
7. Что называется запасом устойчивости?
8. Чему равен запас устойчивости телефонного канала?
9. Что такое остаточное затухание канала? Чему равно его номинальное значение?
10. Что такое искажения от обратной связи, причина их возникновения?
11. Что такое явление электрического эха и каковы меры борьбы с ним?
12. Какой из токов эха оказывает наибольшее мешающее воздействие?
13. От каких величин зависит степень мешающего воздействия токов электрического эха?

4. ПОСТРОЕНИЕ ТИПОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ И АППАРАТУРЫ СОПРЯЖЕНИЯ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИЙ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

4.1. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ КАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

В системах передачи с ЧРК за каждым каналом в линии закрепляется определенный спектр частот, т. е. каналные сигналы этих систем различаются по частоте. Чем более узкую полосу частот будут занимать каналные сигналы, тем в отведенной для передачи в линии полосе частот можно будет организовать большее число каналов. Это положение легло в основу выбора метода формирования канального сигнала. Кроме того, выбранный метод должен обеспечивать необходимую помехозащищенность.

Формирование канальных сигналов в системах передачи с ЧРК можно осуществить методами амплитудной (АМ), частотной (ЧМ) или фазовой (ФМ) модуляций. Если принять, что в качестве несущей частоты (переносчика) используется гармоническое колебание $U_{\omega} \cos(\omega t + \varphi_{\omega})$, а исходного (модулирующего) сигнала — гармоническое колебание $U_{\Omega} \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega})$, то выражения для модулированных колебаний будут иметь следующий вид:

при АМ

$$U_{\text{АМ}}(t) = U_{\omega} [1 + m \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega})] \cos(\omega t + \varphi_{\omega}), \quad (4.1)$$

где m — коэффициент глубины модуляции;

при ЧМ

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_{\omega} \cos[\omega t + m_f \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \pi/2)], \quad (4.2)$$

где m_f — индекс частотной модуляции;

при ФМ

$$U_{\text{ФМ}}(t) = U_{\omega} \cos[\omega t + \varphi_{\omega} + m_{\varphi} \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega})], \quad (4.3)$$

где m_{φ} — индекс фазовой модуляции.

Представив (4.1)–(4.3) в виде суммы гармонических составляющих, соответственно получим

$$\begin{aligned} U_{\text{АМ}}(t) = & U_{\omega} \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + \frac{m}{2} U_{\omega} \cos[(\omega - \Omega)t + (\varphi_{\omega} - \varphi_{\Omega})] + \\ & + \frac{m}{2} U_{\omega} \cos[(\omega + \Omega)t + (\varphi_{\omega} + \varphi_{\Omega})], \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_{\omega} \left\{ I_0(m_f) \cos(\omega t + \varphi_f) + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(m_f) \cos[\omega t + k(\Omega t + \varphi_{\Omega})] + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(m_f) \cos[\omega t - k(\Omega t + \varphi_{\Omega})] \right\}, \quad (4.5)$$

$$U_{\text{ФМ}}(t) = U_{\omega} \left\{ I_0(m_{\varphi}) \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_k(m_{\varphi}) \cos \left[\omega t + \varphi_{\omega} + \right. \right. \\ \left. \left. + k \left(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \frac{\pi}{2} \right) \right] + \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k I_k(m_{\varphi}) \cos[\omega t + \varphi_{\omega} - k(\Omega t + \varphi_{\Omega} + \pi/2)] \right\}, \quad (4.6)$$

где $I_k(m_f)$, $I_k(m_{\varphi})$ — функции Бесселя k -го порядка первого рода

Как видно из (4.4), при АМ модулированное колебание имеет дискретный спектр, состоящий из колебания несущей частоты ω и двух боковых частот $(\omega \pm \Omega)$. Из (4.5) и (4.6) видно, что модулированные колебания при ЧМ и ФМ отличаются только начальными фазами и индексами модуляции. На основании этого можно сказать, что для выбранного вида модулирующего сигнала их спектры практически одинаковы. В отличие от АМ при ЧМ и ФМ модулированное колебание имеет бесконечное количество дискретных составляющих, образующих верхнюю и нижнюю боковые полосы спектра, симметричные относительно несущей частоты. Амплитуды этих составляющих зависят от индекса модуляции. Следовательно, чем меньше индекс модуляции, тем уже полоса частот, необходимая для передачи модулированного колебания.

Если m_f или m_{φ} значительно меньше единицы, то

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U_{\omega} \cos \omega t - \frac{m_f}{2} U_{\omega} \cos[(\omega - \Omega)t - \varphi_{\Omega}] +$$

$$+ \frac{m_f}{2} U_{\omega} \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_{\Omega}],$$

$$U_{\text{ФМ}} = U_{\omega} \cos \omega t - \frac{m_{\varphi}}{2} U_{\omega} \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi_{\omega} + \varphi_{\Omega} + \pi/2] +$$

$$+ \frac{m_{\varphi}}{2} U_{\omega} \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi_{\omega} - \varphi_{\Omega} + \pi/2].$$

Из этих выражений видно, что при малом индексе модуляции спектры ЧМ и ФМ колебаний, так же как и спектры АМ колебания, состоят из несущей частоты ω и двух боковых частот $(\omega \pm \Omega)$.

Следовательно, с точки зрения получения наименьшей ширины полосы частот канального сигнала можно использовать АМ и с малыми индексами модуляции ЧМ или ФМ.

Следует отметить, что если модулирующий сигнал представляет собой сложное колебание, например

$$\sum_{\Omega_i=\Omega_{\min}}^{\Omega_{\max}} (U_{\Omega_i}) \cos(\Omega_i t + \varphi_{\Omega_i}),$$

то полученные выше результаты справедливы, но спектры модулированных колебаний будут состоять из несущей частоты и боковых полос ($\omega \pm K\Omega_i$). Кроме того, спектр ФМ колебания будет несколько шире спектра ЧМ колебания. Объясняется это тем, что при ЧМ индекс модуляции обратно пропорционален частоте модулирующего сигнала (Ω_i), а при ФМ он не зависит от Ω_i .

Итак, если использовать ЧМ или ФМ с малым индексом модуляции, то спектр частот модулированного колебания будет одинаковым со спектром частот АМ колебания. Однако необходимо вспомнить, что выигрыш в помехозащищенности при ЧМ и ФМ по сравнению с АМ имеет место лишь при индексе модуляции, превышающем единицу, т. е. тогда когда спектр модулированного колебания при ЧМ и ФМ становится значительно шире спектра при АМ. Поэтому в проводных системах передачи с ЧРК для формирования канальных сигналов применяется АМ. Использование АМ позволяет осуществить передачу одной боковой полосы (ОБП); АМ с ОБП обладает большей помехоустойчивостью, чем ЧМ или ФМ с малыми индексами модуляции, и позволяет сформировать канальные сигналы наименьшей ширины.

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

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

Кроме того, ЧМ применяется в некоторых системах передачи фазисмимальных сигналов по каналам ТЧ.

Из (4.4) видно, что исходный сигнал содержится только в боковых полосах частот, поэтому для его восстановления на приеме не обязательно передавать по каналу весь спектр АМ колебаний. Учитывая это, формирование канальных АМ сигналов можно осуществлять путем передачи:

- двух боковых полос частот и несущей,
- одной боковой полосы частот и несущей,
- одной боковой полосы частот без несущей,
- двух боковых полос частот без несущей.

одной боковой полосы частот, несущей и части второй боковой полосы частот.

Выше отмечалось, что основным методом формирования канальных сигналов в проводных системах передачи с ЧРК является метод амплитудной модуляции с ОБП. Однако в некоторых системах передачи с ЧРК оказывается более целесообразным использовать другие методы передачи АМ сигналов. Рассмотрим эти методы с целью определения особенностей организации связи при использовании каждого из них.

Передача двух боковых полос частот и несущей обеспечивает относительно простое получение исходного сигнала на приеме. Для этого достаточно подать АМ сигнал на демодулятор и с помощью фильтра выделить исходный сигнал. Оконечное передающее и приемное оборудование при этом методе передачи АМ сигналов относительно простое. Модуляторы в передающем оборудовании могут быть выполнены по одноканальной схеме. Канальные фильтры несложные, так как уровни паразитных продуктов модуляции при соответствующем выборе коэффициента модуляции значительно ниже уровня полезных боковых колебаний. В приемном оборудовании нет необходимости использовать для демодуляции специальный генератор несущей частоты, так как она передается в составе АМ колебания.

Однако этот метод имеет ряд существенных недостатков, делающих невозможным его использование при формировании канальных сигналов в многоканальных проводных системах передачи с ЧРК, работающих на значительные расстояния. Одним из таких недостатков является увеличение ширины полосы частот канального сигнала по сравнению с шириной полосы частот исходного информационного сигнала (рис. 4.1, а). Если полоса частот исходного сигнала равна ($F_{\min} \dots F_{\max}$), то ширина полосы частот канального сигнала будет $2F_{\max}$. При построении многоканальных систем передачи это увеличение приведет к удорожанию линейного тракта.

Другой недостаток этого метода обуславливается тем обстоятельством, что для уменьшения амплитуд паразитных продуктов преобразования коэффициент модуляции в многоканальных системах передачи обычно выбирается значительно меньше единицы. Воспользовавшись (4.4), можно показать, что $P_{\omega}/P_{\omega \pm \Omega} = 4/m^2$. Если, как это часто имеет место на практике, $m = 0,2$, то $P_{\omega}/P_{\omega \pm \Omega} = 100$. Следовательно, при формировании канальных сигналов по этому методу мощность усилителей будет определяться в основном мощностью несущего колебания, не содержащего полезный сигнал. При построении многоканальных систем передачи это обстоятельство может привести к невозможности использования усилителей, усиливающих многоканальный сигнал, так как такие усилители должны быть сверхмощными. Выполнить их с требуемыми качественными показателями будет весьма трудно, и, кроме того, они будут потреблять значительную мощность от источника питания, т. е. будут экономически нецелесообразны.

Однако относительная простота передающего и приемного оборудования делает этот метод удобным в тех системах передачи, "

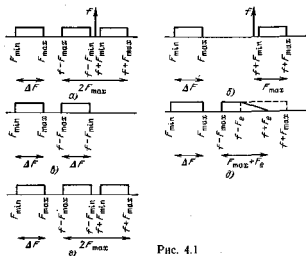


Рис. 4.1

которых требуемое число каналов невелико и окончное оборудование должно быть простым и дешевым, дальность же связи незначительна, и необходимость в промежуточных усилителях отсутствует. Примером такой системы является одноканальная система передачи типа АВУ, работающая по абонентским линиям ГТС.

Метод передачи несущей и двух боковых полос иногда применяется при передаче по каналам ТЧ информационных сигналов, спектр которых начинается от нулевой частоты и занимает неширокую полосу частот. Примером таких информационных сигналов могут служить факсимильные сигналы, сигналы низкоскоростной передачи данных. При амплитудной модуляции такие сигналы не имеют промежутка между боковыми полосами, и подавление одной из них в этом случае реализовать невозможно.

Передача одной боковой полосы частот и несущей позволяет избавиться от одного из отмеченных выше недостатков. Ширина полосы частот канального сигнала сужается при использовании этого метода передачи в 2 раза и становится равной F_{max} (рис. 4.1, б). Исходная информация на приеме будет образовываться от взаимодействия переданных боковой полосы частот и несущей. Однако для подавления одной из боковых полос необходимо использовать сложные в реализации канальные фильтры.

Использование усилителей для усиления многоканального сигнала при этом методе является еще более сложной задачей из-за дополнительного увеличения соотношения мощностей несущей и боковой полосы частот. При равенстве мощностей передающих устройств помехозащищенность сигнала с подавлением одной боковой полосы будет меньше, чем в системе с передачей двух боковых полос. Из-за указанных недостатков этот метод передачи практически не используется.

Передача одной боковой полосы частот обеспечивает наименьшую возможную ширину спектра канального сигнала, в точности равную ширине спектра исходного сигнала (рис. 4.1,б). Это обстоятельство позволяет наиболее экономно использовать линейный спектр частот системы передачи, т. е. организовать большее число каналов по сравнению с другими методами передачи АМ.

При этом методе в результате модуляции происходит только перемещение сигнала по шкале частот. Такой метод модуляции называют преобразованием частоты, а модуляторы и демодуляторы, используемые в аппаратуре при осуществлении этого метода, — преобразователями частоты.

Подавление несущей частоты, мощность которой значительно превышает мощность боковой полосы частот, позволило применить групповые усилители для одновременного усиления сигналов всех каналов системы передачи. Использование таких усилителей является экономически выгодным, так как позволяет значительно уменьшить объем оборудования. Мощность выходных каскадов этих усилителей относительно невелика. Объясняется это тем, что мощность группового сигнала будет значительно меньше величины, получаемой умножением мощности одного канального сигнала на число каналов, так как не во всех каналах передача информации будет осуществляться в одном и том же направлении. Кроме того, при передаче речевой информации по различным каналам вероятность одновременного появления максимальных мощностей в них мала.

Подавление несущей частоты дает возможность при заданной мощности усилителей увеличить мощность полезной боковой полосы частот и тем самым повысить помехозащищенность сигналов.

Отмеченные выше достоинства метода передачи ОБП определяют его преимущественное применение для формирования канальных сигналов в многоканальных проводных системах передачи с ЧРК.

Недостатком метода передачи с ОБП является необходимость подавления несущей частоты и неиспользуемой боковой полосы частот на передаче и восстановления несущей частоты на приемной станции. Это приводит к некоторому усложнению оконечного оборудования многоканальных систем передачи.

Исходный сигнал на приемной станции будет получаться путем взаимодействия в демодуляторе поступившей с передающей станции любой из боковых частот и восстановленной несущей частоты. На выходе демодулятора появится сигнал вида

$$U_{\omega-\Omega} U_{\omega} \cos(\omega-\Omega)t \cos \omega t = \frac{1}{2} U_{\omega-\Omega} U_{\omega} \cos \Omega t + \\ + \frac{1}{2} U_{\omega-\Omega} U_{\omega} \cos 2\omega t.$$

С помощью фильтра НЧ можно выделить колебание разностной частоты, т. е. исходный сигнал $U_{\Omega} \cos \Omega t$. Неискаженным исходный

сигнал на приемной станции будет только тогда, когда восстановленная на приемной станции несущая частота будет абсолютно точно соответствовать несущей частоте на передающей станции. Однако при восстановлении несущей частоты на приемной станции может оказаться, что она отличается от несущей частоты на передающей станции на величину $\pm\Delta\omega$ и по фазе на $\pm\Delta\varphi$. В этом случае сигнал, соответствующий исходному, будет иметь вид $U_0 \cos[(\Omega \pm \Delta\omega)t \pm \Delta\varphi]$. Следовательно, расхождение несущих частот (асинхронность) обуславливает смещение спектра восстановленного на приеме исходного сигнала на $\pm\Delta\omega$. Это явление называется изменением частоты передаваемого сигнала в канале. Изменение частоты приводит к ухудшению качества передаваемой информации по каналам. Так, при передаче речевой информации снижается разборчивость речи, при передаче музыкальных программ изменяется характер звучания отдельных музыкальных инструментов, при передаче сигналов тонального телеграфа увеличиваются ошибки в виде преобладаний в приемнике сигналов. Если при передаче речевой информации изменение частоты в канале можно допустить ± 50 Гц, то при передаче звукового вещания и сигналов тонального телеграфа, как показали исследования, оно не должно превышать 2 Гц. Так как каналы современных многоканальных систем передачи используются для передачи различных видов информации, то предельное изменение частоты в них не должно быть больше 2 Гц. Это сильно усложняет построение генераторного оборудования многоканальных систем передачи с ЧРК.

Расхождение фаз несущих частот на передающей и приемной станциях вызывает изменение фазы всех составляющих исходного сигнала на одну и ту же величину $\Delta\varphi$, что несущественно для приема любой информации. Поэтому при передаче ОБП не требуют соблюдения условия синфазности несущих частот.

Передача двух боковых полос частот без несущей в отличие от методов с передачей несущей частоты позволяет использовать групповые усилители для усиления многоканального сигнала. Отсутствие несущей частоты позволяет увеличить мощность боковых полос частот и тем самым повысить помехозащищенность сигналов. Однако ширина полосы частот канального сигнала при использовании этого метода равна $2F_{max}$ (рис. 4.1,2). Это обстоятельство является существенным недостатком метода, ограничивающим его применение в многоканальных системах передачи, работающих на большие расстояния. Применяется этот метод в многоканальных системах передачи на местных сетях, когда стоимость одного канала-километра в основном определяется стоимостью оконечных устройств. При передаче двух боковых полос стоимость оконечных устройств значительно снижается, так как не надо использовать сложные и дорогие канальные фильтры. Следует отметить, что при этом методе восстановление исходного сигнала на приеме затрудняется необходимостью соблюдения строгой синхронности и синфазности несущих частот на передаче и приеме.

При несоблюдении этого требования прием сигнала будет невозможен. Покажем это. Для простоты рассмотрим влияния каждого из этих факторов на прием сигнала отдельно. Примем, что тракт передачи не вносит фазового сдвига. Если значение несущей частоты на приеме отличается от несущей частоты на передаче на величину $\Delta\omega = \omega_{\text{пер}} - \omega_{\text{пр}}$, а фазы совпадают, то при взаимодействии в демодуляторе несущей и нижней боковой полосы частот сигнал, соответствующий исходной информации, будет иметь вид $U_{\Omega} \cos(\Omega - \Delta\omega)t$, а при взаимодействии с верхней боковой полосой — $U_{\Omega} \cos(\Omega + \Delta\omega)t$. Суммируясь, эти два колебания создадут сигнал, соответствующий исходной информации, вида $(2U_{\Omega} \cos \Delta\omega t) \cos \Omega t$. Последнее выражение соответствует так называемым биениям, частота которых равна $2\Delta\omega$. За период, равный $2\pi/\Delta\omega$, амплитуда сигнала будет 2 раза меняться от максимального значения $2U_{\Omega}$ до нуля. Осуществление связи становится невозможным. Следовательно, при передаче двух боковых полос необходимо полное совпадение несущих частот на передаче и приеме.

Положим теперь, что имеет место расхождение фаз несущих, равное $\Delta\varphi$. Расхождение частот $\Delta\omega = 0$. Рассуждая аналогично предыдущему, можно показать, что сигнал, соответствующий исходной информации, будет иметь вид $(2U_{\Omega} \cos \Delta\varphi) \cos \Omega t$. Отсюда видно, что при изменении $\Delta\varphi$ от 0 до $\pi/2$ амплитуда сигнала будет соответственно изменяться от максимального значения $2U_{\Omega}$ до нуля. Оптимальным будет условие $\Delta\varphi = 0$.

Требуемые синхронность и синфазность несущих частот на передаче и приеме при передаче двух боковых полос обеспечить относительно несложно. Рассмотрим один из возможных методов, использующийся в системах передачи на местных сетях. За счет нелинейного взаимодействия нижней и верхней боковых полос, приходящих с линии, образуется удвоенная несущая частота. Выделив ее с помощью полосового фильтра и разделив в делителе частоты на два, получим несущую частоту, полностью совпадающую с несущей частотой на передаче. Эту частоту можно либо непосредственно подавить на демодулятор, либо использовать для захватывания генератора несущей приемной станции. Структурная схема, поясняющая описанный метод, приведена на рис. 4.2.

Передача одной боковой полосы частот, несущей и части второй боковой полосы частот используется, если спектр исходного

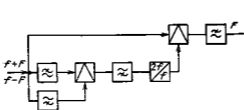


Рис. 4.2



Рис. 4.3

сигнала начинается от очень низких частот, близких к нулю. Полностью подавить вторую боковую полосу частот в этом случае не удается, так как частотный промежуток между боковыми полосами отсутствует или очень мал и, следовательно, каналный фильтр должен иметь бесконечную крутизну нарастания затухания. Реализовать такие фильтры не представляется возможным. К сигналам такого вида относятся, например, сигналы телевидения и факсимильный. Использование этого метода передачи для этих сигналов дает возможность значительно уменьшить ширину полосы частот канального сигнала по сравнению с передачей двух боковых полос (рис. 4.1, д). При передаче сигналов телевидения сужение полосы частот канального сигнала позволило на несколько мегагерц уменьшить значение верхней передаваемой в линии частоты, что облегчило реализацию ряда устройств системы передачи. Уменьшение полосы частот при передаче факсимильных сигналов позволило увеличить скорость фототелеграфирования.

При осуществлении этого метода передачи фильтр, частично подавляющий одну из боковых полос, должен иметь кососимметричную характеристику коэффициента передачи относительно несущей частоты (так называемый фильтр Найквиста). При использовании обычного полосового фильтра для восстановления исходного сигнала на приемной станции возникнут амплитудно-частотные искажения. Они будут обусловлены тем, что составляющие исходного сигнала от F_c до F_{max} будут передаваться в составе одной боковой полосы, а составляющие от 0 до F_c — в составе двух боковых.

Кососимметричный коэффициент передачи фильтра (рис. 4.3) изменяет амплитуды частотных составляющих обеих боковых полос, соответствующих составляющим исходного сигнала от 0 до F_c , так, что при восстановлении исходного сигнала на приеме сумма амплитуд этих составляющих будет равна амплитуде частотных составляющих исходного сигнала от F_c до F_{max} . Таким образом, амплитудно-частотные искажения при восстановлении исходного сигнала на приеме будут отсутствовать.

Частичное подавление одной боковой полосы приводит к возникновению так называемых квадратурных искажений. Эти искажения приводят к изменению формы огибающей амплитудно-модулированных сигналов и формы исходного сигнала после его восстановления на приеме. Причиной этих искажений является различие в коэффициентах передачи для частотных составляющих верхней и нижней боковых полос, соответствующих одним и тем же частотным составляющим исходного сигнала. Поясним это векторной диаграммой, приведенной на рис. 4.4. Как видно из диаграммы, при суммировании векторов боковых и несущего колебаний результирующий вектор $\dot{U}_{рез}$ изменяет величину и положение по отношению к вектору несущей частоты \dot{U}_ω , т. е. в данном

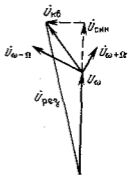


Рис. 4.4

случае кроме основной амплитудной модуляции имеет место паразитная фазовая модуляция. Результирующий вектор можно представить как сумму двух векторов: $U_{\text{син}}$, совпадающего с вектором несущего колебания по фазе (синфазная составляющая), и $U_{\text{кв}}$, находящегося с вектором несущего колебания в квадратуре (квадратурная составляющая). Наличие квадратурной составляющей обуславливает квадратурные искажения, изменяющие форму огибающей АМ сигнала. Для устранения этих искажений на приеме применяется синхронное детектирование, что приводит к усложнению приемного оборудования.

4.2. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ОБП

При осуществлении метода передачи ОБП необходимо подавить несущую и одну боковую полосу частот. Устранение несущей частоты осуществляется непосредственно в схемах модуляторов, которые с этой целью выполняются по балансным или двойным балансным схемам. Несущая на выходе таких схем будет отсутствовать при соблюдении условий баланса схем. Так как практически выполнить эти условия затруднительно, то к фильтрам, подавляющим неиспользуемую боковую полосу частот, обычно предъявляют некоторые дополнительные требования к затуханию на частоте несущего колебания. Это затухание должно превышать затухание в полосе пропускания фильтра не менее чем на 9 дБ.

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

полезной боковой полосой соседнего канала. Поэтому если затухание в полосе непропускания фильтра будет недостаточным, то в соседнем канале появится помеха в виде переходного сигнала. Для пояснения этого на рис. 4.5 приведено расположение на шкале частот полезной и подавляемой боковых полос двух соседних каналов многоканальной системы передачи. На этом рисунке f_1 и f_2 — несущие частоты в первом и во втором каналах соответственно, причем $f_2 - f_1 = 4$ кГц. Полоса частот модулирующего сигнала равна 0,3—3,4 кГц. Примем, что полезными боковы-

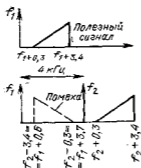


Рис. 4.5

ми полосами являются верхние боковые полосы частот. Тогда неиспользуемая нижняя боковая полоса частот второго канала будет иметь граничные частоты $(f_2 - 3,4) = f_1 + 4 - 3,4 = (f_1 + 0,6)$ кГц и $(f_2 - 0,3) = (f_1 + 3,7)$ кГц, т. е. практически совпадает с полезной боковой полосой первого канала, имеющей граничные частоты $(f_1 + 0,3)$ и $(f_1 + 3,4)$ кГц. Расчеты и опыт показывают, что при интервале между несущими частотами соседних каналов, равном 4 кГц, неиспользуемая боковая полоса должна подавляться не менее чем на 60 дБ по сравнению с полезной боковой полосой. Главная трудность выполнения этих требований заключается в относительно малой величине промежутка между двумя боковыми полосами. При полосе частот модулирующего сигнала 0,3 ... 3,4 кГц этот промежуток составляет 0,6 кГц. Трудность реализации фильтра возрастает с ростом частоты несущего колебания, так как относительная полоса расфилтровки $(0,6 \text{ кГц}/f_{\text{нес}})$ уменьшается. При этом повышаются требования к относительной крутизне нарастания затухания фильтров. Поэтому в зависимости от величины относительной полосы расфилтровки фильтры выполняются с использованием различных элементов.

Например, если частота несущего колебания не превышает 30 ... 40 кГц, то фильтры обычно выполняются на LC-элементах. При более высоких значениях несущей частоты используются фильтры на элементах с большей добротностью — кварцевые, магнитострикционные или электромеханические. При использовании в этом случае фильтров на LC-элементах надо применять многократное преобразование.

Рассмотрим фазоразностный метод формирования ОБП. Схема, реализующая этот метод, приведена на рис. 4.6. Она состоит из двух плеч, объединяемых на входе и выходе с помощью развязывающих устройств. Если на модулятор одного плеча исходный сигнал и несущую частоту подать сдвинутыми по фазе на $\pi/2$ относительно сигнала и несущей частоты, подаваемых на модулятор другого плеча, то сигнал на выходе схемы будет содержать колебания только одной боковой полосы. Покажем это. Для упрощения положим, что исходный сигнал представляет собой гармоническое колебание вида $U_{\Omega} \cos \Omega t$. Тогда исходный сигнал и несущая частота, подаваемые на модулятор одного плеча, будут определяться выражениями $U_{\Omega_1} = U_{\Omega} \cos \Omega t$ и $U_{\omega_1} = U_{\omega} \cos \omega t$, а дру-

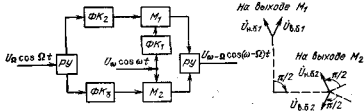


Рис. 4.6

Рис. 4.7

того — соответственно $U_{\Omega 2} = U_{\Omega} \cos(\Omega t + \pi/2)$ и $U_{\omega 2} = U_{\omega} \cos(\omega t + \pi/2)$.

Учитывая, что схемы модуляторов обычно выполняются по двойной балансной схеме, напряжение несущей на выходе которой отсутствует, значения токов на выходе модуляторов

$$\begin{aligned} i_1 &= J_1 \cos(\omega - \Omega)t + J_1 \cos(\omega + \Omega)t, \\ i_2 &= J_2 \cos(\omega t + \pi/2 - \Omega t - \pi/2) + J_2 \cos(\omega t + \pi/2 + \Omega t + \pi/2) = \\ &= J_2 \cos(\omega - \Omega)t - J_2 \cos(\omega + \Omega)t. \end{aligned}$$

Если $J_1 = J_2 = J$, то на выходе схемы (на выходе развязывающего устройства)

$$i = i_1 + i_2 = 2J \cos(\omega - \Omega)t, \quad (4.7)$$

т. е. в его составе будет ток только одной (нижней) боковой полосы. На рис. 4.6 фазовый сдвиг $\pi/2$ для несущей частоты создает фазовый контур ΦK_1 . Фазовые контуры ΦK_2 и ΦK_3 создают фазовый сдвиг $\pi/2$ для всех частот исходного сигнала в одном плече по отношению к другому. Необходимость применения двух фазовых контуров ΦK_2 и ΦK_3 объясняется невозможностью реализации контура, вносящего постоянный, равный $\pi/2$, фазовый сдвиг на любой частоте исходного сигнала. Фазовые характеристики контуров ΦK_2 и ΦK_3 рассчитывают так, чтобы для любой частоты исходного сигнала разность фаз между токами на входах модуляторов разных плеч составляла $\pi/2$.

Векторная диаграмма (рис. 4.7), на которой показаны векторы боковых полос на выходе модуляторов M_1 и M_2 , иллюстрирует получение одной (нижней) боковой полосы на выходе фазоразностной схемы. Из диаграммы видно, что направления векторов нижних боковых полос одинаковы и, следовательно, они складываются. Направления векторов верхних боковых полос противоположны, т. е. они взаимно компенсируются.

Если необходимо, чтобы ток на выходе схемы содержал верхнюю боковую полосу, надо изменить фазовый сдвиг тока в одном из плеч на π .

При несоблюдении равенства токов в плечах схемы $J_1 \neq J_2$ и равенства разности фаз величине $\pi/2$ ток на выходе схемы будет содержать составляющие и нижней и верхней боковых полос. Составляющая верхней (подавляемой) боковой полосы

$$\begin{aligned} i_{\omega + \Omega} &= J \cos(\omega + \Omega)t - KJ \cos[(\omega + \Omega)t + \Delta\varphi] = \\ &= J(1 - K \cos \Delta\varphi) \cos(\omega + \Omega)t + KJ \sin(\omega + \Omega)t \sin \Delta\varphi, \end{aligned} \quad (4.8)$$

составляющая нижней боковой полосы

$$\begin{aligned} i_{\omega - \Omega} &= J \cos(\omega - \Omega)t + KJ \cos[(\omega - \Omega)t - \Delta\varphi] = \\ &= J(1 + K \cos \Delta\varphi) \cos(\omega - \Omega)t + KJ \sin(\omega - \Omega)t \sin \Delta\varphi. \end{aligned} \quad (4.9)$$

В этих выражениях $K = J_2/J_1 = J_2/J$ — коэффициент, определяющий асимметрию в плечах фазоразностной схемы, $\Delta\varphi$ — погрешность

фазирования. Из (4.8) видно, что амплитуда тока подавляемой (верхней) боковой полосы на выходе фазоразностной схемы

$$J_{\omega+\Omega} = J \sqrt{(1 - K \cos \Delta\varphi)^2 + (K \sin \Delta\varphi)^2} = J \sqrt{1 + K^2 - 2K \cos \Delta\varphi}.$$

Сравнивая эту амплитуду с амплитудой тока полезной боковой полосы на выходе идеальной фазоразностной схемы (4.7), можно определить степень подавления фазоразностной схемой неиспользуемой боковой полосы. Степень подавления оценивается величиной затухания: $A_n = 20 \lg(2J/J_{\omega+\Omega}) = 20 \lg(2/\sqrt{1 + K^2 - 2K \cos \Delta\varphi})$, называемого *затуханием в полосе непропускания*.

Зависимость затухания в полосе непропускания от погрешности фазирования $\Delta\varphi$ при различном коэффициенте асимметрии K приведена на рис. 4.8. Из этой зависимости видно, что степень подавления неиспользуемой боковой полосы сильно зависит от K . Следовательно, необходимо прежде всего стремиться к уменьшению асимметрии токов в плечах схемы фазоразностной модуляции. Сделать это относительно нетрудно.

Если $K=1$, то затухание в полосе непропускания $A_n = 20 \lg[1/\sin(\Delta\varphi/2)]$.

Выше отмечалось, что подавление неиспользуемой боковой полосы должно быть не менее 60 дБ. Такое значение A_n можно обеспечить, если $\Delta\varphi$ будет меньше 1° . Столь высокую точность фазирования на всех частотах исходного сигнала можно обеспечить, применив достаточно сложные фазовые контуры с весьма точными значениями элементов их схем. Контурные эти сравнительно дорогие. Более дешевые и менее сложные фазовые контуры, например, содержащие не более двух звеньев второго порядка, имеют погрешность фазирования около 6° . Такие контуры широко применяются в фазоразностных схемах систем передачи на местных сетях. Простая и экономичная схема формирования ОБП позволила значительно упростить и удешевить оконечные станции этих систем, следовательно, повысить эффективность системы в целом. Однако из-за недостаточной степени подавления неиспользуемой боковой полосы номинальная полоса частот канала в этих системах расширена в 2 раза. При расширении полосы частот канала до 8 кГц неиспользуемая боковая полоса не будет совпадать с полезной боковой полосой соседнего канала, поэтому требования к степени ее подавления можно значительно снизить. Затухание должно быть таким, чтобы на приеме не возникали биения при расхождении фаз несущих частот на передающей и приемной станциях. Этим явлением можно пренебречь, если затухание в полосе непропускания будет не менее 26 дБ, что обеспечивается при $\Delta\varphi = 6^\circ$.

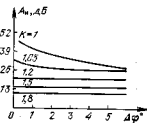


Рис. 4.8

Асимметрия плеч фазоразностной схемы и погрешность фазирования приводит к некоторому дополнительному затуханию полезной боковой полосы. Оценим его величину. Это дополнительное затухание может быть определено как $a_{\text{доп}} = 20 \lg(2I/J_{\omega-\Omega})$. Амплитуда тока полезной боковой полосы на выходе фазоразностной схемы при наличии асимметрии и погрешности фазирования, как видно из (4.9), равна $J_{\omega-\Omega} = J\sqrt{1+K^2+2K \cos \Delta\varphi}$. Отсюда $a_{\text{доп}} = 20 \lg(2/\sqrt{1+K^2+2K \cos \Delta\varphi})$. Если $K=1$, то $a_{\text{доп}} = 20 \lg[1/\cos(\Delta\varphi/2)]$. При $\Delta\varphi = 6^\circ$ это затухание незначительно и им можно пренебречь.

Фазоразностный метод формирования ОБП обладает рядом достоинств по сравнению с фильтровым методом. При использовании фазоразностных схем канальное оборудование всех каналов системы передачи практически одинаковое, так как эти схемы будут отличаться только контурами, настроенными на несущую частоту. Идентичность канального оборудования позволяет упростить и удешевить аппаратуру оконечных станций. Фазоразностная схема позволяет формировать ОБП в любом диапазоне частот, так как значение несущей частоты не влияет на сложность реализации схемы, а степень подавления неиспользуемой боковой полосы определяется точностью фазирования в полосе частот исходного сигнала. Наряду с перечисленными достоинствами схема имеет серьезный недостаток — невозможность значительного подавления неиспользуемой боковой полосы, что обусловливается трудностью создания схем фазовых контуров с незначительной погрешностью фазирования.

4.3. ГРУППОВОЙ ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ АППАРАТУРЫ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

При построении аппаратуры многоканальных систем передачи с ЧРК, как правило, используется *многократное преобразование частоты*. Оно заключается в том, что исходные сигналы несколько раз перемещаются по шкале частот, прежде чем передаются в линию. На приемной оконечной станции осуществляется аналогичное перемещение по шкале частот, но в обратном порядке.

Многократное преобразование дает возможность применять простые и дешевые фильтры, стандартное оборудование в системах передачи с различным числом каналов, более рационально использовать линейную полосу частот. Кроме того, оно позволяет преобразовывать полосу частот исходного сигнала в линейную, если они частично совпадают. При использовании в этом случае одной ступени преобразования вследствие непосредственной передачи исходного сигнала через преобразователь будет иметь место влияние этого сигнала на линейный сигнал.

Расположение спектра каждого канала в линейном спектре частот, полученное путем многократного преобразования, удобно характеризовать так называемой *виртуальной несущей частотой*.

Виртуальной несущей частотой называется воображаемая несущая частота, с помощью которой можно было бы исходную полосу частот переместить в линейную путем однократного преобразования (минуя все промежуточные ступени преобразования). Поясним это понятие. Первый канал системы передачи К-60 занимает в линейном спектре полосу частот 12,3 ... 15,4 кГц. Эта полоса образуется путем трехступенного преобразования (рис. 4.9). Как видно из этого рисунка, виртуальной несущей частотой, которая может перенести исходный сигнал в спектре 0,3 ... 3,4 кГц в линейный спектр 12,3 ... 15,4 кГц с помощью одной ступени преобразования, является частота $f_b = 12$ кГц. Легко видеть, что виртуальная несущая частота занимает в линейном спектре канала то положение, которое занимала бы в нем нулевая частота, если бы она имела в исходном спектре.

Системы передачи с ЧРК могут строиться по индивидуальному или групповому методу. При *индивидуальном методе* построения преобразователи, фильтры, усилители и другое оборудование для каждого канала являются отдельными и повторяются в составе оконечной и промежуточной аппаратуры столько раз, на сколько каналов рассчитана система передачи. Если отдельной для каждого канала является только часть оборудования оконечной аппаратуры, а остальное оборудование и оборудование промежуточной аппаратуры являются общими для всех или части каналов, то такой метод построения системы передачи называется *групповым*.

В настоящее время индивидуальный метод построения систем передачи не применяется из-за недостатков, к которым прежде всего следует отнести небольшую дальность передачи и относительно небольшое число каналов, которое можно получить при использовании этого метода. Объясняется это тем, что полосовые каналные фильтры используются не только на оконечных, но и на всех промежуточных станциях. Поэтому с увеличением числа промежуточных станций будет сужаться эффективно передаваемая полоса частот канала, что ограничивает число промежуточных станций, а следовательно, и дальность передачи. Малоканальность объясняется невозможностью создания полосовых каналных фильтров с идентичными характеристиками в широком диапазоне частот. Кроме того, использование в составе оборудования

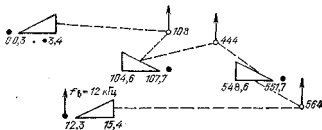


Рис. 4.9

оконечных и промежуточных станций отдельных разнотипных для каждого канала элементов делает это оборудование громоздким. Разнотипность устройств каждого канала не позволяет стандартизировать аппаратуру, что затрудняет ее массовое производство и повышает стоимость.

От перечисленных недостатков практически свободен групповой метод, с использованием которого строятся все современные многоканальные системы передачи с ЧРК. Структурная схема, поясняющая принцип построения многоканальных систем передачи с использованием группового метода, приведена на рис. 4.10. В первой ступени, являющейся ступенью индивидуального преобразования, одинаковые исходные частотные полосы от n_1 различных источников сигналов преобразуются в n_1 канальных сигналов, размещенных в неперекрывающихся полосах частот, образуя n_1 -канальный групповой сигнал. Вторая и последующие ступени преобразования являются групповыми. Во второй ступени n_2 одинаковых частотных полос n_1 -канального сигнала преобразуются в общий групповой $n_1 n_2$ -канальный сигнал. В следующей ступени преобразования образуется $n_1 n_2 n_3$ -канальный сигнал путем переноса n_3 одинаковых частотных полос группового $n_1 n_2$ -канального сигнала в неперекрывающиеся полосы частот и т. д.

Образованную изложенным выше способом группу из n_1 канальных сигналов называют первичной. Необходимо заметить, что в некоторых системах передачи образование первичной группы осуществляется двукратным преобразованием.

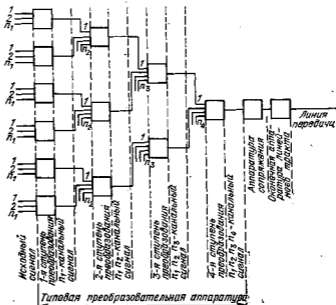


Рис. 4.10

Группу n_1, n_2 канальных сигналов, полученную объединением n_1 первичных групп, называют вторичной. Группу n_1, n_2, n_3 канальных сигналов, полученную объединением n_3 вторичных групп, называют третичной.

При построении аппаратуры систем передачи на очень большое число каналов можно использовать четверичные и пятиричные группы каналов.

Совокупность оборудования всех групп называется *типовой преобразовательной аппаратурой*, назначение которой заключается в преобразовании N исходных сигналов, занимающих полосу частот 0,3 ... 3,4 кГц, в групповой сигнал одной из типовых групп. Типовая преобразовательная аппаратура различных многоканальных систем передачи не обязательно содержит все перечисленные выше группы. В зависимости от общего числа каналов в системе передачи типовая преобразовательная аппаратура может состоять только из первичных групп, первичных и вторичных групп и т. д. Использование типовой преобразовательной аппаратуры позволяет строить оконечную аппаратуру любых многоканальных систем передачи на основе стандартного оборудования и, следовательно, создать единое унифицированное преобразовательное оборудование для различных многоканальных систем передачи с ЧРК.

Преобразование спектра частот на выходе типовой преобразовательной аппаратуры в определенный для системы передачи линейный спектр осуществляет *аппаратура сопряжения*. Для разных систем передачи аппаратура сопряжения различна, так как различаются их линейные спектры частот. Эта аппаратура содержит одну или две ступени преобразования. Если совпадение спектра на выходе типовой преобразовательной аппаратуры и линейного спектра не наблюдается, то, как правило, в аппаратуре сопряжения применяется одна ступень преобразования.

Если спектр группового сигнала на выходе типовой преобразовательной аппаратуры хотя бы частично совпадает с линейным спектром частот, то в аппаратуре сопряжения применяется две ступени преобразования. При использовании в этом случае одной ступени преобразования неизбежны значительные искажения, вызванные появлением на выходе преобразователя частоты исходного непреобразованного сигнала. Поясним это на примере формирования нижней группы частот линейного спектра системы передачи В-12-3. Типовая преобразовательная аппаратура этой системы передачи содержит только первичную группу, спектр частот которой 60 ... 108 кГц. Нижняя группа частот линейного спектра этой системы передачи занимает полосу частот 36 ... 84 кГц. При использовании в аппаратуре сопряжения одной ступени группового преобразования для получения спектра 36 ... 84 кГц из спектра 60 ... 108 кГц (рис. 4.11,а) вследствие неидеальности модулятора на входе фильтра кроме полезного преобразованного по частоте сигнала (36 ... 84 кГц) будет присутствовать исходный непреобразованный по частоте сигнал (60 ... 108 кГц). Таким образом, на выходе фильтра, имеющего полосу пропускания 36 ... 84 кГц, в полосе

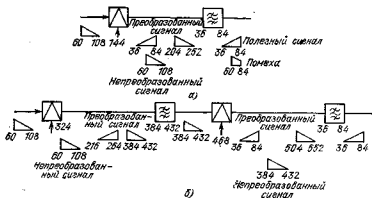


Рис. 4.11

частот 60 ... 84 кГц будет иметь место два сигнала, т. е. в каналах, занимающих в линии этот спектр частот, возникнут искажения. Для их устранения в системе передачи В-12-3 применяется дополнительная ступень преобразования с помощью несущей частоты 324 кГц. Требуемая линейная полоса частот (36 ... 84 кГц) получается путем использования второй ступени преобразования с помощью несущей 468 кГц (рис. 4.11, б). В этом случае в обеих ступенях преобразования сигналы на входе и выходе преобразователей значительно отличаются друг от друга по шкале частот и появляющиеся на выходе модуляторов непреобразованные исходные сигналы подавляются фильтрами, выделяющими полезные боковые полосы частот.

Наиболее благоприятные условия для передачи полученного на выходе аппаратуры сопряжения линейного спектра создаются с помощью *оконечной аппаратуры линейного тракта* (ОАЛТ). В ее состав обычно входят усилители, устройства автоматического регулирования уровня (АРУ), направляющие фильтры и т. д.

Таким образом, оконечная аппаратура любой многоканальной системы передачи состоит из индивидуальной и групповой типовой преобразовательной аппаратуры (ТПАИ и ТПАГ), аппаратуры сопряжения (АС) и оконечной аппаратуры линейного тракта (ОАЛТ) (рис. 4.12).

Групповое преобразование позволило использовать практически во всех многоканальных системах передачи типовую преобразовательную аппаратуру. С помощью этой аппаратуры помимо стандартных каналов ТЧ можно образовывать широкополосные кана-

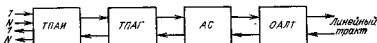


Рис. 4.12

лы, предназначенные для высокоскоростной передачи данных, передачи газет и т. д.

На магистралах с большим числом каналов обычно имеется необходимость осуществления транзита группы каналов из одного участка магистрали в другой или из одной магистрали в другую. Наличие типовой преобразовательной аппаратуры облегчает решение этой задачи.

Использование группового преобразования в многоканальных системах передачи позволило резко уменьшить в составе оконечного оборудования число разнотипных фильтров, что облегчило возможность создания канальных фильтров с однородными характеристиками и позволило отвести на каждый канал одинаковую по ширине полосу частот. При групповом преобразовании каналы многоканальных систем передачи в линейной полосе частот располагаются с такими же, как в первичной группе, промежутками. Поскольку в первичной группе ширина частотного промежутка, разделяющего спектры соседних каналов, сведена до минимума, то создается возможность организации максимального числа каналов в заданной линейной полосе частот. Применение группового преобразования позволяет сократить не только число типов фильтров, но и число различных значений несущих частот, необходимых для формирования линейных спектров многоканальных систем передачи. Например, в системе передачи К-60 при использовании для формирования линейного спектра частот одной ступени преобразования необходимо было бы иметь 60 различных значений несущих частот. При групповом преобразовании их число уменьшается до 18.

Однако в многоканальных системах передачи, использующих групповое преобразование, сложно осуществлять выделение каналов в промежуточных усилительных станциях. Кроме того, к качественным показателям устройств группового оборудования необходимо предъявлять высокие требования, выполнить которые сложно.

Выше отмечалось, что оконечная аппаратура всех многоканальных систем передачи строится на основе типовой преобразовательной аппаратуры. При создании этой аппаратуры учитывалась практика построения ее в других странах и рекомендации МККТТ, так как она должна обеспечивать организацию как национальной, так и международной сети связи. Поэтому в типовой преобразовательной аппаратуре в настоящее время принято следующее групповое преобразование. В качестве первичной группы используется 12-канальная группа. Вторичная группа формируется путем объединения пяти первичных групп, третичная группа — пяти вторичных групп и четверичная — трех третичных групп.

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

Абсолютная ширина спектра частот первичной группы определяется полосой частот канала ТЧ, равной 0,3 ... 3,4 кГц. Однако расстояние между виртуальными несущими частотами соседних каналов составляет 4 кГц. Интервал 0,9 кГц между полосами частот соседних каналов необходим для обеспечения требуемой крутизны нарастания затухания фильтров при переходе от полосы пропускания к полосе задержания. Таким образом, ширина спектра первичной 12-канальной группы составляет 48 кГц.

Выбор полосы частот первичной группы основывается на следующих соображениях. Относительная ширина спектра частот группы должна быть не только как можно уже, но и меньше двух. В этом случае вторые и более высокие гармоники всех составляющих этого спектра, а также комбинационные частоты второго порядка оказываются вне полосы группы. С этих позиций желательно выбирать спектр группы в области более высоких частот. Однако это потребовало бы использовать несущие частоты более высоких значений, это усложнило бы генераторное оборудование. С этих позиций спектр группы желательно выбрать в области более низких частот. В качестве компромисса был выбран спектр 60 ... 108 кГц. В этом диапазоне частот достаточно хорошей однородностью и высокой стабильностью характеристик обладают кварцевые и магнитострикционные фильтры, которые применяются в ряде стран для подавления неиспользуемой боковой полосы при формировании спектра первичной группы с использованием одной ступени преобразования.

Абсолютная ширина спектра вторичной группы составляет 240 кГц, так как она объединяет пять первичных групп. Полоса частот каждой из первичных групп при помощи группового преобразования перемещается таким образом, что общая полоса частот вторичной группы становится равной 312 ... 552 кГц.

Третичная группа занимает спектр 812 ... 2044 кГц и формируется из пяти вторичных групп путем группового преобразования. Между преобразованными 60-канальными группами введены частотные промежутки 8 кГц, которые необходимы для облегчения задачи выделения 60-канальных групп на промежуточных станциях.

Четверичная группа занимает полосу частот 8516 ... 12 388 кГц и формируется путем объединения трех третичных групп. Частотные промежутки между преобразованными 300-канальными группами выбраны равными 88 кГц.

4.4. МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ СТАНДАРТНЫХ ГРУПП КАНАЛОВ

Спектр частот первичной стандартной группы (60 ... 108 кГц) может быть сформирован с использованием одной или двух ступеней преобразования. Выбор того или иного метода формирования определяется многими факторами и в первую очередь техно-

логией изготовления и стоимостью отдельных узлов оборудования группы.

Формирование спектра первичной группы с использованием одной ступени преобразования осуществляется двенадцатью индивидуальными преобразователями, на которые подаются двенадцать различных несущих частот. Выделение полезных (нижних боковых) полос и подавление побочных продуктов преобразования производится с помощью двенадцати полосовых канальных фильтров (рис. 4.13,а). Схема преобразования спектров показана на рис. 4.13,б. Таким образом, двенадцать исходных сигналов, каждый из которых занимает спектр частот 0,3 ... 3,4 кГц, переносятся в спектр частот 60 ... 108 кГц (точнее, 60,6 ... 107,7 кГц), причем самый верхний по частоте канал считается первым, а самый нижний — двенадцатым.

Подавление неиспользуемой боковой полосы будет достаточным, т. е. влияние между каналами будет отсутствовать, если крутизна нарастания затухания полосового канального фильтра будет порядка 0,07 дБ/Гц. Такую крутизну затухания в полосе частот 60 ... 108 кГц могут обеспечить только кварцевые, магнито-стрикционные или электромеханические фильтры.

Недостатком этого метода формирования спектра первичной группы является относительно высокая стоимость этих фильтров.

При формировании спектра первичной группы с помощью двух ступеней преобразования можно использовать либо две ступени индивидуального преобразования, либо индивидуальное и групповое преобразование.

При использовании двух ступеней индивидуального преобразования первое преобразование осуществляется во всех каналах с использованием одинаковой несущей частоты, например 200 кГц. После преобразования полосовые канальные фильтры выделяют одну и ту же полосу частот 200 ... 204 кГц (точнее, 200, 3 ... 203,4 кГц). Требуемую крутизну нарастания затухания фильтра в этой полосе частот обеспечивают электромеханические фильтры. Вто-

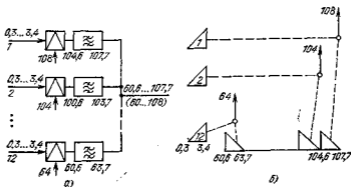


Рис. 4.13

рое преобразование осуществляется с использованием в каждом канале различных несущих частот (308, 304, ... 268 и 264 кГц). Так как в первой (предварительной) ступени преобразования сигналы были перенесены в область достаточно высоких частот, то после второй ступени преобразования полезная и подавляемая боковые полосы находятся друг от друга на значительном расстоянии. Это позволяет применить один общий фильтр, например ФНЧ-108, для выделения требуемой полосы частот 60...108 кГц. Структурная схема преобразовательного оборудования и схема преобразования спектров при использовании двух ступеней индивидуального преобразования для формирования спектра первичной группы приведены соответственно на рис. 4.14, а, б.

При формировании спектра первичной группы с помощью индивидуальной и групповой ступеней преобразования используются трехканальные подгруппы. Структурная схема преобразовательного оборудования и схема преобразования спектров для этого метода формирования спектра приведены на рис. 4.15, а, б. Каждая трехканальная группа формируется путем индивидуального преобразования исходных сигналов с помощью несущих частот 12, 16 и 20 кГц. Выделение полезной боковой (верхней) полосы частот осуществляется полосовыми фильтрами. Таким образом, трехканальная подгруппа занимает полосу частот 12...24 кГц. Требуемую крутизну нарастания затухания полосовых фильтров в этом диапазоне частот обеспечивают относительно дешевые фильтры типа *LC*. Для получения спектра частот первичной группы спектры частот каждой из четырех трехканальных подгрупп подаются на групповые преобразователи с несущими 120, 108, 96 и 84 кГц. После преобразования полосовые фильтры выделяют нижнюю боковую полосу частот. Требования к крутизне нарастания затухания этих фильтров нежесткие, так как частотный промежуток между боковыми полосами значителен. Поэтому эти фильтры также выполняются типа *LC*.

Каждый из рассмотренных методов формирования спектра первичной группы имеет свои достоинства и недостатки. Две ступени

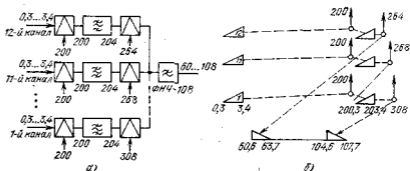


Рис. 4.14

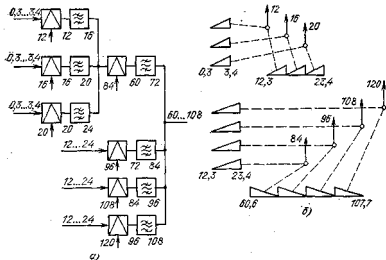


Рис. 4.15

пени преобразования вызывают увеличение числа элементов оборудования группы и могут привести к его удорожанию. Это же обстоятельство увеличивает помехи и искажения в каналах. Однако две ступени преобразования позволили при втором методе формирования применить каналные фильтры одного типа, что обеспечивает однотипность характеристик каналов, удешевляет производство и упрощает эксплуатацию оборудования, а при третьем — использовать простые в изготовлении и дешевые каналные фильтры всего трех типов. При наличии одной ступени преобразования необходимо применять двенадцать различных относительно дорогих каналных фильтров с высокой избирательностью.

В современной аппаратуре многоканальных систем передачи общие габариты и стоимость оборудования оконечных станций в значительной степени определяются оборудованием первичной группы. Поэтому в настоящее время ведется работа по совершенствованию этого оборудования с целью оптимизации его построения на основе последних достижений техники и технологии.

Вторичная группа формируется из пяти первичных групп с использованием одной ступени группового преобразования (рис. 4.16). В зависимости от выбранных значений несущих частот может быть сформирован основной или инверсный спектр вторичной группы. Если используются несущие частоты 420, 468, 516, 564 и 612 кГц, то организуется основная вторичная группа (рис. 4.17,а), а при несущих 252, 300, 348, 396 и 444 кГц — инверсированная вторичная группа (рис. 4.17,б). Полезные боковые полосы частот (при формировании основного спектра — нижние, а инверсного — верхние) выделяются с помощью полосовых фильтров, которые

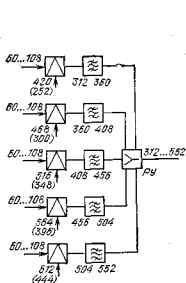


Рис. 4.16

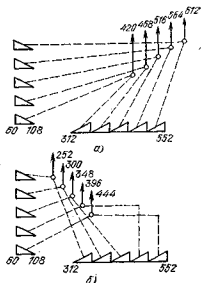


Рис. 4.17

выполняются на *LC*-элементах, так как требования к крутизне нарастания их затухания невелики из-за значительного частотного промежутка между боковыми полосами. Небольшая избирательность этих фильтров соответствует медленному увеличению их характеристических сопротивлений за пределами полосы пропускания, поэтому их соединяют параллельно через развязывающее устройство РЧ (см. рис. 4.16).

Спектр третичной группы (812...2044 кГц) формируется путем одноступенчатого группового преобразования пяти основных спектров вторичной группы. Схема преобразования спектров приведена на рис. 4.18. Несущие частоты выбраны такими, чтобы между преобразованными спектрами вторичной группы образовался частотный промежуток 8 кГц.

Спектр четверичной группы (8516...12388 кГц) создается путем одноступенчатого группового преобразования трех спектров тре-

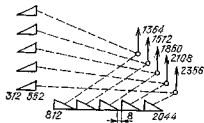


Рис. 4.18

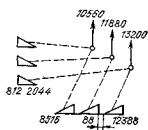


Рис. 4.19

тичной группы с помощью несущих 10560, 11880 и 13200 кГц. Полезная боковая полоса частот выделяется полосовыми фильтрами на LC-элементах. Для выделения на оконечных и промежуточных станциях 60- и 300-канальных групп между преобразованными спектрами этих групп вводятся частотные промежутки соответственно 8 и 88 кГц (рис. 4.18 и 4.19).

4.5. АППАРАТУРА ИНДИВИДУАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ГРУПП

Аппаратура преобразования первичных, вторичных и третичных групп является типовой для всех систем передачи с ЧРК, что позволяет упростить и удешевить как их производство, так и эксплуатацию. Кроме того, облегчается решение задачи выделения и транзита групп каналов.

Для упрощения внутристанционного монтажа и коммутации аппаратура преобразования первичных, вторичных и третичных групп размещается на разных стойках: стойке индивидуальных преобразователей (СИП), стойке первичных преобразователей (СПП) и стойке вторичных преобразователей (СВП). Конструкция стоек — шкафная, блочная, типичная для многоканальных систем передачи. Для удобства эксплуатации блоки выполнены съемными.

Стойка индивидуального преобразования СИП-300 содержит оборудование для преобразования исходных сигналов (0,3...3,4 кГц) 300 каналов ТЧ в спектры 25 первичных групп и обратного преобразования в приемной части. Упрощенная структурная схема оборудования одного из каналов СИП-300 приведена на рис. 4.20. Оборудование других каналов группы аналогично; отличаются только значения несущих частот и полосы пропускания полосового канального фильтра.

Спектр 60...108 кГц формируется одноступенным индивидуальным преобразованием. В качестве преобразователей используются балансные схемы на транзисторах. Применяется режим усиления. Полезная боковая полоса частот выделяется электромеха-

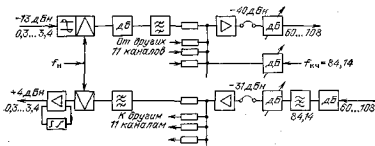


Рис. 4.20

ническим полосовым фильтром. Параллельное соединение этих фильтров осуществляется через развязывающее устройство — резисторы по 150 Ом, включенные последовательно с низкоомным (менее 3 Ом) входным сопротивлением усилителя. Такое включение исключает взаимное влияние выходных сопротивлений параллельно соединенных фильтров. Для работы АРУ первичной группы на вход усилителя подается ток КЧ 84,14 кГц. Ограничитель больших напряжений (амплитуд) включен в тракт передачи для устранения возможной перегрузки групповых устройств. С помощью удлинителей устанавливаются требуемые значения измерительных уровней.

Режекторный фильтр на входе приемного тракта подавляет ток контрольной частоты 84,14 кГц. Усилитель тональной частоты обеспечивает номинальное значение измерительного уровня на выходе приемного тракта и при необходимости коррекцию АЧХ канала ТЧ. Назначение остальных элементов тракта приема аналогично соответствующим элементам тракта передачи.

Измерительные уровни на входе тракта передачи и выходе тракта приема соответственно равны -13 и $+4$ дБн, на выходе тракта передачи и входе тракта приема соответственно -40 и -31 дБн.

В СИП-300 обеспечивается возможность объединения трех или двух каналов ТЧ для организации канала звукового вещания.

Передача токов сигналов взаимодействия осуществляется частотой 2100 Гц.

Стойки СИП выпускаются следующих типов: СИП-300, СИП-ГО-252, СИП-ГО-252-ГЗ, СИП-144, СИП-ГО-120 и СИП-ГО-120-ГЗ. На стойке СИП-ГО-252 устанавливается оборудование для формирования спектров 21 первичной группы и генераторное оборудование. Последнее предназначено для получения всех необходимых несущих частот и обеспечивает ими данную стойку и четыре стойки СИП-300. Если на этой же стойке расположен и задающий генератор, то к ее наименованию прибавляют буквы ГЗ.

Стойки СИП-144, СИП-ГО-120 и СИП-ГО-ГЗ имеют неполную комплектацию и применяются при организации относительно небольшого количества каналов. Для этих же целей используется

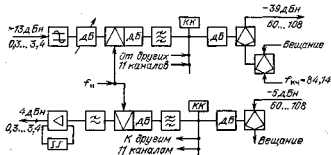


Рис. 4.21

ранее разработанная стойка индивидуальных преобразователей СИП-60, которая содержит оборудование для формирования спектров пяти первичных групп.

Упрощенная структурная схема оборудования одного из каналов СИП-60 приведена на рис. 4.21. Спектр частот первичной группы, как и в СИП-300, формируется с помощью одной ступени преобразования. В отличие от СИП-300 здесь применяются пассивные балластные преобразователи частоты и магнитострикционные полосовые фильтры. Компенсация реактивных составляющих входных сопротивлений параллельно включенных полосовых фильтров осуществляется корректирующими двухполюсниками (КК) с резонансными частотами 54,5 и 120,3 кГц. Ввод токов контрольных частот и сигналов вещания в тракт передачи осуществляется через неравноплечие дифференциальные системы.

Стойка первичных преобразователей содержит оборудование, предназначенное для создания на основе пяти первичных групп вторичной группы, спектр которой 312...552 кГц, и обратного преобразования спектра вторичной группы в пять первичных. При полном заполнении стойки можно осуществить формирование пятнадцати вторичных групп. Структурная схема передающего и приемного преобразовательного оборудования одной из первичных групп приведена на рис. 4.22. Фильтр ФНЧ-125 в тракте передачи подавляет частоты выше 108 кГц, а в тракте приема — побочные продукты преобразования. Удлинитель обеспечивает согласованное включение преобразователя и фильтра. Переменные удлинитель позволяют установить одинаковые затухания трактов всех пяти первичных групп. Полосовые фильтры типа LC выделяют полезные боковые полосы частот. Параллельное подключение этих фильтров для уменьшения шунтирующего действия входного сопротивления одного фильтра на входное сопротивление другого осуществляется через развязывающее устройство.

Усилитель тракта передачи (312...552 кГц) обеспечивает номинальное значение измерительного уровня на выходе СПП (—45 дБн). На вход этого усилителя кроме полезного сигнала подается ток контрольной частоты вторичной группы 411,86 кГц.

Усилитель тракта приема (60...108 кГц) обеспечивает номинальное значение измерительного уровня на выходе тракта приема СПП (—29 дБн). В цепь ООС этого усилителя включен час-

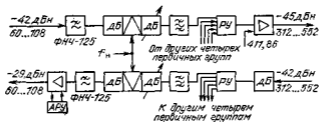


Рис. 4.22

точно-независимый корректор, затухание которого регулируется устройством АРУ по току контрольной частоты первичной группы 84,14 кГц.

Для предотвращения возможного влияния передаваемых сигналов на уровень контрольной частоты вторичной группы 411,86 кГц на входе третьей первичной группы передающего тракта применен режекторный фильтр РФ-104,14. Подавление этой контрольной частоты в тракте приема осуществляется аналогичным фильтром на выходе тракта. Измерительные уровни на входе трактов передачи и приема СПП равны -42 дБн.

На стойке вторичных преобразователей (СВП) располагается оборудование, предназначенное для создания третичной группы на основе пяти вторичных. При полном заполнении стойки можно сформировать восемь третичных групп.

Структурная схема передающего и приемного преобразовательного оборудования одной из вторичных групп приведена на рис. 4.23. Оборудование одной группы отличается от другой значениями несущих частот и полосой пропускания полосовых фильтров.

Фильтры ФНЧ-600 в трактах передачи и приема подавляют побочные продукты преобразования и остатки токов несущих частот. Полосовые фильтры выделяют после преобразования полезные боковые полосы частот. Переменные удлинитель обеспечивают согласованное включение преобразователя и полосового фильтра. Кроме того, они позволяют затухания трактов всех пяти вторичных групп сделать одинаковыми.

Усилитель тракта передачи компенсирует затухание, вносимое предшествующими элементами. На его вход через развязывающее устройство подается контрольная частота третичной группы 1552 кГц. Этот усилитель обеспечивает номинальный измерительный уровень на выходе тракта передачи СВП (-45 дБн). Номинальный измерительный уровень на выходе тракта приема (-32 дБн) обеспечивает усилитель 312...552 кГц. Усиление этого усилителя изменяется с помощью АРУ, управляемой контрольной частотой вторичной группы (411,86 кГц).

Измерительные уровни на входе трактов передачи и приема соответственно равны -45 и -32 дБн.

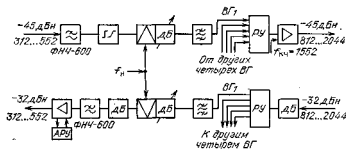


Рис. 4.23

4.6. АППАРАТУРА СОПРЯЖЕНИЯ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИЙ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

Если в системах передачи направляющей средой является коаксиальный кабель, то нижнюю граничную частоту линейного спектра необходимо выбирать из условия обеспечения высокой защищенности от внешних помех. Поэтому в относительно мало-канальных системах передачи (число каналов не более 300) нижняя граничная частота выбрана равной 60 кГц. При числе каналов более 300 нижнюю граничную частоту приходится выбирать значительно выше, что необходимо для облегчения реализации линейных усилителей. Значение верхней граничной частоты линейного спектра определяется числом каналов, на которое рассчитана система передачи. Учитывая это, в системах передачи с использованием коаксиального кабеля выбраны линейные спектры частот, указанные в табл. 4.1.

В двухполосной системе передачи К-120 в одном направлении передается полоса частот 60...552 кГц, а в обратном 812...1304 кГц.

В системах передачи, использующих в качестве направляющей среды симметричный кабель, нижняя граничная частота линейного спектра выбирается равной 12 кГц. На частотах ниже 12 кГц заметна кривизна частотной характеристики затухания симметричного кабеля, резко изменяется частотная зависимость активной составляющей и значительна по величине реактивная составляющая волнового сопротивления. Следовательно, при нижней граничной частоте 12 кГц облегчается решение проблемы коррекции амплитудно-частотных искажений и согласования сопротивлений кабеля и аппаратуры. Верхняя граничная частота не должна превышать 260 кГц. Поэтому симметричный кабель используется в 60-канальной системе передачи, линейный спектр которой 12...252 кГц.

По воздушным цепям из цветного металла сигналы передаются в спектре до 150 кГц, так как выше этой частоты наблюдается сильное влияние длинноволновых радиостанций, а по воздушным стальным цепям — в спектре до 31 кГц, так как выше этой частоты значительно увеличивается затухание. Поэтому в первом случае на одной цепи организуется 15 каналов, а во втором — 3. Для создания 15 каналов применяются две системы передачи В-12-3 и В-3-3. По стальным цепям работают системы передачи

Таблица 4.1

Система передачи	К-300	К-1020	К-1920П	К-3600	К-10800
Спектр частот, кГц	60 ... 1300	312 ... 4896	312 ... 8524	812 ... 17596	4332 ... 59684

В-3-2 и В-3-3с. Организация 15 каналов с помощью двух систем передачи позволяет создать более гибкую и удобную в эксплуатации схему связи. Эти системы передачи являются двухполосными. В системе передачи В-12-3 передача сигналов в одном направлении осуществляется в спектре частот 36...84 кГц, а в обратном — 92...143 кГц; в системе передачи В-3-3 (В-3-3с) — в одном направлении в спектре частот 4...16 кГц, а в другом — 18...31 кГц. В спектре частот 0,3...2,94 кГц организуется канал двухполосной служебной связи.

Требуемые линейные спектры формируются с помощью аппаратуры сопряжения. Для систем передачи, использующих в качестве направляющей среды коаксиальный или симметричный кабель, аппаратура сопряжения содержит, как правило, одну ступень преобразования.

Аппаратура сопряжения системы передачи К-3600 размещается на стойке СС-3600. Эта аппаратура, структурная схема которой приведена на рис. 4.24, осуществляет преобразование спектров двенадцати 300-канальных групп (812...2044 кГц) в спектры частот двух групп по 1800 каналов: 812...8524 и 9884—17596 кГц. С этой целью в первой группе из 1800 каналов в качестве несущих используются частоты 4152, 5448, 6744, 8040 и 9336 кГц (первая 300-канальная группа передается в ОАЛТ без преобразования), во второй группе из 1800 каналов — частоты 9072, 10368, 11664, 12960, 14256 и 18408 кГц (рис. 4.25). Полезные полосы частот выделяют полосовые фильтры ПФ. Параллельное подключение фильтров каждой группы производится через развязывающие устройства РУ. Фильтры ФВЧ-8,5 и ФНЧ-8,5 ограничивают спек-

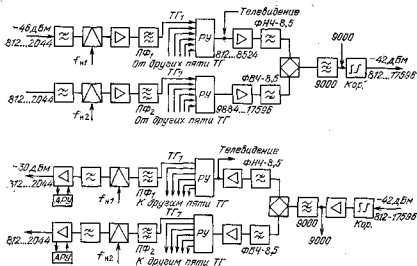


Рис. 4.24

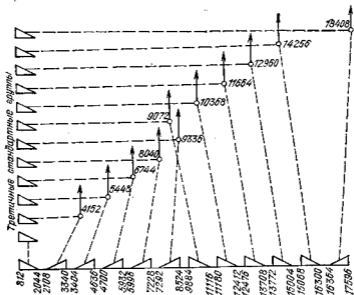


Рис. 4.25

ры частот каждой группы из 1800 каналов. Объединение спектров осуществляется с помощью дифференциальной системы. После объединения образуется линейный спектр системы передачи К-3600 (812 ... 17596 кГц).

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

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

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

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

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

Аппаратура сопряжения системы передачи К-1920П распола-

гается на стойке СС-1920. Эта аппаратура осуществляет преобразование спектров шести третичных групп в линейный спектр частот 312...8524 кГц. Формирование спектра частот 812...8524 кГц осуществляется так же, как в системе передачи К-3600. Спектр частот 312...804 кГц образуется путем объединения спектров двух вторичных групп, одна из которых не подвергается преобразованию, другой преобразуется с помощью несущей частоты 1116 кГц. В этой системе передачи предусмотрена возможность организации канала телевизионного вещания способом, принятым в СП К-3600.

Аппаратура сопряжения системы передачи К-1020 осуществляет преобразование спектров двух вторичных и трех третичных групп соответственно в спектры частот 312...804 и 812...4636 кГц. Формирование этих спектров происходит аналогично формированию таких же спектров в аппаратуре сопряжения системы передачи К-1920П. Таким образом, аппаратура сопряжения системы передачи К-1020 отличается от аппаратуры сопряжения системы передачи К-1920П уменьшенным числом используемых третичных групп. Располагается она на стойке СС-1020.

Линейный спектр системы передачи К-300 формируется на основе пяти вторичных групп, причем спектр частот одной вторичной группы передается в ОАЛТ без преобразования. Следовательно, аппаратура сопряжения этой системы передачи преобразует спектры частот четырех вторичных групп в спектры частот 60...300, 564...804, 812...1052 и 1060...1300 кГц с помощью несущих 612, 1116, 1364 и 1612 кГц (рис. 4.26).

Эта аппаратура содержит, кроме того, те же элементы, что и аппаратура сопряжения рассмотренных выше систем передачи. Располагается она на стойке СВП.

Линейный спектр двухполосной системы передачи К-120 образуется на основе спектров двух вторичных групп. В аппаратуре сопряжения этой системы передачи с помощью несущей 612 кГц спектр частот одной из вторичных групп преобразуется в спектр 60...300 кГц. Этот спектр объединяется с непреобразуемым спектром другой вторичной группы, образуя линейный спектр одного из направлений передачи 60...552 кГц (рис. 4.27).

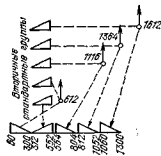


Рис. 4.26

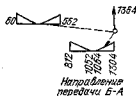


Рис. 4.27

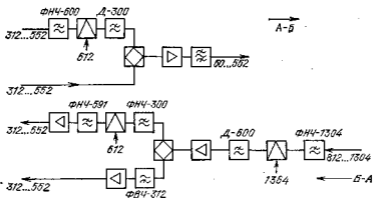


Рис. 4.28

Для формирования линейного спектра частот другого направления передачи в аппаратуре сопряжения применяется еще одна ступень преобразования. С помощью несущей частоты 1364 кГц она переносит спектр частот 60 ... 552 кГц в спектр 812 ... 1304 кГц. Структурная схема аппаратуры сопряжения системы передачи К-120 приведена на рис. 4.28. Располагается эта аппаратура на стойке линейного оборудования (СЛО).

Аппаратура сопряжения системы передачи К-60 содержит одну ступень преобразования, в которой с помощью несущей 564 кГц осуществляется преобразование спектра частот вторичной группы (312 ... 552 кГц) в линейный спектр частот 12 ... 252 кГц (рис. 4.29). Кроме преобразователя частоты в состав аппаратуры сопряжения входят: фильтры ФНЧ-252, выделяющие полосы частот 12 ... 252 кГц, фильтр ФНЧ-552, выделяющий полосу частот вторичной группы, удлинитель, используемый для установки номинальных уровней передачи на выходе аппаратуры. В приемном тракте используется усилитель с АРУ, управляемой контрольной частотой вторичной группы.

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

Аппаратура сопряжения систем передачи В-12-3 и В-3-3 содержит две ступени преобразования, так как спектр частот, посту-

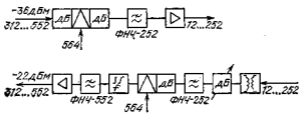


Рис. 4.29

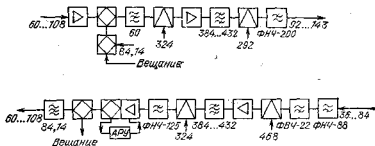


Рис. 4.30

пающий на вход этой аппаратуры, частично перекрывается с линейным спектром. При применении одной ступени преобразования возникло бы взаимное влияние между каналами за счет остатка необработанного сигнала на выходе преобразователя. Кроме того, наличие двух ступеней преобразования облегчает осуществление инверсии и сдвига частотных полос для получения четырех вариантов линейного спектра. Наличие разных вариантов линейного спектра позволяет обеспечить отсутствие вынужденных переходных помех в каналах систем передачи, работающих на параллельных цепях.

Аппаратура сопряжения системы передачи В-12-3 (рис. 4.30) осуществляет формирование линейного спектра на основе первичной группы. Первое преобразование осуществляется с помощью несущей 324 кГц, второе — в зависимости от варианта линейного спектра с помощью несущих 292, 525, 527 или 290 кГц. После первого преобразования полезную боковую полосу частот выделяет полосовой фильтр на 384 ... 432 кГц, после второго — фильтр нижних частот ФНЧ-200. Дифференциальные системы используются для независимого ввода и вывода сигналов вещания и контрольной частоты первичной группы (84,14 кГц). Режекторный фильтр предотвращает влияние передаваемого сигнала на уровень линейной контрольной частоты. Усилитель в тракте приема обеспечивает требуемый измерительный уровень на выходе аппаратуры. Он снабжен АРУ, управляемой контрольной частотой 84,14 кГц. Располагается аппаратура сопряжения на стойке ОВ-12-3.

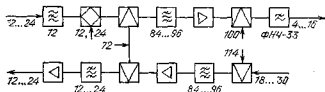


Рис. 4.31

Аппаратура сопряжения системы передачи В-3-3 (рис. 4.31) по назначению соответствующих элементов аналогична аппаратуре сопряжения системы передачи В-12-3. Располагается эта аппаратура на стойке ОВ-3-3.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите достоинства и недостатки АМ по сравнению с ЧМ и ФМ.
2. Перечислите возможные методы формирования канальных АМ сигналов, их достоинства и недостатки.
3. Почему в проводных системах передачи при формировании канальных сигналов применяется АМ, а в РР системах передачи — ЧМ?
4. Почему при передаче одной боковой полосы частот, несущей и части второй боковой необходимо использовать фильтр с кососимметричной характеристикой?
5. Что будет наблюдаться, если при использовании АМ с ОБП несущие частоты на передающей и приемной станциях будут асинхронны (асинфазны)?
6. Перечислите существующие способы подавления неиспользуемой боковой полосы частот, их достоинства и недостатки.
7. Что произойдет, если затухание в полосе задержания канального полосового фильтра будет недостаточным?
8. В чем заключается фазоразностный метод формирования ОБП?
9. Нарисуйте векторную диаграмму, иллюстрирующую фазоразностный метод.
10. Напишите выражение, определяющее затухание фазоразностной схемы в полосе пропускания. Чем определяется величина этого затухания?
11. Почему при использовании фазоразностного метода формирования ОБП на канал отводится полоса частот 8 кГц?
12. Что такое многократное преобразование и каковы его достоинства?
13. Что называется виртуальной частотой?
14. Перечислите достоинства группового метода построения многоканальных систем передачи с ЧРК.
15. Что представляет собой типовая преобразовательная аппаратура?
16. Каково назначение аппаратуры сопряжения и в каких случаях она содержит две ступени преобразования?
17. Каково назначение оконечной аппаратуры линейного тракта? Какие элементы оборудования входят в ее состав?
18. Что легло в основу выбора спектров первичной, вторичной и третичной групп?
19. Назовите способы формирования спектра первичной группы, их достоинства и недостатки.
20. Как формируются спектры вторичной, третичной и четверичной групп?
21. Чем отличаются функциональные схемы аппаратуры СИП-30 и СИП-60?
22. Как выбираются граничные частоты линейного спектра систем передачи, использующих различные направляющие среды?

5. ЛИНЕЙНЫЙ ТРАКТ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

5.1. ПОСТРОЕНИЕ АППАРАТУРЫ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА ПРОВОДНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

Для передачи информации по каналам большой протяженности необходимо как на оконечных, так и на промежуточных станциях применять усилители. Учитывая, что усилители усиливают сигналы только в одном направлении, для возможности организации двухсторонней связи в системах передачи организуют два самостоятельных усилительных направления. Для их создания системы передачи строят либо как четырехпроводные однополосные, либо как двухпроводные двухполосные.

Если систему передачи строят как *четырёхпроводную однополосную*, то для передачи сигналов в разных направлениях используют две двухпроводные цепи (рис. 5.1). По каждой из цепей в прямом или обратном направлении сигналы передаются в одном и том же спектре частот. Этот принцип построения является основным для кабельных систем передачи. При использовании симметричного кабеля для уменьшения переходных помех между цепями из-за влияния на ближнем конце передача сигналов в одном направлении осуществляется по парам одного кабеля, а в обратном направлении — по парам другого кабеля, т. е. для двухсторонней связи применяют два кабеля. При использовании коаксиального кабеля передача в обоих направлениях осуществляется в одном кабеле по двум коаксиальным парам.

При построении *двухпроводной двухполосной* системы передачи используют одну двухпроводную цепь, по которой в разных направлениях передаются различные спектры частот (рис. 5.2). Для разделения спектров частот встречных направлений передачи на оконечных и промежуточных станциях используют направляющие фильтры (НФ). Эти фильтры являются фильтрами нижних и верхних частот с одной и той же частотой среза. Такое построение систем передачи применяют в случае, если в качестве направляющей среды используют воздушную линию или коаксиальный кабель (ВКПП и ВКПА). С целью уменьшения габаритов промежуточного усилительного пункта в двухполосных двухпроводных системах передачи иногда включают один усилитель для обоих направлений передачи (рис. 5.3).

Кабельные системы передачи строят в основном как четырехпроводные однополосные потому, что многоканальность этих систем обусловливает применение линейных спектров, лежащих в области достаточно высоких частот. Затухание кабеля на этих частотах велико. Расширение более чем в 2 раза полосы частот линейного спектра при двухпроводном двухполосном принципе пе-

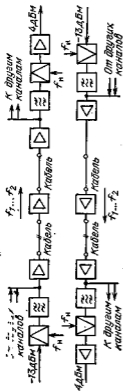


Рис. 5.1

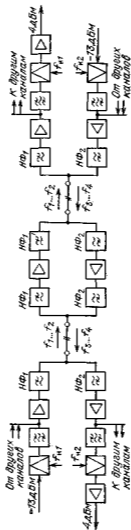


Рис. 5.2

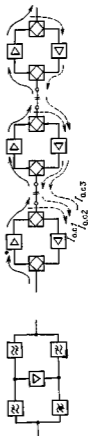


Рис. 5.3

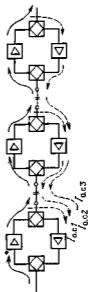


Рис. 5.4

строения приведет к значительному сокращению длин усилительных участков и соответственно удорожанию линейного тракта. Необходимость использования направляющих фильтров также вызовет удорожание линейного тракта и, кроме того, может ухудшить его характеристики.

Наличие двух двухпроводных цепей при организации кабельных систем передачи приводит к увеличению расхода цветных металлов, что является недостатком этих систем. Однако если учесть, что кабельные системы передачи являются многоканальными, то стоимость линейного тракта, отнесенная к одному каналу, получается небольшой.

Использовать четырехпроводный однополосный способ при построении воздушных систем передачи нельзя из-за невозможности устранения переходных влияний на ближнем конце. Существенным недостатком также явилось бы снижение надежности связи, так как воздушные линии подвержены внешним механическим повреждениям и вероятность их могла бы значительно увеличиться.

Одноканальные системы передачи могут быть построены как *двухпроводные однополосные* (рис. 5.4). В них для передачи сигналов в обоих направлениях по одной двухпроводной цепи используется одна и та же полоса частот (300...3400 Гц). Разделение направлений передачи в оконечной и промежуточной аппаратуре осуществляется с помощью дифференциальных систем. Существенным недостатком такого построения систем передачи является ограниченность дальности их действия. Как видно из рис. 5.4, обратная связь возникает не только внутри каждого усилителя двухстороннего действия, но и как результат взаимодействия усилителей двухстороннего действия друг с другом. Поэтому токи обратной связи в каждом из усилителей двухстороннего действия увеличиваются и устойчивость канала снижается. Для увеличения устойчивости канала приходится уменьшать усиление усилителей и тем в большей степени, чем больше их включается при организации связи. Поэтому, как показывают расчеты и опыт эксплуатации, число включаемых в тракт передачи усилителей двухстороннего действия обычно не может превышать пяти.

Кроме того, балансировка дифференциальных систем тем затруднительней, чем шире полоса частот передаваемых сигналов, поэтому более одного канала организовать с помощью двухпроводных однополосных систем передачи не удастся. В настоящее время такое построение систем передачи применяется крайне редко.

Таким образом, многоканальные системы передачи строятся либо четырехпроводными однополосными, либо двухпроводными двухполосными. Структурные схемы оконечной аппаратуры линейного тракта приведены для четырехпроводной однополосной системы передачи на рис. 5.5, а для двухпроводной двухполосной — на рис. 5.6.

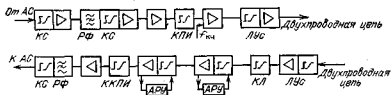


Рис. 5.5

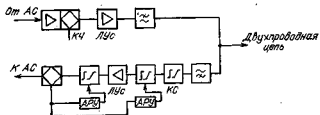


Рис. 5.6

Как видно из этих рисунков, оконечная аппаратура линейного тракта содержит усилительные и корректирующие устройства и устройства автоматической регулировки уровней. Усилители компенсируют затухания элементов тракта. Линейный усилитель тракта передачи (ЛУС) обеспечивает номинальное значение уровня передачи на выходе станции. Линейный усилитель тракта приема (ЛУС) осуществляет компенсацию затухания предшествующего усилительного участка.

Станционные и линейные корректирующие устройства (КС и КЛ) корректируют амплитудно-частотные искажения, вносимые в тракт станционным оборудованием и линией.

Устройства АРУ обеспечивают постоянство уровней передачи на выходе усилителей при изменении затухания участка тракта. Управляют работой АРУ контрольные частоты (КЧ), посылаемые в линию с оконечной передающей станции. В тракт передачи эти частоты обычно вводятся через развязывающие устройства, например дифференциальную систему.

Режекторный фильтр РФ (рис. 5.5) имеет большое затухание на частотах, совпадающих с КЧ, для предотвращения ложной работы АРУ, а на приеме для предотвращения попадания КЧ в АС.

Для увеличения помехозащищенности (см. § 5.8) в тракт передачи включается контур предварительных искажений КПИ (рис. 5.5). Для компенсации этих искажений на приемной станции включается контур компенсации предсказаний ККПИ.

Направляющие фильтры, использующиеся в двухполосных двухпроводных системах (рис. 5.6), в тракте передачи защищают тракт приема ОАЛТ от нелинейных помех, возникающих в линей-

ном усилителе тракта передачи. Направляющие фильтры в тракте приема защищают тракт приема ОАЛТ от перегрузки токами передающего тракта.

Аппаратура линейного тракта промежуточных усилительных пунктов также содержит усилительные и корректирующие устройства и устройства АРУ. В четырехпроводной однополосной системе передачи весь комплекс устройств одного усилительного направления включается в одну пару кабеля, а обратного направления — в другую (рис. 5.7). В двухполосной двухпроводной системе передачи весь комплекс устройств разных усилительных направлений включается с помощью направляющих фильтров, являющихся развязывающими устройствами, в одну двухпроводную цепь (рис. 5.8).

Следует отметить, что в схемах рис. 5.7 и 5.8 могут возникнуть переходные токи с выхода усилителя одного направления передачи на вход усилителя другого направления, т. е. в этих схемах образуется замкнутая цепь обратной связи. При определенных условиях эта обратная связь может вызвать искажения сигнала и даже самовозбуждение усилителей. В четырехпроводной однополосной системе передачи переходные токи могут появиться из-за наличия взаимных влияний между цепями кабеля. Однако применение двух кабелей для передачи сигналов в разных направлениях при использовании симметричного кабеля и двух различных пар при использовании коаксиального кабеля обеспечивает значительную величину затухания между цепями кабеля, значительно превышающую усиление усилителей. Поэтому можно

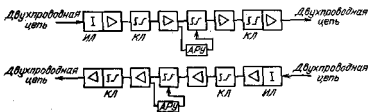


Рис. 5.7

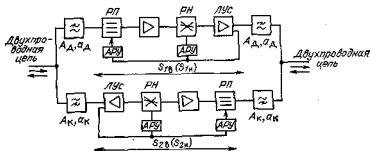


Рис. 5.8

считать, что в четырехпроводной однополосной системе передачи переходные влияния с выхода усилителя одного направления передачи на вход усилителя другого направления практически отсутствуют.

В двухполосной двухпроводной системе переходные токи с выхода усилителя одного направления на вход усилителя обратного направления обусловлены конечной величиной затухания направляющих фильтров в полосе задержания. Недостаточная величина этого затухания на промежуточных станциях приводит к возникновению значительных искажений от токов обратной связи или самовозбуждению. На оконечной станции сигналы, прошедшие через направляющие фильтры с тракта передачи в тракт приема, будут преобразованы в сигналы, спектр частот которых не будет попадать в полосу пропускания канальных фильтров, поэтому здесь мешающее действие переходных токов будет проявляться лишь в дополнительной нагрузке усилителя приема.

Возможность самовозбуждения усилителей в замкнутой системе, как и величина искажений от токов обратной связи, определяется запасом устойчивости или затуханием по петле обратной связи.

Запас устойчивости промежуточного усилителя двухполосной двухпроводной системы (рис. 5.8) для любой частоты верхней передаваемой группы будет $X = 2A_D + 2a_K - S_{1в} - S_{2в}$, а для любой частоты нижней передаваемой группы $X = 2A_K + 2a_D - S_{1н} - S_{2н}$, где A_D и A_K — затухание направляющих фильтров соответственно нижних и верхних частот в полосе задержания; a_D и a_K — затухание направляющих фильтров в полосе пропускания; $S_{1в}$, $S_{2в}$, $S_{1н}$ и $S_{2н}$ — усиление усилителей для токов верхней и нижней групп частот. Учитывая, что $a_D \ll A_K$ и $a_K \ll A_D$, затухание направляющих фильтров в полосе задержания

$$A_D = (X + S_{1в} + S_{2в})/2,$$

$$A_K = (X + S_{1н} + S_{2н})/2.$$

Запас устойчивости определяют из условия допустимых искажений от токов обратной связи, воспользовавшись выражением $\Delta S_- = 20 \lg |1 + 10^{-0.05X}|$, где ΔS_- — допустимое искажение от обратной связи.

Имея в виду, что искажения от обратной связи, вносимые усилительными станциями, накапливаются вдоль магистрали, допустимая величина ΔS_- не должна превышать 0,17 дБ, что соответствует $X \geq 40$ дБ. Отсюда

$$A_D \geq (S_{1в} + S_{2в})/2 + 20 \text{ дБ}, \quad (5.1)$$

$$A_K \geq (S_{1н} + S_{2н})/2 + 20 \text{ дБ}. \quad (5.2)$$

Если учесть, что усиление усилителей тем больше, чем выше частота, так как затухание линии увеличивается с ростом частоты, то требования к затуханию в полосе задержания направляющего фильтра нижних частот выше, чем фильтра верхних частот.

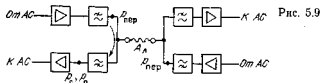


Рис. 5.9

Вне рабочей полосы частот системы передачи требования к затуханию направляющих фильтров определяются условиями устойчивости усилителей, так как искажения от обратной связи на этих частотах не имеют значения. Обычно в этом случае считают необходимым иметь $X \geq 17$ дБ. Требуемое значение затуханий направляющих фильтров рассчитывают по формулам (5.1) и (5.2).

Величину затухания направляющих фильтров на оконечных станциях надо выбирать таким образом, чтобы дополнительной нагрузкой усилителя приема, создаваемой переходными токами, можно было пренебречь. Это условие выполняется, если уровень переходного сигнала будет ниже уровня полезного сигнала не менее чем на 15 дБ. Имея это в виду, найдем требуемое затухание направляющих фильтров в полосе задержания. Согласно рис. 5.9 на входе усилителя приема оконечной станции уровень полезного сигнала $p_c = p_{пер} - A_n$, а переходного сигнала $p_n = p_{пер} - A_{н.ф.}$, где A_n — затухание предшествующего усилительного участка линии, $p_{пер}$ — уровень передачи на выходе усилительной станции, $A_{н.ф.}$ — затухание направляющего фильтра тракта приема в полосе задержания. Так как $p_c - p_n \geq 15$ дБ, то

$$A_{н.ф.} \geq A_n + 15 \text{ дБ.} \quad (5.3)$$

Учитывая, что на оконечной и промежуточной станциях желательно использовать одинаковые фильтры, при определении требуемого затухания направляющих фильтров в полосе задержания решающее значение имеет то из выражений (5.1) — (5.3), которое соответствует большим значениям затухания.

5.2. ПОСТРОЕНИЕ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

Как отмечалось выше, в радиорелейных системах передачи прямой видимости для передачи сообщений на значительные расстояния используется принцип ретрансляции. Для его осуществления в линейном тракте этих систем используются промежуточные станции (рис. 5.10), расстояние между которыми можно определить из следующего приближенного выражения: $R = 3,54 (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$, где h_1 и h_2 — высота установки антенн соседних станций.

Промежуточные радиорелейные станции (ПРС) содержат по два комплекта приемопередающей аппаратуры, которая обеспечивает прием модулированных СВЧ сигналов от предшествующей

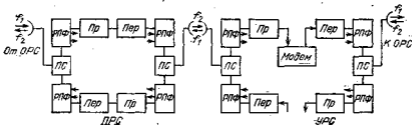


Рис. 5.10

станции, их усиление и передачу на следующую станцию. Станции ПРС, как правило, являются необслуживаемыми.

На промежуточной узловой радиорелейной станции (УРС) предусматривается возможность выделения части каналов, поэтому ретрансляция сигнала осуществляется на промежуточной частоте, т. е. осуществляется ретрансляция демодулированного сигнала. На этих станциях кроме двух комплектов приемопередающей аппаратуры имеются модулятор, демодулятор (модем) и аппаратура выделения каналов.

Формирование линейного спектра радиорелейных систем передачи (сигнала СВЧ) осуществляется на оконечных станциях (ОРС), на которых установлено по одному комплекту приемопередающего оборудования и модемы (рис. 5.11). Исходный сигнал вначале модулирует по частоте несущее колебание промежуточной высокой частоты. Затем при использовании АМ с ОБП спектр ЧМ сигнала переносится в требуемый диапазон СВЧ. Исходным сигналом здесь является либо многоканальный сигнал, сформированный оконечной аппаратурой проводных многоканальных систем передачи, либо сигнал телевизионного вещания со звуковым сопровождением.

Необходимость промежуточной ступени модуляции объясняется тем, что в диапазоне СВЧ для широкополосных АМ сигналов практически невозможно создать усилители с требуемой высокой линейностью, значительным коэффициентом усиления и большой выходной мощностью. Частотная модуляция в промежуточной ступени выбрана как одна из помехоустойчивых. Характерное для

Таблица 5.1

Число каналов в системе передачи	24	60	300	1920	2700
			600		
			960		
Эффективная девиация частоты на канал, кГц	35	50	200	140	140
		100			100
		200			

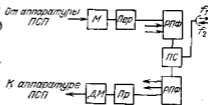


Рис. 5.11

этого вида модуляции расширение спектров модулированных колебаний по сравнению с АМ не страшно, так как радиорелейные системы передачи (РРСП) используют диапазоны дециметровых и сантиметровых волн, в которых для передачи сигналов можно выделить достаточно широкие полосы частот при сохранении однородности условий распространения в пределах этих полос. В соответствии с рекомендациями МККР среднее значение промежуточной частоты для радиорелейных систем передачи с числом каналов ТЧ до 60 выбирается равной 35 МГц, с числом каналов до 2700—70 МГц и с числом каналов более 2700—140 МГц.

Одной из важнейших характеристик ЧМ сигнала является девиация частоты, т. е. изменение частоты колебаний относительно средней частоты f_{cp} под воздействием модулирующего многоканального сигнала. Учитывая, что модулирующий сигнал представляет собой многоканальный сигнал проводных многоканальных систем передачи с ЧРК, различают эффективную ($\Delta f_{эфф}$) и пиковую ($\Delta f_{пик}$) девиации частоты, соответствующие его средней P_{cp} и пиковой ($P_{пик}$) мощностям. Величины этих девиаций обычно выражают через эффективную девиацию частоты на канал (Δf_k), которая определяется на выходе передатчика при подаче на двухпроводный вход любого канала системы передачи измерительного гармонического сигнала с нулевым уровнем. Значение Δf_k зависит от числа каналов системы и устанавливается по рекомендациям МККР (табл. 5.1).

Считая характеристику модулятора линейной, можно записать

$$\Delta f_{эфф}^2 / \Delta f_k^2 = P_{cp} / 1 \text{ мВт} \quad \text{и} \quad \Delta f_{пик}^2 / \Delta f_k^2 = P_{пик} / 1 \text{ мВт}.$$

Отсюда

$$\Delta f_{эфф} = \Delta f_k \sqrt{P_{cp}} = \Delta f_k \cdot 10^{0,05 P_{cp}}$$

$$\text{и} \quad \Delta f_{пик} = \Delta f_k \sqrt{P_{пик}} = \Delta f_k \cdot 10^{0,05 P_{пик}}.$$

Зная величину девиации частоты, можно определить соответствующие индексы модуляции: максимальное пиковое значение индекса модуляции $m_{пик} = \Delta f_{пик} / F_v$, эффективное значение индекса $m_{эфф} = \Delta f_{эфф} / F_v$ и индекс модуляции на канал $m_k = \Delta f_k / F_i$. В этих выражениях F_v и F_i — соответственно верхняя частота многоканального сигнала и средняя частота канала.

При одинаковой девиации частоты Δf_k для всех каналов системы передачи индекс модуляции для разных каналов будет различным, причем с увеличением номера канала он будет уменьшаться. Так как отношение сигнал-шум тем меньше, чем меньше индекс модуляции, то в верхних каналах систем передачи это отношение будет меньше, чем в нижних. Чтобы отношение сигнал-шум во всех каналах было одинаковым, в системе передачи при меняется предсказание уровней. С этой целью на входе частотного модулятора включают контур предварительных искаже-

ний КПИ, который увеличивает уровень передачи в верхних каналах и уменьшает в нижних. Значения уровней передачи выбираются такими, чтобы эффективная девиация частоты $\Delta f_{эфф}$ оставалась неизменной. На приемной станции на выходе частотного детектора включают контур компенсации предискажений ККПИ, который компенсирует искажения, вносимые на передающей станции контуром предварительных искажений.

Ширина полосы частот ВЧ тракта радиорелейной системы передачи определяется шириной полосы частот ЧМ сигнала, так как АМ с ОБП, применяемая во второй ступени модуляции, не изменяет ширину полосы частот преобразованного сигнала. Теоретически ширина полосы частот ЧМ сигнала является бесконечной. Но так как амплитуды составляющих с ростом их номера уменьшаются, то ширину спектра ЧМ сигнала можно ограничить. Ограничение спектра приводит к искажениям сигнала и появлению помех. Поэтому в РРСП ширина полосы частот при передаче многоканального сигнала определяется из допустимого уровня переходных помех в верхних каналах. Минимальная ширина полосы частот ВЧ тракта для РРСП разной канальности приведена в табл. 5.2, где F_{max} — максимальная частота спектра многоканального сигнала.

В линейном сигнале РРСП совместно с промежуточными станциями, на которых установлена приемопередающая аппаратура, используются станции, на которых эта аппаратура отсутствует. Такие промежуточные станции называются *пассивными (пассивные ретрансляторы)*. Прием и передача сигналов на них осуществляется антенными устройствами. Пассивные ретрансляторы обычно применяются на сильно пересеченной местности. Различают отражающие, преломляющие и рассеивающие пассивные ретрансляторы.

Отражающий пассивный ретранслятор состоит из одного или двух плоских металлических зеркал (рис. 5.12). Располагают их таким образом, чтобы обеспечить прямую видимость на ин-

Таблица 5.2

Число каналов в системе передачи	60	300	600	1920
Минимальная ширина полосы пропускания ВЧ тракта	$7F_{max}$	$5,8F_{max}$	$5,1F_{max}$	$4F_{max}$

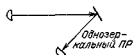
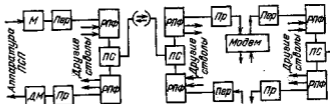


Рис. 5.12



Рис. 5.13

Рис. 5.14.
(левая часть)



тервале. Применение одного или двух зеркал зависит от величины угла падения луча; если он меньше 40° , то, как правило, лучшие технико-экономические показатели имеют место при установке двух зеркал. Необходимо отметить, что отражающий пассивный ретранслятор эффективен при угле падения луча, не превышающем 60° .

Пассивные ретрансляторы преломляющего типа выполняют в виде призмы из диэлектрика. Такие ретрансляторы эффективны при частотах, расположенных в области 11 Гц и выше. При использовании этого ретранслятора также необходимо обеспечить прямую видимость между ним и антеннами.

Пассивный рассеивающий ретранслятор или ретранслятор типа препятствия выполняют в виде металлической сетки, которую подвешивают на мачтах так, чтобы обеспечить прямую видимость между нижней кромкой сетки и антеннами промежуточных станций. Сетка располагается перпендикулярно линии, соединяющей антенны активных ретрансляторов, причем ее центр должен находиться на этой линии. Принцип действия такого ретранслятора заключается в следующем. Положим, что между двумя активными промежуточными станциями прямая видимость отсутствует (рис. 5.13) и, следовательно, антенна пункта А не создает поля в пункте Б. При установке на пути распространения волны пассивного ретранслятора (ПР) под действием падающей волны препятствие превратится во вторичный излучатель и в пункте Б возникнет поле. Следует заметить, что интенсивность вторичного излучения в пункте Б определяется размером и формой препятствия (сетки). Достоинством пассивных ретрансляторов типа препятствия является то, что они не требуют жесткости конструкции.

Разновидностью этого вида ретрансляторов являются ретрансляторы в виде клина, дающие увеличение поля за счет дифракции на таком клиновидном препятствии. Эти препятствия могут быть созданы из листового металла или проволочной сетки. Для увеличения его эффективности верхняя кромка полотна выполняется по окружности.

Передача сигналов между двумя радиорелейными станциями происходит следующим образом (см. рис. 5.10). На ОРС несущая частота f_1 передатчика Пер модулируется многоканальным сигналом, сформированным оконечной аппаратурой многоканальных кабельных систем передачи. Через разделительно-полосовой фильтр (РПФ) этот сигнал подводится к антенне и излучается к

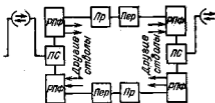


Рис. 5.14. (правая часть)

соседней ПРС или УРС. Здесь сигнал принимается, усиливается, преобразуется в сигнал с несущей частотой f_2 и снова излучается. На следующей ПРС или УРС сигнал с несущей частотой f_2 бу-

дет преобразован в сигнал с несущей f_1 . Таким образом, на каждой ПРС или УРС осуществляется смена частот СВЧ, что необходимо для устранения возможного влияния между передатчиком и приемником, работающих в разных направлениях передачи.

Поляризационный селектор (ПС) применяется при использовании различной поляризации колебаний.

Цепочка радиорелейных станций, на каждой из которых установлен один комплект односторонней высокочастотной приемопередающей аппаратуры и разделительно-полосовые фильтры, образует высокочастотный ствол или радиоствол (рис. 5.14).

Для осуществления двухсторонней передачи сигналов в одном высокочастотном стволе применяется либо двухчастотное, либо четырехчастотное распределение частот. При двухчастотном распределении рабочих частот на каждой промежуточной станции оба передатчика работают на одной частоте, а оба приемника на другой (рис. 5.15,а). При четырехчастотном распределении разные направления передачи имеют разные рабочие частоты (рис. 5.15,б).

При двухчастотном распределении требуется вдвое меньшая полоса частот. Однако при использовании этого распределения возникают помехи, обусловленные отражением радиоволны от различных предметов, которые могут быть расположены перед приемной антенной, и неидеальностью направленных антенн. Это обстоятельство усложняет проектирование трасс РРСП и предъявляет более жесткие требования к антенным системам.

Выбор двух- или четырехчастотного распределения частот в РРСП определяется возможностью устранения переходных помех с противоположного направления передачи.

Если на каждой радиорелейной станции устанавливается несколько комплектов приемопередающей аппаратуры, подключаемых к одной общей антенне, т. е. организуется несколько стволов

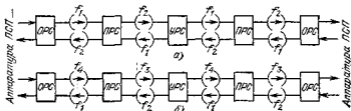


Рис. 5.15

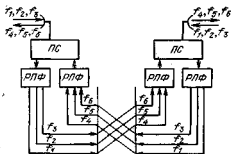


Рис. 5.16

стволов используются одни и те же здания, источники электропитания, антенные опоры и антенно-фидерные устройства.

В каждом стволе многоствольной РРСР наиболее часто применяется двухчастотное распределение рабочих частот. Частоты передачи и приема каждого ствола отличаются друг от друга на одну и ту же величину, равную нескольким сотням мегагерц. План частот многоствольной РРСР при двухчастотном распределении приведен на рис. 5.16. Частоты передачи f_1 , f_2 и f_3 расположены в одной половине, а частоты приема f_4 , f_5 и f_6 — в другой половине выделенной для работы многоствольной РРСР полосе частот.

Для уменьшения взаимного влияния между передатчиками и приемниками, работающими на одну антенну, применяют разделительно-полосовые фильтры (РПФ) и различную поляризацию колебаний.

Аппаратура радиорелейных станций в зависимости от типа последней, как было отмечено выше, содержит либо высокочастотное и оконечное оборудование (ОРС и УРС), либо только высокочастотное оборудование (ПРС). Используемое на всех РРС высокочастотное оборудование унифицировано. Оконечное оборудование, применяемое на ОРС и УРС, также одинаковое.

Рассмотрим структурную схему аппаратуры ОРС, содержащей как высокочастотное, так и оконечное оборудование (рис. 5.17). Оконечное оборудование тракта передачи, предназначенное для получения ЧМ сигнала промежуточной частоты (ПЧ), содержит контур предварительных искажений (КПИ), групповой усилитель (ГУ), частотный модулятор (ЧМ) с системой автоподстройки частоты (АПЧ) и выходной усилитель промежуточной частоты (УПЧ). Контур предварительных искажений применяется для выравнивания отношения сигнал-шум во всех каналах РРСР. Групповой усилитель обеспечивает необходимый уровень многоканального сигнала для нормальной работы частотного модулятора. Как ясно из названия, частотный модулятор осуществляет ЧМ. Обычно он выполняется по двухтактной схеме на двух генераторах ЧМ колебаний. Частота колебаний этих генераторов выбирается так, чтобы их разностная частота была равна требуемой проме-

жду двумя оконечными пунктами, то такая РРСР называется *многоствольной*. Современные РРСР имеют до восьми стволов, что позволяет значительно увеличить их пропускную способность. Необходимо отметить, что один или два ствола при этом являются резервными. Многоствольные РРСР экономически целесообразны, поскольку для различных

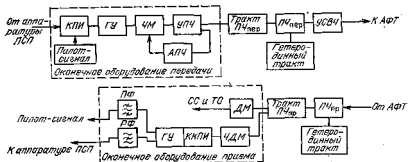


Рис. 5.17

жуточной частоте. Частоты обоих генераторов подаются на смеситель, на выходе которого получается ЧМ сигнал. Усилитель УПУ усиливает этот сигнал, обеспечивая требуемую мощность на выходе оконечного оборудования. Устройство автоматической подстройки частоты изменяет частоту одного из генераторов при отклонении разностной частоты от требуемого значения промежуточной частоты так, чтобы частота на выходе смесителя была постоянной и равной ПЧ. В состав оконечного оборудования, кроме того, входит кварцевый генератор пилот-сигнала. Этот сигнал используется в РРСИ для контроля автоматического резервирования.

Высокочастотное оборудование обеспечивает передачу и прием СВЧ ЧМ сигналов. Передающая часть этого оборудования содержит тракт промежуточной частоты (усилитель-ограничитель, фильтр НЧ и мощный усилитель ПЧ), преобразователь частоты, гетеродинный тракт и усилитель СВЧ. Амплитудный ограничитель, входящий в состав усилителя-ограничителя, подавляет паразитную амплитудную модуляцию ЧМ сигнала. Фильтр НЧ подавляет гармонические составляющие, возникающие в усилителе-ограничителе. Мощный усилитель ПЧ обеспечивает требуемую мощность сигнала ПЧ для нормальной работы преобразователя.

Преобразователь частоты предназначен для преобразования ЧМ сигнала ПЧ в ЧМ сигнал СВЧ и выделения полезной боковой полосы частот. Основными элементами преобразователя частоты являются смеситель, режекторный и полосовой фильтры. В смесителе сигнал ПЧ преобразуется в сигнал СВЧ; режекторный фильтр подавляет частоту гетеродина передатчика, не пропуская ее в СВЧ тракт; полосовой фильтр выделяет полезную боковую полосу частот, подавляя неиспользуемую боковую полосу и побочные продукты преобразования.

Гетеродинный тракт обеспечивает получение требуемого уровня и частоты сигнала, подаваемых на смеситель преобразователя частоты. Гетеродины, используемые в РРСИ, могут быть отдельными и общими для передатчика и приемника. Общие гетероди-

ны обычно выполняются на отражательном клистроне. В этом случае для обеспечения требуемой стабильности частоты применяется система автоподстройки частоты. В качестве отдельных гетеродинов используются генераторы, стабилизированные кварцем, с умножителями частоты. Применение отдельных гетеродинов позволяет осуществить независимую друг от друга работу приемника и передатчика. Усилитель СВЧ обеспечивает требуемую выходную мощность СВЧ сигнала.

Приемная часть высокочастотного оборудования содержит преобразователь частоты приемника, гетеродинный тракт и тракт промежуточной частоты. Наиболее часто используемая схема преобразователя частоты содержит режекторный фильтр, волновой ферритовый циркулятор, смеситель, фильтры гармоник и нижних частот. Режекторный фильтр препятствует поступлению в антенну сигнала, получаемого в гетеродинном тракте; волновой ферритовый циркулятор осуществляет объединение принимаемого сигнала и сигнала, получаемого в гетеродинном тракте; смеситель преобразует принимаемый СВЧ сигнал в сигнал ПЧ; фильтры гармоник и нижних частот подавляют побочные продукты преобразования, наличие которых приводит к увеличению шумов преобразователя.

Гетеродинный тракт приемника обеспечивает получение высокостабильных синусоидальных СВЧ колебаний, подаваемых на смеситель приемного преобразователя частоты.

Тракт промежуточной частоты приемника предназначен для усиления и коррекции ЧМ сигнала ПЧ. Его усиление может достигать 120 дБ, поэтому тракт содержит несколько УПЧ — предварительный, главный и оконечный. Кроме того, в состав тракта входят корректоры группового времени прохождения сигнала, фильтр ПЧ и амплитудный ограничитель. Коэффициент шума приемника зависит от коэффициента шума УПЧ, поэтому предварительный УПЧ выполняется малозумящим. Кроме того, его амплитудная характеристика имеет высокую линейность. Главный УПЧ обеспечивает усиление порядка 80—90 дБ. Обычно это многокаскадный усилитель, часть каскадов содержит регулируемые аттенюаторы для автоматической регулировки усиления. Оконечный УПЧ обеспечивает требуемую выходную мощность сигнала ПЧ приемника.

Усилители, входящие в тракт ПЧ приемника, выполняются широкополосными, а требуемую избирательность обеспечивает фильтр промежуточной частоты.

Амплитудные ограничители подавляют паразитную амплитудную модуляцию ЧМ сигнала, которая имеет место из-за неравномерности амплитудно-частотной характеристики ВЧ тракта и тракта распространения, и воздействия шумов на полезный ЧМ сигнал.

Приемная часть оконечного оборудования содержит частотный демодулятор (ЧДМ), контур компенсации предискажений

ККПИ), групповой усилитель (ГУ), режекторный (РФ) и узкополосный (ПФ) фильтры.

Частотный демодулятор преобразует ЧМ сигнал ПЧ в исходный многоканальный сигнал. Контур компенсации предискажений компенсирует искажения, вносимые контуром предварительного искажения на передаче. Режекторный фильтр не пропускает пилот-сигнал на вход аппаратуры многоканальных систем передачи. Групповой усилитель обеспечивает необходимый уровень многоканального сигнала. Узкополосный фильтр ПФ, включенный на второй выход усилителя, выделяет пилот-сигнал.

Наряду с приемопередающей аппаратурой к высокочастотному оборудованию относятся антенны, внешние и внутренние волноводные тракты. Антенной называется устройство, служащее для излучения или приема электромагнитной энергии. В РРСП применяются так называемые направленные антенны, у которых излучаемая электромагнитная энергия распространяется относительно узким лучом. Различают антенны с вертикальной или горизонтальной поляризацией. Антенна имеет вертикальную поляризацию, если она расположена так, что электрические силовые линии электромагнитного поля располагаются в вертикальной плоскости, и горизонтальную, когда электрические силовые линии поля расположены в горизонтальной плоскости.

Основными электрическими параметрами антенн являются коэффициент направленного действия, коэффициент защитного действия и коэффициент усиления.

Степень концентрации излучаемой энергии в рассматриваемом направлении характеризуется *коэффициентом направленного действия антенны* $D = P_0/P_{ср}$, где P_0 — мощность, излучаемая в главном направлении, $P_{ср}$ — средняя мощность по всем направлениям.

Степень ослабления сигналов с побочных направлений, в том числе с обратного направления, по отношению к сигналу главного направления характеризуется *коэффициентом защитного действия* $K_{защ} = P_0/P_{180^\circ}$, где P_0 — мощность полезного сигнала, принимаемого с главного направления, P_{180° — мощность сигнала, принимаемого в направлении, обратном главному направлению.

Коэффициентом усиления антенны называется отношение мощности (P), подведенной к идеальной антенне (антенне, не имеющей потерь), к мощности (P_1), подведенной к рассматриваемой антенне с КПД η , при условии, что в направлении максимально го излучения плотность энергии электромагнитного поля излучения у обеих антенн одна и та же, т. е. $K_{ус} = P/P_1$.

Коэффициент усиления для многих типов антенн, используемых в РРСП, можно определить из следующего выражения: $K_{ус} = 4\pi SK_n/\lambda^2$, где S — площадь проекции раскрыва антенны на плоскость, перпендикулярную направлению излучения, m^2 ; λ — длина волны в свободном пространстве, m ; K_n — коэффициент использования поверхности раскрыва антенны, равный $0,5 \dots 0,8$. В РРСП прямой видимости применяются антенны с коэффициен-

том усиления 40 дБ и более, что позволяет использовать передатчики сравнительно небольшой мощности.

В прямой связи с усилением антенны находится другой параметр — ширина луча. Чем больше коэффициент усиления, тем меньше ширина луча. Узкий луч уменьшает интерференцию от внешних источников и соседних антенн.

В радиорелейных системах передачи используются многовибраторные синфазные, перископические, параболические, рупорно-параболические и двухзеркальные антенны. Применение того или иного типа антенн в основном определяется канальностью, диапазоном частот и характером трассы. *Многовибраторные синфазные антенны* работают эффективно в относительно узком диапазоне частот. Поэтому этот тип антенны применяется в малоканальных РРСР, работающих в длинноволновой части дециметрового диапазона волн.

Перископические антенны используют явление отражения электромагнитных волн от металлических поверхностей. В этих антеннах облучатель располагается на земле, а на башне устанавливается переизлучатель, представляющий собой плоское зеркало, установленное под углом 45° к вертикали. Ориентируются зеркала таким образом, чтобы энергия, перефаченная верхним зеркалом, излучалась на соседнюю станцию. Так как такие антенны располагаются достаточно близко от аппаратуры, то используются короткие фидеры, что уменьшает в них отражения от неоднородностей. Однако эти антенны имеют небольшой коэффициент защитного действия, повышенную чувствительность к помехам от других радиотехнических систем и сложность защиты нижнего зеркала от снега и гололеда. Этот тип антенны применяется в РРСР средней емкости в диапазоне сантиметровых волн.

Параболическая антенна состоит из отражателя (зеркала), выполненного в виде параболоида вращения, и облучателя, расположенного в фокусе отражателя или вынесенного за его пределы. Этот вид антенн используется в РРСР средней емкости в диапазоне сантиметровых волн.

В РРСР большой емкости применяются рупорно-параболические и двухзеркальные антенны. Первые, кроме того, используются в РРСР средней емкости. *Рупорно-параболические антенны* можно рассматривать как комбинацию рупора и отражателя (металлическое зеркало), имеющего форму части поверхности параболоида вращения. В этой антенне облучатель вынесен из поля зеркала, поэтому реакция зеркала на облучатель отсутствует, что позволяет осуществить хорошее согласование антенны с фидером в широком диапазоне частот. Коэффициент защитного действия составляет 70 дБ, т. е. можно считать, что антенна практически не принимает сигналов с обратного направления. Потери энергии на пути от облучателя к зеркалу практически отсутствуют. Эти антенны получили широкое распространение в РРСР, несмотря на их громоздкость и относительно высокую стоимость.

Двухзеркальная антенна представляет собой параболическую антенну, имеющую переизлучатель (малое зеркало) либо в форме гиперболоида вращения, один из фокусов которого совпадает с фокусом параболоида, либо в форме конуса, образующая которого меняется по эллиптическому закону. В антеннах с гиперболическим переизлучателем трудно получить высокое согласование с фидерным трактом. Для увеличения коэффициента направленного действия поверхность основного зеркала делают несколько отличающейся от параболической (квазипараболической). Эти антенны широко применяются на земных станциях спутниковых систем передачи.

Антенна с эллиптическим переизлучателем позволяет получить высокий коэффициент использования поверхности апертуры антенны и хорошее согласование с фидером, так как отраженные лучи не попадают обратно в рупорный облучатель.

Необходимо отметить, что в одной и той же РРСП в зависимости от характеристик интервалов трассы могут быть использованы антенны различных видов и размеров. Для передачи энергии от передатчика к антенне и от антенны к приемнику используются фидерные тракты, которые кроме собственно фидеров содержат ряд вспомогательных элементов.

Фидерный тракт должен обладать возможно меньшими потерями, малым коэффициентом отражения, стабильными параметрами, не зависящими от метеорологических условий. Кроме того, в фидерах не должны распространяться волны высшего типа и появляться резонансные явления на этих волнах. Отражения, вызывающие переходные помехи, и потери энергии минимальны, если в фидере будет установлен режим, близкий к режиму бегущей волны, т. е. когда отраженная волна сведена к минимуму. Этим требованиям отвечают коаксиальные кабели в диапазоне дециметровых волн и волноводы с различными поперечными сечениями в диапазоне сантиметровых волн. К вспомогательным элементам фидерного тракта относятся устройства частотного (фильтры и ферритовые циркуляторы) и поляризационного (поляризационные селекторы) разделений, герметизирующие вставки, ферритовые вентили, фильтры поглощения волн и другие элементы.

К аппаратуре фидерный тракт подключается через разделительные полосовые фильтры, которые осуществляют разделение СВЧ сигналов различных стволов РРСП и устраняют взаимное влияние передатчиков и приемников, работающих на одну антенну.

5.3. ОСОБЕННОСТИ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

В спутниковых системах передачи ретранслятор помещается на искусственном спутнике Земли (ИСЗ). Ретрансляторы подразделяются на *активные* и *пассивные*. В активных ретрансляторах на борту спутника располагается радиоаппаратура, которая при-

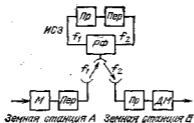


Рис. 5.18

цией. Использование того или иного вида ретрансляции определяется высотой орбиты и расстояниями между станциями. Ретранслятор с задержкой может быть применен в случае, когда ИСЗ движется по такой орбите, что не может одновременно наблюдаться антеннами двух станций (передающей и приемной). Тогда спутник, пролетая над передающей станцией, принимает сигналы, усиливает их и передает в свою аппаратуру памяти. В то время, когда спутник будет находиться над приемной станцией, включится передающая аппаратура и сигналы, записанные в аппаратуру памяти, будут переданы на приемную станцию.

Чтобы ИСЗ мог принять электромагнитные колебания, излучаемые земной станцией, ее антенна должна быть ориентирована на ИСЗ. Следовательно, антенны земных станций должны непрерывно «следить» за перемещением ИСЗ, т. е. антенны должны быть подвижными.

Орбиты ИСЗ подразделяются на *экваториальные* (угол между экваториальной плоскостью и плоскостью орбиты $\alpha=0$), *полярные* ($\alpha=90^\circ$) и *наклонные* ($0 < \alpha < 90^\circ$). Экваториальная орбита, имеющая круговую форму и удаленная от поверхности Земли на 3600 км, называется *геостационарной*. Если направление движения спутника будет совпадать с направлением вращения Земли, то спутник, находящийся на этой орбите, будет казаться земному наблюдателю неподвижным. Такой спутник называется *стационарным*. Он позволяет на земных станциях использовать неподвижные антенны и осуществлять круглосуточную связь со значительной территорией, за исключением приполярных районов.

При движении ИСЗ по другим орбитам спутниковые системы передачи позволяют организовать связь с любыми районами земного шара. Однако в этом случае связь между какими-либо пунктами может быть периодической и только в те моменты времени, в которые ИСЗ будет в зоне видимости этих станций. Обеспечить круглосуточную связь можно лишь при увеличении числа ИСЗ. В этом случае связь будет осуществляться поочередно через каждый из спутников. Необходимое число спутников определяется расстоянием между станциями и параметрами орбиты.

Если связь между несколькими земными станциями осуществляется через один общий ИСЗ, то системы передачи с использованием такого спутника называются *системами передачи с много-*

нимает сигналы, излучаемые земной станцией с частотой f_1 , усиливает, преобразует в частоту f_2 , передает к бортовой антенне и излучает в сторону Земли (рис. 5.18). В пассивных ретрансляторах радиоаппаратура на борту спутника отсутствует.

В свою очередь, активные ретрансляторы могут быть с *мгновенной (без задержки)* или *задержанной (с памятью) ретрансля-*

станционным доступом. Эти системы позволяют осуществлять одновременную двухстороннюю связь между всеми станциями, использующими один общий ретранслятор, размещенный на спутнике. Многостанционный доступ может быть организован с использованием частотного или временного разделения и разделения по форме.

При многостанционном доступе с частотным разделением каждой станции выделяется определенная несущая частота. Их значения и величины девиации частоты выбираются так, чтобы между спектрами оставались защитные интервалы для уменьшения взаимных помех. Недостатком системы передачи с таким методом организации многостанционного доступа является возникновение переходной помехи из-за нелинейности амплитудной характеристики ретранслятора, преобразования паразитной АМ в ФМ и неидеальности фильтров, разделяющих сигналы на земных станциях. Кроме того, происходит подавление сигналов тех станций, уровень которых на входе ретранслятора меньше уровня других станций. Эти явления вынуждают регулировать мощность передатчиков таким образом, чтобы мощности сигналов, поступающих от разных станций, были практически одинаковыми. Эти явления можно снизить, уменьшив число сообщений, передаваемых на каждой несущей. Чем большее число станций будет работать через спутник, тем на большую величину необходимо уменьшать число сообщений.

При многостанционном доступе с временным разделением все станции работают на одной несущей частоте поочередно во времени. Для строго поочередного включения передатчиков необходимо иметь общую достаточно сложную систему синхронизации. Нарушение синхронизации работы хотя бы одной станции вызывает значительное увеличение помех.

При заданном значении помех в каналах системы передачи и ограниченной мощности ретранслятора многостанционный доступ с временным разделением обеспечивает большую пропускную способность, чем доступ с частотным разделением.

Многостанционный доступ с разделением по форме практически применения не нашел из-за сложности и значительной стоимости аппаратуры формирования сигналов.

Структурная схема линейного тракта спутниковых систем передачи приведена на рис. 5.19. На земной станции расположена приемная, передающая и оконечная аппаратура, принцип построения которой аналогичен построению аппаратуры РРСР прямой видимости. Модуляция и демодуляция сигнала осуществляются по промежуточной частоте. Промодулированный сигнал переносится в область СВЧ. На приемной станции производится обратное преобразование. Одной из особенностей приемной аппаратуры земной станции является использование маломощных усилителей на ее входе. Кроме того, в приемной аппаратуре применяются порогопонижающие устройства. Уменьшение порога позволяет снизить мощность передатчика, уменьшить размеры антенн или

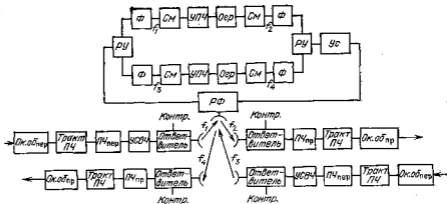


Рис. 5.19

увеличить дальность связи. Как правило, приемопередающая аппаратура резервируется. В оконечное оборудование земной станции входит также аппаратура многостанционного доступа, если спутниковая система передачи работает в режиме многостанционного доступа, и аппаратура разделения сигнала звукового сопровождения и изображения.

На земных станциях применяются рупорно-параболические и двухзеркальные антенны с коэффициентом усиления порядка 60 дБ, снабженные в случае необходимости системой слежения и соответствующими поворотными устройствами.

Основной частью оборудования ИСЗ является аппаратура, обеспечивающая ретрансляцию сигнала. Она содержит разделительные устройства, смесители, УПЧ, ограничители и усилитель на лампе бегущей волны. Следует отметить, что бортовая аппаратура должна быть высоконадежна и обеспечивать безотказную работу в течение длительного времени, поэтому на ИСЗ используются холодное резервирование комплектов аппаратуры и автоматическая система проверки исправности бортовой аппаратуры.

Спутниковые и радиорелейные системы передачи осуществляют передачу не только телефонных сообщений, но и телевизионных программ со звуковым сопровождением. В последнем случае земные станции спутниковых систем передачи используются только для приема телевизионных сигналов и сигналов звукового сопровождения.

5.4. ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ПРОВОДНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК И ИХ КОРРЕКЦИЯ

Линейные искажения. Любой сигнал связи $u_1(t)$ может быть представлен следующим образом: $u_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(j\omega) e^{j\omega t} d\omega$, где

t — время, $\omega = 2\pi f$ — текущая частота, $G(j\omega)$ — спектральная плотность сигнала. Если сигнал передается по тракту, коэффициент передачи по напряжению которого $K(j\omega) = u_2/u_1 = |K(j\omega)| e^{-j\varphi(\omega)} = K(\omega) e^{-j\varphi(\omega)}$, то в конце тракта принятый сигнал будет описываться выражением

$$u_2(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(j\omega) K(\omega) e^{j[\omega t - \varphi(\omega)]} d\omega.$$

Если

$$K(\omega) = K_0 = \text{const} \text{ и } \varphi(\omega) = \omega t_{\text{гвп}} \pm 2k\pi, \text{ где } k = 0, 1, 2, \dots, \quad (5.4)$$

то

$$u_2(t) = \frac{K_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(j\omega) e^{j\omega(t-t_{\text{гвп}})} d\omega = K_0 u_1(t-t_{\text{гвп}}). \quad (5.5)$$

Из (5.5) видно, что принятый сигнал отличается от переданного только измененной в K_0 амплитудой и запаздыванием на время прохождения $t_{\text{гвп}}$. Следовательно, форма сигнала не изменилась. В этом случае принятый сигнал считается неискаженным.

Условия (5.4) соответствуют частотно-независимому затуханию тракта

$$A(\omega) = -20 \lg K(\omega) = A_0 = \text{const} \quad (5.6)$$

и прямолинейности его фазо-частотной характеристики $\varphi(\omega)$ или, иначе, частотно-независимому групповому времени прохождения

$$t_{\text{гвп}}(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = t_{\text{гвп}} = \text{const}. \quad (5.7)$$

Обычно считают, что спектральная плотность передаваемого сигнала отлична от нуля только в полосе частот от ω_n до ω_b , тогда для неискаженной передачи сигнала достаточно, чтобы условия (5.6) и (5.7) выполнялись также в полосе частот от ω_n до ω_b .

Наличие в реальных трактах реактивных элементов приводит к появлению зависимости затухания и группового времени прохождения от частоты, что вызывает искажения передаваемых сигналов. Эти искажения называются *линейными*, так как их величина не зависит от амплитуды передаваемого сигнала.

Линейные искажения подразделяются на амплитудно-частотные (АЧИ) и фазочастотные (ФЧИ), характеризующие соответственно степень неравномерности частотной характеристики затухания $A(f)$ и группового времени прохождения $t_{\text{гвп}}(f)$ тракта в диапазоне частот от f_n до f_b (рис. 5.20, а, б). Количественно неравномерность частотной характеристики затухания определяется величиной $\Delta A(f) = A(f) - A_0$, где A_0 — затухание тракта на заданной частоте f_0 . На рис. 5.21, а показана характеристика *неравномерности затухания*, где $\pm \Delta A_{\text{max}}$ — допустимые значения амплитудно-частотных искажений.

Неравномерность группового времени прохождения количественно оценивается величиной $\Delta t_{\text{гвп}}(f) = t_{\text{гвп}}(f) - t_{\text{гвп min}}$. Характе-

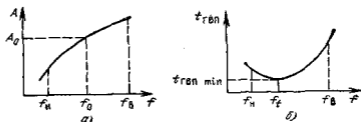


Рис. 5.20

рестика неравномерности группового времени прохождения показана на рис. 5.21, б, там же отмечена максимально допустимая величина неравномерности $\Delta t_{гр.г. max}$. Обе характеристики (рис. 5.21, а и б) соответствуют наличию в тракте линейных искажений, не превышающих допустимой величины.

Влияние линейных искажений на качество передачи различных информационных сигналов неодинаково. Так, при передаче сигналов подвижных и неподвижных изображений наличие АЧИ или ФЧИ изменяет форму передаваемого сигнала, что приводит к неправильному воспроизведению яркости в каждой отдельной точке рисунка (кадра). Это проявляется в снижении четкости принятого изображения, нарушении его контрастности, пропорций и т. д. В некоторых случаях наличие ФЧИ приводит к появлению негативного изображения. Оба вида линейных искажений влияют и на передачу дискретной информации, так как эти искажения определяют «размытие» отдельных импульсов передаваемого сигнала и их наложение друг на друга. Органы слуха человека не замечают изменений фаз отдельных спектральных составляющих звуковых сигналов. Поэтому при передаче речевой информации учитывают только АЧИ, которые по мере их увеличения сначала снижают натуральность речи, а затем и разборчивость. Фазо-частотные искажения оказывают влияние на сигналы музыкальных программ звукового вещания, так как могут изменять скорость нарастания громкости и, например, нарушать восприятие таких резких и коротких звуков, как удары барабана.

Воздействие АЧИ на групповые сигналы систем передачи с ЧРК проявляется в виде снижения защищенности от помех от-

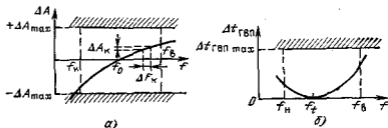


Рис. 5.21

дельных канальных сигналов, образующих данный групповой. Это объясняется тем, что канальный сигнал ΔF_k (рис. 5.21,а) занимает относительно малую часть спектра группового сигнала и, следовательно, величина неравномерности характеристики затухания отдельного канала (ΔA_k) будет много меньше неравномерности характеристики затухания группового тракта. Относительно же друг друга уровни удаленных канальных сигналов будут заметно изменены, и установка уровней всех каналов, равных номинальному, становится невозможной, а это, как будет показано далее, приводит к снижению помехозащищенности канальных сигналов. Воздействие ФЧИ на передачу групповых сигналов систем передачи с ЧРК положительно, так как они, оказывая влияние на закон сложения нелинейных помех, уменьшают их. Однако величину ФЧИ приходится ограничивать, так как групповые тракты систем передачи с ЧРК могут быть использованы для передачи таких сигналов, для которых ФЧИ должны быть возможно меньше, например сигналов дискретной информации, изображений и др.

Коррекция линейных искажений. Линейные искажения участка тракта можно устранить или существенно снизить с помощью корректирующих цепей. На рис. 5.22,а показана частотная характеристика затухания участка кабельной линии $A_n(f)$ с существенными АЧИ. Очевидно, что эти АЧИ можно устранить, если каскадно с этим участком включить четырехполюсник (рис. 5.22,б), называемый амплитудным корректором (АК). Частотная характеристика этого корректора должна быть такой, чтобы $A_n(f) + A_{AK}(f) = A_0 = \text{const}$, т. е. выполнялось условие неискаженной передачи (5.6). Аналогично устраняют и ФЧИ, включая при этом в тракт четырехполюсник, называемый фазовым корректором (ФК).

При подключении амплитудных корректоров может оказаться, что полученное частотно-независимое затухание A_0 будет отличаться от заданного значения A_T . В этом случае кроме корректора в тракт включают либо удлинитель, если $A_0 < A_T$, либо усилитель, если $A_0 > A_T$. Схема рис. 5.22,б соответствует случаю включения усилителя.

Амплитудно-частотные искажения, возникающие в линии, фильтрах и усилителях, принято называть *основными*. Искажения,

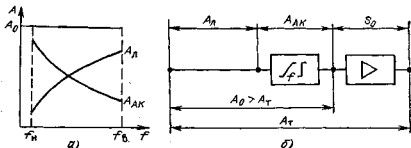


Рис. 5.22

возникающие в фильтрах, проявляются обычно в виде увеличения затухания на краях полосы пропускания и в процессе эксплуатации практически не изменяются. Такие искажения устраняются с помощью амплитудных корректоров с постоянными параметрами. Амплитудно-частотные искажения линии зависят от метеорологических условий, а усилителей — от напряжений источников питания и температуры окружающей среды. Эти искажения считаются переменными, и их коррекция осуществляется с помощью переменных амплитудных корректоров (ПАК), т. е. корректоров, частотные характеристики которых можно изменить в процессе эксплуатации. Для большинства ПАК эти изменения осуществляют с помощью устройств автоматического регулирования уровней.

Точность приближения частотных характеристик затухания корректоров к заданным конечна, так как число элементов конструкции корректоров по технико-экономическим соображениям ограничено и параметры отдельных элементов конструкции имеют производственный разброс. Таким образом, в результате использования АК и ПАК основные АЧИ устраняются не полностью. Оставшуюся часть искажений называют *искажениями из-за погрешности коррекции*. Те искажения, которые возникают из-за ограничения числа элементов корректоров, имеют для однотипных корректоров один и тот же знак и накапливаются вдоль тракта, складываясь по линейному закону, называются *регулярными* или *систематическими*. Искажения, возникающие из-за производственного разброса параметров элементов корректоров и других устройств тракта, а также из-за старения элементов, носят название *случайных*. Эти искажения накапливаются вдоль тракта по случайному закону.

Возникающие из-за погрешности коррекции АЧИ устраняются ПАК, которые называются *подчисточными*. В качестве этих корректоров используются переменные АК потому, что случайные АЧИ могут медленно изменяться во времени и, кроме того, при настройке тракта всегда требуется первоначальная установка требуемой характеристики затухания корректора, которая, как правило, известна лишь ориентировочно. Исследования показали, что в большинстве случаев подчисточные корректоры должны быть *локального* типа, т. е. их характеристики затухания должны существенно отличаться от нуля лишь в некоторых (локальных) областях частотного диапазона корректируемого тракта.

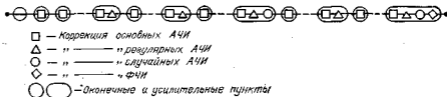
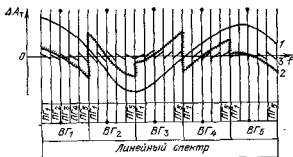


Рис. 5.23

Рис. 5.24



Фазо-частотные искажения, как уже отмечалось, могут несколько повышать помехозащищенность канальных сигналов, поэтому их коррекция, как правило, осуществляется в конце тракта.

Таким образом, структурная схема коррекции линейных искажений в тракте системы передачи с ЧРК имеет вид, показанный на рис. 5.23. На этом рисунке условно изображен тракт, по которому передача осуществляется слева направо, а коррекция — по мере возникновения искажений. Поэтому на передающем оконечном пункте (ОП) корректоры не устанавливаются; на всех остальных осуществляется коррекция основных АЧИ. По мере накопления погрешностей коррекции в тракт вводятся корректоры регулярных и случайных АЧИ; ФЧИ корректируются лишь на оконечном приемном ОП.

Принятая структура коррекции линейных искажений дополняется плоским регулированием по отдельным группам каналов, которое осуществляется на конце тракта. Это поясняется рис. 5.24, на котором изображена частотная характеристика неравномерности затухания тракта ΔA_T (кривая 1), имеющая место из-за несовершенства принятой системы коррекции, и показано разделение полосы частот тракта (линейный спектр) на вторичные (ВГ) и первичные (ПГ) группы каналов. Вначале осуществляют разделение линейного спектра на вторичные группы каналов и его частотно-независимое регулирование в каждой вторичной группе (кривая 2). Затем вторичные группы разделяют на первичные и в каждой осуществляют регулирование (кривая 3). Регулирование производится автоматически по точкам, находящимся примерно в середине соответствующей группы. Из рисунка видно, что в результате АЧИ тракта оказались существенно снижены.

5.5. ПОСТОЯННЫЕ И ПЕРЕМЕННЫЕ КОРРЕКТОРЫ

Корректоры линейных искажений конструктивно удобно размещать в оконечных и промежуточных пунктах, содержащих усилительное оборудование. Наиболее предпочтительно включать корректор в цепь общей обратной связи усилителя (рис. 5.25,а), так

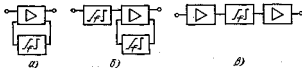


Рис. 5.25

как в этом случае не снижаются уровни сигнала ни на входе, ни на выходе усилителя и, следовательно, не снижается защищенность сигналов ни от собственных, ни от нелинейных помех усилителя. Кроме того, при включении корректора в цепь обратной связи не требуется согласования его входного и выходного сопротивлений с сопротивлениями внешних цепей, что позволяет, как будет показано ниже, существенно упростить его схему. Однако на параметры корректоров, включаемых в цепь обратной связи, накладывается ряд ограничений.

Во-первых, изменение затухания корректора как по частоте, так и в процессе регулирования не должно превышать разности между максимальной глубиной обратной связи, допустимой с точки зрения заданных запасов устойчивости усилителя, и глубиной обратной связи, при которой параметры усилителя (стабильность коэффициента усиления, нелинейные искажения и др.) еще удовлетворяют заданным требованиям. Обычно эту разность сделать в усилителях удается не более 10...15 дБ, что значительно меньше АЧИ, имеющих место на участках реальных линий.

Во-вторых, в цепь обратной связи нельзя включать фазовые корректоры и корректоры, в которых имеет место значительный фазовый сдвиг. Это требование вытекает из того, что запас устойчивости усилителя по фазе в принципе невелик даже в рабочем диапазоне частот. Поэтому наиболее часто используется комбинированная схема включения корректоров (рис. 5.25,б). Часть АЧИ корректируется корректором АК, включенным в цепь обратной связи усилителя, а часть — корректором АК на входе усилителя. Иногда на оконечных и обслуживаемых промежуточных пунктах включение корректора осуществляют между двумя усилителями (рис. 5.25,в). Такое включение позволяет корректировать АЧИ большой величины, обеспечивая относительно небольшое снижение помехозащищенности сигналов. Однако наличие нескольких усилителей вместо одного увеличивает расход мощности питания и снижает надежность системы. Этим и объясняется то, что такое включение корректора находит применение только на обслуживаемых пунктах, где легче осуществить контроль за состоянием оборудования и вполне допустимо некоторое увеличение мощности питания.

Постоянные амплитудные и фазовые корректоры обычно состоят из Т-образных перекрытых звеньев второго и третьего порядков, имеющих постоянное характеристическое сопротивление. Это позволяет при относительно небольшом количестве эле-

ментов обеспечить несложную методику заводской настройки корректоров и допускает ступенчатое изменение характеристик корректоров в процессе эксплуатации путем отключения части звеньев, а также замены некоторых элементов их конструкции.

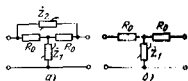


Рис. 5.26

Переменные амплитудные корректоры (ПАК) также можно выполнять в виде Т-образных перекрытых звеньев, в которых может осуществляться такое изменение Z_1 и Z_2 (рис. 5.26,а), при котором выполняется равенство $\sqrt{Z_1 Z_2} = R_0$. Эта схема обеспечивает независимое от частоты и изменения Z_1 характеристическое сопротивление R_0 и постоянную передачи по напряжению (в дБ), равную $\gamma = A + iB = 20 \lg |1 + Z_1/R_0| + i \arctg |x_1/(R_1 + R_0)|$, где $Z_1 = R_1 + ix_1$. При включении корректора в цепь обратной связи условием постоянства характеристического сопротивления можно пренебречь. Тогда его схему можно упростить, исключив из нее один из переменных двухполюсников, например, как это показано на рис. 5.26,б, двухполюсник Z_2 . Следует отметить, что даже в этом случае всегда можно обеспечить заданные малые изменения характеристического сопротивления за счет соответствующего увеличения частотно-независимой составляющей затухания данного корректора.

Частотные характеристики затухания переменных амплитудных корректоров основных АЧИ в большинстве случаев изменяют с помощью АРУ. Обычно в устройствах АРУ процесс регулирования завершается изменением сопротивления резистора, которое в рабочем диапазоне частот можно считать частотно-независимым. Таким образом, конструкция ПАВ должна обеспечивать частотно-зависимое изменение его характеристики затухания при изменении действительного сопротивления подключенного к нему резистора устройства АРУ. Преобразовать изменение действительного сопротивления $R_{н1}$ в изменение частотно-зависимого Z_1 можно с помощью схемы (рис. 5.27,а) с использованием АК с постоянным характеристическим сопротивлением R_0 . Входное сопротивление четырехполюсника Z_1 зависит от сопротивления нагрузки $R_{н1}$ тем сильнее, чем меньше его затухание. Если частотная характеристика затухания используемого АК будет иметь вид, по-

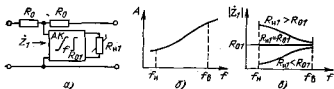


Рис. 5.27

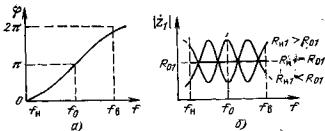


Рис. 5.28

казанный на рис. 5.27,б, то изменения модуля его входного сопротивления $|Z_1|$ при изменении активного сопротивления нагрузки будут иметь вид, как на рис. 5.27,в. Очевидно, что при этом изменение затухания ПАК будет частотно-зависимым.

Иногда вместо постоянного АК в ПАК подобного типа используют фазовые корректоры (ФК). На рис. 5.28,а в качестве примера показана фазовая характеристика ФК, а на рис. 5.28,б — частотная характеристика модуля его входного сопротивления $|Z_1|$ при различных значениях активного сопротивления нагрузки $R_{н1}$.

В общем случае Z_1 связано с $R_{н1}$ соотношением $(R_0 - Z_1)/(R_0 + Z_1) = [(R_0 - R_{н1})/(R_0 + R_{н1})]e^{-2\gamma}$, где R_0 — характеристическое сопротивление, а $\gamma = A_1 + iB_1$ — постоянная передачи данного АК.

Частотные характеристики АЧИ из-за погрешностей коррекции имеют произвольную форму (рис. 5.29,а). Синтез частотных характеристик затухания корректоров, предназначенных для устранения этих АЧИ, основывается на представлении частотной характеристики АЧИ в виде полупериода некоторой гипотетической функции переменной Ω с периодом $2(f_b - f_n)$ и последующем разложении ее в ряд Фурье с коэффициентами A_0, A_1, A_2, \dots (рис. 5.29,б, в). Очевидно, корректор может быть составлен из звеньев, аналогичных приведенному на рис. 5.27,а, где в качестве частотно-зависимых четырехполюсников используются ФК постоянного затухания, поскольку с их помощью можно получать частотные характеристики затухания, имеющие форму, близкую к косинусоидальной (рис. 5.28,б). Корректоры такого типа носят название

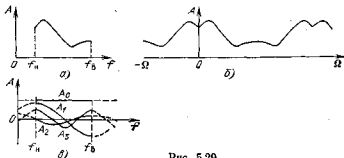


Рис. 5.29

косинусных. Существуют более сложные схемы так называемых *гармонических* корректоров, принцип действия которых заключается в подаче корректируемых сигналов на линию задержки с числом отводов, равным числу членов разложения, и последующем суммировании сигналов, полученных на том или ином отводе, с амплитудами, измененными определенным образом. Гармонические корректоры позволяют независимо синтезировать как частотную характеристику затухания, так и частотную характеристику группового времени прохождения, т. е. их можно использовать для независимой компенсации как АЧИ, так и ФЧИ.

5.6. ПРИНЦИП АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ УРОВНЕЙ

Коррекция переменных АЧИ в системах передачи с ЧРК осуществляется при помощи переменных амплитудных корректоров (ПАК), частотные характеристики затухания которых должны изменяться в процессе эксплуатации по мере сезонных изменений затухания линий, нестабильности напряжения питания и др. Поскольку количество ПАК в тракте велико и большая часть их размещается на необслуживаемых пунктах, эффективное управление ими возможно лишь методами автоматики.

Наиболее распространенным способом автоматического регулирования характеристики ПАК является способ регулирования по отклонению уровня контрольного (пилот) сигнала (П-АРУ). Схема этого способа приведена на рис. 5.30. В тракт системы совместно с групповым сигналом (Гр.С) вводится контрольный (пилот) сигнал с частотой $f_{кч}$ и уровнем $p_{кч}$. Подключение генератора контрольного сигнала (ГКС) осуществляется через развязывающее устройство (РУ), исключаяющее шунтирование Гр.С внутренним сопротивлением ГКС. На выходе усилительных пунктов за уровнями контрольного сигнала следят так называемые приемники контрольного канала (ПКК), и если из-за изменения затухания тракта эти уровни изменяются, то ПКК подают соответствующие сигналы на регуляторы (Р), управляющие переменными амплитудными корректорами (ПАК). На рис. 5.30 показано, что ПАК включены в цепь обратной связи линейных усилителей (ЛУс), однако их можно включать и на входе ЛУс. В любом

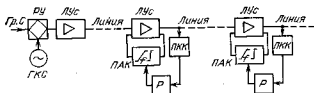


Рис. 5.30

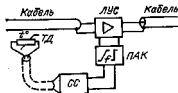


Рис. 5.31

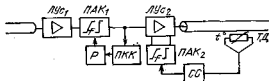
мают изменение температуры кабеля — основную причину изменения частотных характеристик его затухания. На рис. 5.31 показана структурная схема устройств АРУ такого типа (Т-АРУ), содержащая термодатчик (ТД), помещаемый в грунт на глубину закладки кабеля. Этот термодатчик является задающим элементом следящей системы (СС), которая в соответствии с изменением сопротивления термодатчика управляет параметрами ПАК, включенным в цепь обратной связи ЛУС. Как будет показано, устройства Т-АРУ существенно проще, надежнее и экономичнее устройств П-АРУ. Однако они имеют большие погрешности регулирования. Действительно, так как устройства П-АРУ компенсируют любые отклонения уровня контрольного сигнала, то каждое следующее устройство компенсирует не только изменения затухания на своем участке тракта, но и погрешность регулирования на предыдущем, т. е. в конечном счете отклонение остаточного затухания тракта определяется погрешностью последнего устройства П-АРУ. Устройства Т-АРУ действуют независимо, поэтому их погрешности накапливаются вдоль тракта и, кроме того, величины погрешностей одиночных устройств Т-АРУ обычно больше величин погрешностей одиночных устройств П-АРУ. Последнее определяется рядом причин. В частности, температура грунта вблизи термодатчика может значительно отличаться от температуры на трассе, а изменения затухания участка тракта могут происходить не только из-за изменения температура кабеля, но и из-за нестабильности коэффициента усиления линейного усилителя. Эти особенности Т-АРУ и П-АРУ не препятствуют их совместной работе. Большая часть усилительных пунктов содержит простые и надежные устройства Т-АРУ, а меньшая — более сложные устройства П-АРУ. Усилитель с П-АРУ включается после нескольких усилителей с Т-АРУ и компенсирует накапливающуюся в них погрешность.

В системах передачи на 3600 каналов и выше число усилительных пунктов на трассе становится очень большим, так как длины усилительных участков небольшие: в К-3600 — 3 км, а в К-10800 — 1,5 км. Это обстоятельство заставляет упрощать по возможности схемы промежуточных пунктов, поэтому большинство из них вообще не содержит устройств АРУ. Возрастающие при этом сезонные отклонения диаграммы уровней уменьшают, применяя принцип предрегулирования. На рис. 5.32 показана упрощенная структурная схема регулирующего промежуточного уси-

случае одиночные устройства П-АРУ всегда образуют свою замкнутую петлю регулирования.

Помимо регулирования по отклонению, в аппаратуре многоканальных систем передачи широко используется другой принцип АРУ — по возмущению. За возмущающий фактор обычно принима-

Рис. 5.32



лителя аппаратуры К-3600, где ТД, СС, ПАК₂ и ЛУС₂ образуют устройство Т-АРУ. Это устройство настроено так, что оно компенсирует температурные изменения затухания на первой половине последующего участка тракта, т. е. осуществляет предрегулирование. Регулятор Р, ПКК и ПАК₁ образуют устройство П-АРУ, компенсирующее изменение затухания второй половины предыдущего участка и погрешности предрегулирования первой половины предыдущего участка, т. е. осуществляет послерегулирование. На рис. 5.33 приведены графики Δp -отклонения диаграммы уровней на участке линейного тракта системы передачи К-3600, когда регулируемые усилители устанавливаются после четырех нерегулируемых. Сплошной линией показаны графики сезонного отклонения диаграммы уровней при использовании как пред-, так и послерегулирования, штриховой — сезонные отклонения диаграммы уровней при использовании только принципа послерегулирования. Из сравнения графиков видно, что применение предрегулирования выравнивает отклонения диаграммы уровней вдоль тракта, снижая максимальные значения отклонений в 2 раза. Штрихпунктирная линия соответствует сезонным отклонениям диаграммы уровней при наличии устройств АРУ в каждом усилительном пункте (при применении послерегулирования).

В системах передачи широкое распространение получили также многочастотные устройства АРУ, которые осуществляют процесс регулирования в соответствии с изменениями уровней нескольких контрольных сигналов, размещенных в различных участках рабочего диапазона частот тракта. Необходимость использования многочастотной АРУ обусловлена сложной зависимостью частотной характеристики затухания линии передачи от температуры или наличием нескольких причин изменения частотной характеристики тракта. Например, на рис. 5.34,а приведены частотные характеристики затухания участка симметричного кабеля при

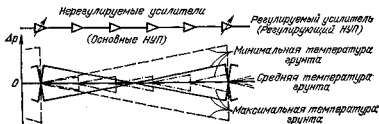


Рис. 5.33

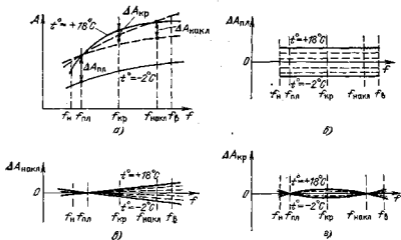


Рис. 5.34

различной температуре. Изменения частотной характеристики можно представить в виде изменения трех составляющих: плоской, наклонной и криволинейной (рис. 5.34,б—г). Очевидно, если выполнить три устройства АРУ с соответствующими переменными амплитудными корректорами, управляемыми соответственно контрольными сигналами с частотами $f_{пл}$, $f_{накл}$ и $f_{кр}$, то будет возможна компенсация изменений характеристики с достаточно высокой точностью. Недостатком такого многочастотного устройства АРУ является взаимное влияние регуляторов друг на друга и, как следствие, ухудшение динамики регулирования. Для уменьшения этого влияния частоты контрольных сигналов стремятся выбрать так, чтобы изменение затухания одного ПАК по возможности не влияло на уровень контрольного сигнала, управляющего другим ПАК. Сделать это трудно. В большинстве современных систем передачи основная часть устройств П-АРУ выполняется одночастотными и лишь на обслуживаемых усилительных пунктах устанавливается еще один или два регулятора, управляемые дополнительными контрольными сигналами. Эти регуляторы предназначены для компенсации погрешности регулирования основной части устройств. Обычно частота основного контрольного сигнала выбирается в верхней части рабочего диапазона тракта, а дополнительных — в нижней и средней частях.

На станциях, где оканчиваются первичные, вторичные и третичные сетевые тракты, имеются устройства АРУ, соответствующие группам каналов и осуществляющие частотно-независимое регулирование остаточного затухания (см. рис. 5.24). Характерной особенностью устройств АРУ первичных и вторичных групп является то, что каждая группа каналов снабжается лишь регулятором, а ПСК является общим для нескольких однотипных

групп и подключается к регуляторам с помощью автоматического коммутатора, работающего по определенной циклической программе.

5.7. УСТРОЙСТВА И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМЫ АРУ

Устройства АРУ, управляемые контрольным сигналом (П—АРУ), по принципу действия можно разделить на две большие группы: статические и астатические. На рис. 5.35,а приведена структурная схема статического устройства П-АРУ. Контрольный сигнал с напряжением $U_{КЧ\text{ вых}}$ выделяется на выходе линейного усилителя ЛУс полосовым фильтром ПФ, усиливается услителем УсКЧ и поступает на детектор Д, который выделяет огибающую контрольной частоты с напряжением $U_{ОКЧ}$, пропорциональным $U_{КЧ\text{ вых}}$. Напряжение $U_{ОКЧ}$ сравнивается с эталонным $U_{эт}$ в схеме сравнения, выполненной на операционном усилителе ОУ. Заметим, что совокупность элементов, выполняющих функции, аналогичные функции ПФ, УсКЧ, Д, ОУ и источника эталонного напряжения, обычно называется приемником контрольного канала (ПКК). Разностный сигнал ($U_{ОКЧ} - U_{эт}$) вызывает изменение выходного тока усилителя постоянного тока (УПТ) и, следовательно, изменение температуры терморезистора (Т), который является регулируемым элементом переменного амплитудного корректора (ПАК), включенного в цепь обратной связи ЛУс. Совокупность узлов, выполняющих функции, аналогичные функциям УПТ и Т; будем в дальнейшем называть регулятором (Р), а совокупность ПАК и ЛУс — регулируемым объектом (РО). Взаимные изменения сигналов в петле регулирования выбраны так, что отклонение $U_{КЧ\text{ вых}}$ от номинального в процессе регулирования уменьшается.

В данном устройстве П-АРУ имеет место пропорциональное изменение сопротивления рабочего тела термистора при изменении отклонения разности напряжения ($U_{ОКЧ} - U_{эт}$) на входе регулятора. Из теории систем автоматического регулирования известно, что устройства с пропорциональным регулированием умень-

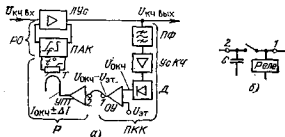


Рис. 5.35

шают первоначальное отклонение уровня контрольной частоты $\Delta U_{кч}$ в $F = |1 - K_n|$ раз, где K_n — коэффициент передачи по петле регулирования.

Таким образом, для этих устройств характерна принципиально неустранимая статическая (определенная в установившемся режиме) погрешность регулирования $\Delta U_{кч с} = \Delta U_{кч} / F$. По этой типичной погрешности подобные устройства П-АРУ носят название статических. Максимальная величина статической погрешности в реальных устройствах обычно не превышает ± 1 дБ.

В устройствах астатического типа применяются интегральные регуляторы, т. е. такие, выходной сигнал в которых пропорционален интегралу входного сигнала во времени. Типичным интегральным регулятором является регулятор, содержащий магнитоэлектрическое регулирующее устройство (МРУ). При номинальном значении напряжения $U_{окч}$ (рис. 5.36), поступающего от ПКК, подвижная катушка индуктивности (ПИ) находится в некотором положении. При изменении, например увеличении $U_{окч}$, ПИ начинает перемещаться вверх, преодолевая силу тяжести, которая является эталоном. Это перемещение происходит медленно, так как полость МРУ заполнена вязкой жидкостью. С катушкой ПИ жестко связан магнитный элемент, помещенный в магнитном зазоре датчика индуктивности ДИ таким образом, что перемещение ПИ вверх приводит к уменьшению магнитного зазора и, следовательно, увеличению индуктивности датчика ДИ. В свою очередь, это вызывает уменьшение переменного тока подогрева термистора Т и увеличение сопротивления его рабочего тела и величины обратной связи усилителя ЛУС. Усиление усилителя ЛУС уменьшается, что приводит к снижению первоначального отклонения напряжения контрольного сигнала от номинального.

В отличие от статической системы здесь процесс регулирования происходит до полной компенсации начального отклонения, поскольку усилия, уравнивающие подвижную систему в новом положении, такие же, как и в исходном. Очевидно также, что любое положение подвижной системы является результатом всех предыдущих отклонений напряжения контрольного сигнала от номинального и соответствующих им перемещений этой систе-

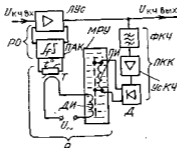


Рис. 5.36



Рис. 5.37

мы, т. е. пропорционально интегралу отклонений контрольного сигнала во времени. Поэтому такие регуляторы называются интегральными.

Для реальных устройств регуляторов интегрального типа характерна так называемая зона нечувствительности, т. е. начало их работы обеспечивается подачей конечного напряжения управляющего сигнала. Зона нечувствительности регулятора определяет величину погрешности регулирования астатического устройства АРУ, которая не зависит в отличие от статической погрешности, от величины начального отклонения напряжения контрольного сигнала и определяется исключительно конструкцией регулятора. В современных астатических устройствах АРУ величина погрешности из-за наличия зоны нечувствительности не превышает $\pm 0,7$ дБ.

В устройствах АРУ находят также применение интегральный регулятор, называемый мемистором, действия которого основаны на электрохимических процессах. Его схематическое устройство показано на рис. 5.37. Он представляет собой баллон, заполненный раствором соли металла, из которого изготовлен управляющий электрод (У). В баллон помещен также проводник (Р—Р), выполненный из платины, который является управляемым сопротивлением ПАК. Управляющий сигнал с выхода ПКК ($U_{\text{окч}} - U_{\text{ст}}$) той или иной полярности прикладывается между электродом и проводником. В зависимости от направления управляющего тока сечение проводника изменяется за счет электрохимического отложения на нем или снятия слоя металла, из которого выполнен электрод. Это изменяет сопротивление проводника и соответственно частотную характеристику затухания ПАК.

Устройства Т-АРУ значительно проще устройств П-АРУ (см. рис. 5.31). В некоторых случаях датчик температуры грунта, представляющий собой терморезистор, может непосредственно играть роль управляющего элемента ПАК. Следящая система используется в тех случаях, когда терморезистор необходимо вынести из помещения усилительного пункта на несколько десятков метров и есть опасность его шунтирования в рабочем диапазоне частот усилителя емкостным сопротивлением пары соединительного кабеля. Следящая система (рис. 5.38) обеспечивает обтекание термодатчика практически постоянным током (выходным током магнитного усилителя МУс) и с помощью дросселя (Др) исключает шунтирование терморезистора R_T элементами следящей системы. Конденсатор С исключает попадание постоянного тока в схему линейного усилителя.

Следящая система представляет собой самобалансирующийся мост (пассивную цепь обратной связи), между диагоналями которого включен магнитный усилитель МУс. Если выполняется соотношение $R_T/R_{\text{ТД}} = R_1/R_2$, мост будет сбалансирован и напряжение, поступающее с выхода МУс в диагональ АВ, на вход усилителя, включенного в диагональ БГ, не подается. При повышении температуры грунта сопротивление термодатчика $R_{\text{ТД}}$ уменьша-

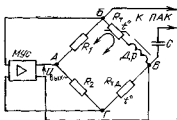


Рис. 5.38

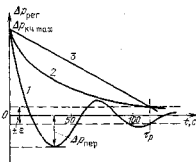


Рис. 5.39

ется, мост разбалансируется и в диагонали БГ моста появляется напряжение, пропорциональное величине ошибки. Последнее усиливается усилителем МУС, что приводит к увеличению тока через терморезистор R_1 , повышению его температуры и, следовательно, снижению его сопротивления. Изменение выходного напряжения на термодатчик не влияет, так как активные сопротивления плеч моста выбирают удовлетворяющими соотношению $R_2 \gg R_1$. Таким образом, мост балансируется, что соответствует изменению R_T пропорционально изменению $R_{ТД}$ и, следовательно, осуществлению соответствующего управления ПАК. Точность балансировки моста пропорциональна усилению МУС и может быть очень высокой. Однако, как уже отмечалось, погрешность регулирования устройств Т-АРУ относительно велика, так как определяется не только точностью работы следящей системы, но и температурной зависимостью сопротивления конкретных датчиков и термисторов, разницей температур участков кабеля и термодатчика и т. д.

В большинстве случаев несколько (а иногда и несколько десятков) одиночных устройств П-АРУ тракта управляются одним и тем же контрольным сигналом, т. е. образуют цепь АРУ. Очевидно, что отклонение уровня контрольного сигнала от номинального значения на входе цепи АРУ воздействует на все устройства АРУ практически одновременно, вызывая в них процессы регулирования, которые продолжают до тех пор, пока на выходе всех устройств не установятся уровни контрольного сигнала, близкие к номинальным. Очевидно также, что уровень контрольного сигнала на выходе каждого устройства изменяется не только в результате процесса регулирования в данном устройстве, но и из-за процессов регулирования во всех предыдущих устройствах. Поэтому переходной процесс в конце цепи АРУ представляет собой очень сложную картину и может иметь колебательный характер.

На рис 5.39 показаны переходные процессы установления уровня контрольного сигнала на выходе цепи П-АРУ ($\Delta p_{пер}$) при его скачкообразном изменении на входе цепи в момент $t=0$ на величину $\Delta p_{кч\ max}$, имеющие колебательный (кривая 1), аperiodиче-

жкий (кривая 2) и прямолинейный (кривая 3) характер. Оптимальным считается переходной процесс, форма которого приближается к экспоненте (кривая 2 на рис. 5.39). При этом процессе наиболее быстро происходит компенсация больших отклонений уровня контрольного сигнала, а следовательно, и больших отклонений затуханий трактов от номинальных величин.

Переходной процесс, носящий колебательный характер, характеризуется величиной перерегулирования $\Delta r_{\text{пер}}$ — максимальным отклонением выходного уровня от установившегося значения $\rho_{\text{окч}}$. На рис. 5.39 это значение принято равным нулю. В любых случаях величина перерегулирования должна быть меньше начального отклонения, т. е. $\Delta r_{\text{пер}} < \Delta r_{\text{кч max}}$.

Другим важным параметром переходного процесса является время регулирования τ_r , время от начала процесса до момента, после которого отклонение $\Delta r_{\text{кч}}$ от $\rho_{\text{окч}}$ не превысит некоторой достаточно малой величины ϵ . Обычно принимают $\epsilon = 0,05 \rho_{\text{окч}}$. Время регулирования не превышает нескольких минут или нескольких десятков минут.

В устройствах П-АРУ должна предусматриваться возможность их блокирования, т. е. фиксации положения регуляторов при резком снижении или пропадании контрольного сигнала. В противном случае случайное выключение контрольного сигнала приведет к предельному снижению остаточного затухания тракта и, как следствие, к резкому возрастанию помех в тракте и в трактах систем передачи, работающих на параллельных цепях. Блокирование регуляторов осуществляется специально предусматриваемыми устройствами. Например, в устройствах статического типа в настоящее время используется схема из реле с замкнутым контактом в нормальном состоянии, включаемым между точками 1—2 (см. рис. 5.35,б) и конденсатором, который подключается параллельно высокоомному входу УПТ. В обмотку реле подается ток, пропорциональный напряжению контрольного сигнала $U_{\text{кч вых}}$. Если контрольный сигнал уменьшается, контакт реле размыкается и на выходе УПТ ток будет определяться напряжением, которое зафиксировано на конденсаторе. При использовании во входном каскаде УПТ полевого транзистора достаточно просто обеспечить необходимо малое изменение напряжения на конденсаторе в течение нескольких часов, т. е. на время, существенно превышающее время восстановления контрольного сигнала.

В устройствах с магнитоэлектрическими регуляторами блокирование осуществляется фиксацией подвижной системы с помощью специального электромагнита, ток в обмотку которого подается через нормально разомкнутый контакт реле, управляемое, как и в предыдущем случае, напряжением контрольного сигнала.

В заключение заметим, что все рассмотренные устройства АРУ являются аналоговыми, осуществляющими непрерывное преобразование возмущения или отклонения контролируемого сигнала или параметра в воздействие на объект управления, например, в изменение тока подогрева термистора, включенного в ПАК.

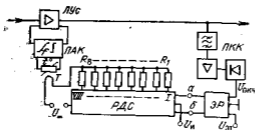


Рис. 5.40

Иногда ввиду конструктивных особенностей собственно регулирующего устройства или недостаточной чувствительности в петлю регулирования вводят дифференциальное реле. Если при этом используют регулятор непрерывного действия, устройство АРУ называют релейным. В настоящее время начинают получать распространение устройства АРУ релейно-импульсного типа, т. е. такие, в цепь регулирования которых введено дифференциальное реле и применен регулятор импульсного (дискретного) типа. На рис. 5.40 показана одна из схем устройств АРУ релейно-импульсного типа. На входы электронного реле (ЭР) поступают напряжения от ПЭК ($U_{окч}$) и эталонное ($U_{ст}$). Если $U_{окч} = U_{ст}$, то напряжение на выходах ЭР отсутствует. Оно будет появляться на выходе б или а, если $U_{окч}$ становится соответственно больше или меньше $U_{ст}$ на небольшую величину ϵ , характеризующую зону нечувствительности ЭР. Выходы ЭР подключены к 8-разрядному реверсивному двоичному счетчику РДС импульсной последовательности $U_{и}$. Выходы счетчика включены в цепь подогрева термистора Т. Сопротивления резисторов R_1-R_8 выбираются существенно больше сопротивления подогрева термистора и отвечают соотношению $R_i = R_0/2^{i-1}$, где i — номер разряда счетчика.

Если $U_{окч}$ отличается от $U_{ст}$, счетчик приходит в действие и осуществляет последовательное переключение комбинаций резисторов $R_1 \dots R_8$ и, следовательно, ступенчатое изменение тока подогрева термистора. Это будет продолжаться до тех пор, пока на выходе ПЭК не установится номинальное напряжение $U_{окч}$. Тогда ЭР займет нейтральное положение, а счетчик остановится, поддерживая необходимый ток подогрева термистора. Восемьразрядный РДС позволяет получить изменение тока подогрева от I_1 до $2^8 \cdot I_1 = 256I_1$ ступенями, равными I_1 , что обеспечивает практически плавное изменение усиления регулируемого усилителя ЛУс. Очевидно, что регулятор данного типа является интегральным. Применение ЭР и РДС делает возможным его выполнение на интегральных микросхемах, что позволяет обеспечить весьма высокие его технико-экономические показатели.

5.8. ПОМЕХИ В ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТАХ ПРОВОДНЫХ И РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Классификация помех. Помехи, т. е. различные случайные воздействия на сигналы, являются важнейшим фактором, влияющим на качество передачи сообщений. Помехи принято разделять на *аддитивные*, обусловленные возникновением в каналах и трактах случайных ЭДС, и *мультипликативные*, представляющие собой случайные изменения коэффициента передачи каналов и трактов. В каналах и трактах систем передачи с ЧРК главную роль играют аддитивные помехи, которые вызываются как внешними, так и внутренними источниками. Внешними источниками являются природные явления (атмосферные электрические разряды, магнитные бури, космическое излучение), промышленные установки (электросварочные и рентгеновские аппараты и др.), линии электропередачи, радиостанции и системы передачи, работающие по параллельным физическим цепям. В технике электросвязи эти помехи принято называть *линейными*.

Внутренними источниками являются флуктуации токов, обусловленные тепловыми процессами и процессами переноса носителей зарядов в проводниках, резисторах, электронных приборах и т. д. Помехи от этих источников часто называют *собственными*. Кроме того, внутренние помехи возникают в результате нелинейных искажений в групповых трактах при передаче амплитудно-модулированных сигналов. Эти помехи называют *нелинейными*. Нелинейные искажения обуславливают также мультипликативные помехи, наблюдаемые в системах передачи с ЧРК, которые проявляются в виде кратковременных прерываний связи.

В каналах и трактах систем передачи с ЧРК большинство помех носит флуктуационный характер, т. е. представляет собой последовательность разнообразных импульсов, сливающихся в непрерывный процесс. Такие помехи имеют спектр, сравнимый или превышающий по ширине спектр передаваемых сигналов. При приеме звуковых сигналов флуктуационные помехи воспринимаются обычно как посторонний шум, однако в некоторых случаях они прослушиваются как посторонний речевой или музыкальный сигнал, отвлекающий внимание абонентов и приводящий к нарушению секретности связи. Такая помеха называется *совпадающей* или *внятной переходной помехой*. Ее появление крайне нежелательно. Помимо флуктуационных имеют место также импульсные и сосредоточенные (селективные) помехи. *Импульсные помехи* имеют характер кратковременных импульсов, разделенных промежутками времени, за которые вызванные ими переходные процессы практически прекращаются. Следует заметить, что импульсные помехи особенно сильно влияют на передачу сигналов дискретной информации, вызывая появление ошибок. *Сосредоточенные помехи* близки к синусоидальным сигналам и особенно силь-

но воздействуют на сигналы передачи изображений, вызывая обычно появление чередующихся полос различной яркости.

Оценка помех. Помехи оценивают на приемном конце канала или тракта с помощью помехозащищенности $A_3 = 10 \lg (P_c / P_{п.ср})$, где P_c — номинальная мощность сигнала на приеме, $P_{п.ср}$ — средняя мощность помехи в той же точке. Средняя мощность помехи определяется прибором с квадратичным детектированием и временем интеграции порядка 0,2 с и более. Так как величина помехи может изменяться во времени, то за $P_{п.ср}$ принимают среднюю величину результатов нескольких десятков измерений, выполняемых периодически в течение одного часа или одной минуты (средне-часовая или среднeminутная мощность помехи). Если номинальная мощность сигнала на приемном конце тракта $P_c = 1$ мВт (точка нулевого относительного уровня — ТНОУ), то помеху можно оценивать и нормировать по величине ее средней мощности в ТНОУ $p_{п.ср0}$ (пВт0) или уровня помехи в ТНОУ $p_{п0}$ (дБм0), причем $p_{п0} = 10 \lg (P_{п.ср0} \text{ пВт} / 10^9 \text{ пВт})$.

Спектральная плотность флуктуационной помехи примерно одинакова во всем рабочем диапазоне частот канала или тракта, однако различные ее частотные составляющие по-разному воздействуют на качество передачи информации. Например, чувствительность человеческого слуха имеет ярко выраженную частотную зависимость. Она имеет максимум для спектральных составляющих, близких к 1 кГц, а затем быстро снижается. Поэтому в каналах, предназначенных для передачи телефонных сигналов и сигналов звукового вещания, среднюю мощность помехи измеряют псофометром — прибором, на входе которого включен «взвешивающий контур». Этот контур представляет собой амплитудный корректор, частотная характеристика затухания которого имитирует чувствительность системы «телефонный аппарат — слух человека». На рис. 5.41,а приведена частотная характеристика чувствительности псофометра, рекомендованная МККТТ в 1964 г. На рис. 5.41,б приведена рекомендованная МККТТ и МКР частотная характеристика прибора, измеряющего «взвешенную помеху» в канале передачи телевизионного вещания.

Из рис. 5.41,а видно, что низко- и высокочастотные составляющие ослабляются, поэтому псофометрическая средняя мощность

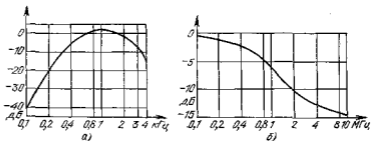


Рис. 5.41

(пВт псоф) помехи с равномерной спектральной плотностью, измеренная в канале тональной частоты, ниже средней мощности в 1,77 раза.

Физические причины возникновения селективных помех обычно известны. Например, ими могут быть недостаточно подавленные сигналы несущих частот. Это позволяет точно определить частоты, на которых следует измерять селективные помехи в тех или иных каналах или трактах. Одновременно нормируется и величина эффективного напряжения, которое не должно превышать каждой селективной помехой в данном канале или тракте.

Посторонние импульсные ЭДС в каналах и трактах считаются помехами, если их длительность составляет 100 мкс и более, а уровни превышают некоторые установленные значения, существенно большие допустимого уровня флуктуационных помех, но ниже относительного измерительного уровня сигнала. В частности, в каналах ТЧ эти уровни установлены на 12, 16 и 22 дБ ниже относительного измерительного уровня сигнала. Относительное время существования импульсных помех, определенных с учетом этих установленных уровней, не должно превышать в час наибольшей нагрузки некоторой достаточно малой величины, которая определяется допустимой нормой.

Мультипликативные помехи, как уже упоминалось, появляются в виде кратковременных перерывов связи, которыми считаются снижения остаточного усиления (затухания) в каналах или трактах на 18 дБ по сравнению с номинальным. По продолжительности кратковременным перерывом считается перерыв не более 300 мс. Для этих помех так же, как и для импульсных, нормируется величина относительного времени действия в час наибольшей нагрузки, которое сравнимо с величиной относительного времени действия импульсных помех.

Уровень внятных переходных помех за время наблюдения может меняться в очень широких пределах. Поэтому допустимое воздействие внятных переходных помех определяется посредством переходного затухания $A_{п.п} = 20 \lg(U_c/U_{п.п})$, где U_c — напряжение измерительного сигнала, подаваемого во влияющий канал или тракт, а $U_{п.п}$ — напряжение переходной помехи, вызванной измерительным сигналом в канале или тракте, подверженном влиянию.

Собственные помехи. В системах передачи собственными помехами называют флуктуации токов, обусловленные тепловыми процессами и процессами переноса носителей зарядов в каждом из многочисленных элементов того или иного канала или тракта. Учет собственных помех в проводных системах передачи осуществляется следующим образом. Известно, что эффективное напряжение собственной помехи $U_{с.п.эфф}$ (В) на концах пассивного проводника сопротивлением R (Ом) может быть приближенно определено по следующей формуле:

$$U_{с.п.эфф} = \sqrt{4kT \Delta f R}, \quad (5.8)$$

где k — постоянная Больцмана; T — температура проводника, К; Δf — полоса частот, Гц. Выражение (5.8) не учитывает квантовых явлений и увеличения сопротивления проводника с частотой, что для инженерных расчетов является несущественным.

Если входное сопротивление промежуточного или оконечного пункта проводной системы передачи (ПСП) равно $R_{вх}$, то устройство с внутренним сопротивлением $R_{и}$, включенное на вход усилительного пункта (например, линия передачи), создает напряженные помехи

$$U_{с.п.и.вх} = \frac{\sqrt{4kT\Delta f R_{и} R_{вх}}}{R_{и} + R_{вх}}$$

Так как входное сопротивление пункта ПСП обычно согласуется с сопротивлениями источников сигнала, т. е. приблизительно выполняется равенство $R_{и} \approx R_{вх} \approx R$, то мощность помехи, обусловленная источником сигнала на входном сопротивлении станции, будет $P_{с.п.и.вх} = U_{с.п.и.вх}^2 / R = kT\Delta f$, а на выходе $P_{с.п.и.вх} = P_{с.п.и.вх} K_M$, где K_M — коэффициент усиления усилительного пункта по мощности. Однако внутри усилительного пункта имеется множество элементов, каждый из которых также создает собственные помехи. Поэтому мощность помехи на выходе станции будет $P_{с.п.вх} > P_{с.п.и.вх}$ или $P_{с.п.вх} = \frac{P_{с.п.и.вх}}{K_M} > P_{с.п.и.вх}$. Обычно

$P_{с.п.вх}$, которая называется мощностью собственных помех, приведенной ко входу, рассчитывается для данного типа усилительного пункта в процессе его разработки и проверяется экспериментально.

Мощность собственной помехи, приведенная ко входу усилительного пункта, может быть определена как $P_{с.п.вх} = P_{с.п.и.вх} D_{с.п.п}$ или уровень $p_{с.п.вх} = 10 \lg P_{с.п.и.вх} + 10 \lg D_{с.п.п}$. Величина $d_{с.п.п} = 10 \lg D_{с.п.п} = 10 \lg (P_{с.п.и.вх} / P_{с.п.и.вх})$ называется коэффициентом собственной помехи. Для усилительных пунктов современных ПСП $d_{с.п.п} = 2 \dots 10$ и $d_{с.п.п} = 3 \dots 10$ дБ. Для канала с шириной полосы частот $\Delta f = 3100$ кГц при $T = 293$ К ($+20^\circ$ С) $P_{с.п.и.вх} = 1,254 \cdot 10^{-14}$ мВт или $p_{с.п.и.вх} = -139$ дБ, тогда $p_{с.п.вх} = -139 + d_{с.п.п} = -(129 \dots 136)$ дБ.

Если уровень приема полезного сигнала на входе усилительного пункта ПСП равен $r_{пр.с}$, то защищенность от собственной помехи на входе будет $A_{з.с.п} = r_{пр.с} - p_{с.п.вх}$. Со входа данного усилительного пункта собственная помеха поступает на выход канала (тракта), претерпевая те же затухания и усиления, что и полезный сигнал. Следовательно, защищенность от этой помехи на выходе канала останется такой же, как и на входе рассматриваемого усилительного пункта. Если в канале (тракте) имеется несколько усилительных пунктов, то на его выходе собственные помехи от различных пунктов сложатся, т. е. будет иметь место накопление помехи. Учитывая, что собственные помехи являются случайными процессами, сложение их будет происходить по мощности. Если уровень собственной помехи i -го усилительного пункта на выходе канала в ТНОУ будет равен $p_{с.п.(i)} = 0 - A_{з.с.п. i} = p_{с.п.вх} i -$

— $p_{p.c.i}$, а мощность $P_{c.n(0)i} = 1 \cdot 10^{-0.1 A_{a.c.n.i}}$, то мощность собственной помехи в ТНОУ на выходе канала (мВт), имеющего n усилительных пунктов,

$$P_{c.n(0)} = 1 \sum_{i=1}^n 10^{-0.1 A_{a.c.n.i}}. \quad (5.9)$$

Если усилительные участки одинаковы, а промежуточные усилительные и оконечный приемный пункты имеют одинаковые уровни собственных помех, приведенных ко входу, то $P_{c.n(0)} = n \cdot 10^{-0.1 A_{a.c.n}}$.

В усилительных пунктах ПСП уровень собственной помехи, приведенной ко входу, практически одинаков для всех участков рабочего спектра частот. Но так как затухание проводных линий нарастает примерно пропорционально корню квадратному от частоты, то уровни приема $p_{пр}$ каналов оказываются различными в зависимости от места, занимаемого каналом в линейном спектре частот. Это приводит к тому, что защищенность от собственных помех в каналах, расположенных в верхней части линейного спектра, оказывается заметно меньше защищенности каналов, расположенных в нижней части. С целью выравнивания защищенности используется предискажение уровней передачи, т. е. в линейном тракте осуществляется повышение уровней передачи в верхних каналах и снижение в нижних. Это достигается включением на передающем конце линейного тракта частотно-зависимого четырехполюсника (предискажающего контура). На приемном конце с целью сохранения одинакового остаточного затухания во всех каналах внесенные предискажения устраняются включением четырехполюсника, имеющего амплитудно-частотную характеристику коэффициента передачи, обратную характеристике предискажающего контура. Форма оптимальной частотной характеристики предискажающего контура очень сложная и зависит от ряда факторов и в первую очередь от усредненной частотной характеристики затухания усилительных участков. С целью упрощения контура в настоящее время принимают прямолинейную характеристику предискажения (уровни передачи возрастают пропорционально средним частотам каналов). Необходимо иметь в виду, что введение предискажения не должно изменять среднюю мощность группового сигнала.

В каналах и трактах, образованных посредством РРСП с частотной модуляцией, собственные помехи создаются в основном в линейных трактах приемника и оцениваются следующим образом. Полагают, что приемник радиорелейной станции не имеет источников собственных помех, но на его вход вместо антенно-фидерного тракта включен согласованный со входом эквивалентный генератор неискаженного и немодулированного сигнала $u_c = U_c \cos \omega_c t$, внутреннее сопротивление которого создает на входном сопротивлении идеализированного приемника мощность помехи $P_{c.l.n.vx} = k T \Delta f_{пр}$, где $\Delta f_{пр}$ — эффективная полоса пропускания линейного тракта приемника. Как и в ПСП, помехи от внут-

ренных источников приемника учитываются с помощью коэффициента собственной помехи $d_{с.п.}$. Тогда можно считать, что во входной цепи реального приемника РРСП действует собственная помеха мощностью $P_{с.п.вх} = d_{с.п.} k T \Delta f_{пр}$. (Иногда вместо коэффициента собственной помехи используют величину так называемой эквивалентной температуры шумов $T_s = T d_{с.п.}$.) Следовательно, собственная помеха имеет практически равномерную спектральную плотность $G_{с.п.вх} = P_{с.п.вх} / \Delta f_{пр} = k T d_{с.п.}$.

Отдельная составляющая помехи в бесконечно узкой полосе частот Δf , отстоящая от центральной частоты f_0 линейного тракта приемника на расстояние f_N (рис. 5.42,а), может быть представлена в виде вектора с модулем $dU_{с.п.вх} = \sqrt{G_{с.п.вх} \Delta f}$ и вероятной фазой $\Delta\varphi_{с.п.вх}$. Складываясь с вектором полезного сигнала (рис. 5.42,б), составляющая собственной помехи вызывает паразитную угловую и амплитудную модуляцию. Паразитная амплитудная модуляция устраняется амплитудным ограничителем, который всегда устанавливается на выходе линейного тракта приемника, а паразитная угловая воспринимается частотным детектором и проявляется на выходе приемника в виде собственной помехи. Поскольку на входе приемника РРСП полезный сигнал всегда значительно выше помехи, индекс паразитной фазовой модуляции будет равен $\Delta\varphi_0 = dU_{с.п.вх} / U_{с.вх}$. Индекс паразитной частотной модуляции сигнала от одной составляющей помехи может быть найден с помощью известного из теории передачи сигналов соотношения $\Delta f_0 = \Delta\varphi_0 / f_N$. С учетом ранее приведенных соотношений для $dU_{с.п.вх}$ и $\Delta\varphi_0$

$$\Delta f_0 = \frac{\sqrt{G_{с.п.вх} \Delta f} f_N}{u_{с.вх}}$$

С учетом этого спектральная плотность помехи на выходе частотного детектора будет

$$G_{с.п.вых} = 2A_{пр} \frac{(\Delta f_0)^2}{\Delta f} = \frac{2A_{пр} G_{с.п.вх} f_N^2}{u_{с.вх}^2}$$

где $A_{пр}$ — коэффициент пропорциональности, учитывающий значение коэффициента усиления (затухания) приемника от входа линейного тракта до входа тракта исходного группового сигнала. Если полоса частот, занимаемая отдельным каналом в исходном групповом сигнале, равна ΔF_k , что существенно меньше ширины

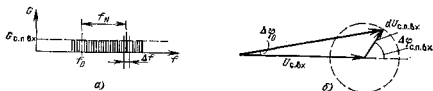


Рис. 5.42

спектра исходного группового сигнала, то мощность собственных помех, приходящаяся на один канал,

$$P_{с.п.н} = G_{с.п.внх} \Delta F_n.$$

Мощность полезного сигнала на выходе приемника, приходящаяся на один канал, пропорциональна квадрату индекса модуляции Δf_k , т. е. $P_{с.к} = 2A_{пр} (\Delta f_k)^2$. Если индекс модуляции для всех каналов одинаковый, то можно положить, что $f_N = n \Delta f_k$, где n — порядковый номер канала. Тогда величина защищенности сигнала от собственных помех в одном канале, вносимых i -й станцией РРСП, будет равна

$$\begin{aligned} A_{з.с.п.i} &= 10 \lg \frac{P_{с.к}}{P_{с.п.н}} = 10 \lg \frac{\Delta f_k^2 U_{с.вх}^2}{G_{с.п.вх} n^2 \Delta f_k^2 \Delta F_k} = \\ &= 10 \lg \frac{U_{с.вх}^2}{k T d_{с.п} n^2 \Delta F_k}. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Зная величину помехозащищенности, можно, воспользовавшись (5.9), найти мощность собственной помехи на выходе канала или тракта в ТНОУ.

Из (5.10), видно, что помехозащищенность быстро убывает с ростом номера канала n . Для выравнивания защищенности в каналах на входе РРЛ, как и в линейном тракте ПСП, включается предсказывающий контур. При подаче сигнала с предсказаниями на частотный модулятор, как уже отмечалось, происходит относительное снижение девиации частоты для нижних каналов и увеличение для верхних. На рис. 5.43 приведена рекомендационная МККР частотная характеристика предсказаний уровней передачи, т. е. величина изменения уровня передачи Δp в зависимости от отношения n/N , где n — номер канала, а N — число каналов в системе. Напомним, что на выходе радиорелейной линии необходимо включить корректор, который устранил введенное предсказание.

С учетом данных предсказаний величина помехозащищенности в любом канале с номером n может быть рассчитана как $A_{з.с.п.i}(n) = A_{з.с.п.i}(N) + \Delta p$, где $A_{з.с.п.i}(N)$ — защищенность в верхнем канале, рассчитанная по (5.10), Δp — величина предсказания (рис. 5.43).

Таблица 5.3

Система передачи	Центральная частота измерений, кГц	Уровень помехи, дБм
12-канальная	143	-80
	84	-78
3-канальная	31	-72
	16	-70

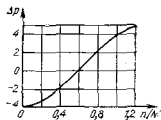


Рис. 5.43

Из (5.10) следует, что величина защищенности от собственных помех в i -м канале зависит также от мощности принимаемого сигнала $P_{с.вх}$, так как $U^2_{с.вх} = R_{вх} P_{с.вх}$, где $R_{вх}$ — входное сопротивление линейного тракта приемника. В свою очередь, $P_{с.вх} = P_{с.пер} K_{а.пер} K_{а.пр} W \cdot V$, где $P_{с.пер}$ — мощность сигнала на выходе передатчика передающей станции; $K_{а.пер}$ и $K_{а.пр}$ — коэффициенты усиления соответственно передающей и приемной антенн; W — ослабление электромагнитной волны в свободном пространстве; V — множитель ослабления поля свободного пространства. Следует отметить, что коэффициенты усиления передающей и приемной антенн одинаковые. Ослабление электромагнитной волны в свободном пространстве между ненаправленными антеннами, отстоящими друг от друга на расстоянии l , определяется выражением

$$W = (\lambda/4\pi l)^2.$$

Множитель ослабления V изменяется во времени и зависит от ряда факторов, важнейшими из которых являются:

интерференция прямой волны и волн, отраженных от поверхности Земли и верхних слоев атмосферы, которая может приводить к глубоким замираниям сигнала, во время которых прием становится невозможным;

экранирующее действие поверхности Земли, выражающееся в поглощении электромагнитной энергии препятствиями на поверхности Земли при случайных изменениях траектории волны;

рассеяние и поглощение электромагнитных волн осадками, парами воды и кислородом атмосферы.

Множители ослабления для различных интервалов конкретной РРСП определяются по методике, изложенной в [5].

Таким образом, если $A_{э.с.п. i}$ определена для некоторого интервала длиной l_0 и заданных типа данного типа аппаратуры величин $P_{с.п.пер}$, $K_{а.пер}$, $K_{а.пр}$, то, полагая, что $W=1$, защищенность от собственных помех будет равна $(A_{э.с.п. i} + \Delta A_{э.с.п. i})$, где $\Delta A_{э.с.п. i} = 20 \lg(l_0/l) + 20 \lg V$. Интересно отметить, что на первый взгляд с увеличением расстояния между станциями (интервалов) защищенность снижается пропорционально $\lg l$, а не l , как в кабельных линиях. Однако увеличение расстояния между станциями обычно приводит к быстрому уменьшению множителя V и, следовательно, к соответствующему быстрому снижению защищенности.

Собственные помехи, вносимые на каждом интервале РРСП, суммируются по мощности, т. е. так же, как суммируются собственные помехи промежуточных станций ПСП.

Линейные помехи. Эти помехи вызываются внешними источниками и имеют место лишь в каналах системы передачи, использующих воздушные линии и симметричный кабель. На воздушных линиях преобладающими являются линейные помехи от электрических процессов, происходящих в атмосфере (грозовых разрядов, пыльных, песчаных или снежных бурь, магнитных бурь, полярных сияний и др.). Поскольку эти процессы случайны, оценка атмосферных помех осуществляется среднестатистическим ур-

нем помехи $p_{a,n}$, измеренным на одном усилительном участке в полосе частот, соответствующей ширине канала ТЧ. Величина этого уровня зависит от материала проводов и значения частоты, на которой производится измерение. В табл. 5.3 приведены среднестатистические уровни атмосферной помехи в канале ТЧ от одного усилительного участка для воздушных линий из цветного металла.

Уровень атмосферной помехи существенно выше уровня собственной помехи, поэтому для того чтобы обеспечить достаточную помехозащищенность каналов в системах передачи, использующих воздушные линии, приходится устанавливать относительно высокие уровни передачи. В отечественных системах передачи, использующих воздушные линии, уровни передачи для всех каналов приняты равными +17 дБм (во вспомогательных усилительных станциях +12 дБ), в то время как в США, использующих кабели, уровни передачи значительно ниже и составляют от -26 до -1 дБм.

Защищенность от атмосферных помех на i -м усилительном участке $A_{з.а.п.i} = p_{пр.i} - p_{a,n} = p_{пер(i-1)} - A_{л.i} - p_{a,n}$, где $p_{пр.i}$ — уровень приема i -м усилительном пункте; $p_{пер(i-1)}$ — уровень передачи на предыдущем усилительном пункте; $A_{л.i}$ — затухание i -го участка воздушной линии. Для магистрали, состоящей из n участков, суммарная психофотметрическая мощность атмосферных помех в канале ТЧ в ТНОУ, мВт соф,

$$P_{a.п.пс} = \frac{1}{K_n^2} \sum_{i=1}^n 10^{-0.1 A_{з.а.п.i}},$$

где K_n — психофотметрический коэффициент, для канала ТЧ равный 1,33.

Обычно величину мощности атмосферной помехи (мВт) пересчитывают в напряжение (мВп) в точке с относительным измерительным уровнем -7 дБм (двухпроводное окончание канала ТЧ)

$$U_{a.п.факт} = 775 \cdot 10^{0.05(-7)} \sqrt{P_{a.п.пс}}$$

и сравнивают с максимально допустимым напряжением помехи $U_{a.п.i}$, которое устанавливается в зависимости от длины магистрали L , числа каналов в системе передачи и условий погоды:

$$U_{a.п.i} = U_{a.п.L} \sqrt{L}.$$

Для трехканальной системы L принимается равной 1250 км, для 12-канальной $L=2500$ км. Значения $U_{a.п.L}$ для наиболее часто встречающихся условий приведены в табл. 5.4.

Следует заметить, что нормы на атмосферные помехи в каналах ТЧ приближаются к общепринятым лишь для летних условий. Зимние условия работы систем передачи с использованием воздушных линий очень тяжелые, так как в каналах допускается почти десятикратное увеличение напряжения помехи (см. табл. 5.4).

Таблица 5.4

Погодные условия	$U_{a,п.Л.}$ мВп, для системы передач	
	3-канальной	12-канальной
Лето—сыро, +20°C	0,55	0,7
Гололед 5 мм	—	7,3
Изморозь 25 мм	4,75	—

Линейные помехи от систем передачи, работающих по параллельным цепям, возникают на воздушных линиях и линиях симметричного кабеля из-за электромагнитной связи физических цепей друг с другом. Величина этой электромагнитной связи оценивается по переходному затуханию на ближний $A_{п.б}$ и дальний $A_{п.д}$ концы линии усилительного участка (рис. 5.44,а,б).

Обозначим через $\rho_{пер}$, $\rho_{пр}$ уровни передачи и приема, $\rho_{п.п.}$ — уровень переходной помехи, $A_{л}$ — затухание участка линии. Помехозащищенность канала при переходах на ближний конец (рис. 5.44,а)

$$A_{a.б} = \rho_{пр i}^* - \rho_{п.п.б i}^* = (\rho_{пер i}^* - A_{л i}) - (\rho_{пер i}^* - A_{п.б}) = \Delta \rho_{пер} - A_{л i} + A_{п.б},$$

где $\Delta \rho_{пер} = \rho''_{пер i} - \rho'_{пер i}$ — разность уровней передачи во влияющей (цепь I) и подверженной влиянию (цепь II) цепях.

При переходах на дальний конец (рис. 5.44,б) помехозащищенность канала

$$A_{a.д} = \rho_{пр(i+1)}^* - \rho_{п.п.д i}^* = (\rho_{пер i}^* - A_{л i}) - (\rho_{пер i}^* - A_{п.д}) = \Delta \rho_{пер} - A_{л i} + A_{п.д}. \quad (5.11)$$

Поскольку переходное затухание на дальний конец обычно существенно больше переходного затухания на ближний, необходимо организовать систему передачи так, чтобы имели место лишь переходные влияния на дальний конец. В системах передачи, использующих симметричный кабель, это достигается применением двух кабелей, по одному из которых осуществляется передача в одном направлении, а по другому — в обратном. При этом переходными влияниями на ближний конец можно пренебречь, так как они ослаблены в результате экранирующего действия оболочек кабелей.

Для устранения влияний на ближний конец при организации связи по параллельным воздушным цепям необходимо передачу одинаковых частотных полос осуществлять обязательно в одном

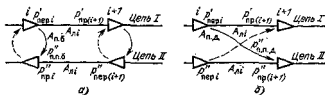


Рис. 5.44

направлении. В Советском Союзе принято передавать верхнюю группу каналов 12-канальной и нижнюю группу 3-канальной систем передачи с севера на юг и с запада на восток, а нижнюю группу 12-канальной и верхнюю 3-канальной систем передачи — в обратном направлении.

Известно, что переходное затухание на дальний конец между одинаковыми параллельными физическими цепями приблизительно равно сумме некоторой величины $A_{п.л.}$, слабо зависящей от длины усилительного участка, и затухания одной из параллельных физических цепей, т. е. $A_{п.д.} \approx A_{п.л.} + A_{д.}$. Если учесть, что $\Delta r_{пер} \approx 0$, т. е. по параллельным цепям работают одинаковые системы передачи, то согласно (5.11) защищенность канала от переходной помехи на одном усилительном участке будет равна величине $A_{д.}$, зависящей от конструкции кабеля, тщательности его симметрирования и согласования аппаратуры с физическими цепями. Если линия содержит несколько параллельных цепей, то мощность переходной помехи в канале на одном усилительном участке соответственно возрастает. Однако необходимо иметь в виду, что в рассматриваемый момент времени в передаче по некоторым влияющим цепям могут иметь место паузы, т. е. не все влияющие цепи являются активными. Число активных цепей рассчитывается методами математической статистики. Определено, что при числе влияющих цепей, равном 7 (кабель 4×4), все они должны считаться активными, а при числе влияющих цепей, равном 13 (кабель 7×4), активными можно считать только 10.

Переходные помехи от различных усилительных участков накапливаются, складываясь по мощности.

Если системы передачи, работающие по параллельным цепям, имеют одинаковые линейные спектры, переходные помехи могут приобрести характер внятных переходных разговоров. Так как такие помехи обладают повышенным мешающим воздействием и могут привести к утечке информации, то при невозможности обеспечить необходимую высокую защищенность в каналах линейные спектры параллельно работающих систем передачи несколько сдвигают друг относительно друга или инвертируют.

При сдвиге частотных полос по параллельным цепям передаются линейные полосы частот одинаковой ширины, образованные с помощью сдвинутых друг относительно друга виртуальных несущих (рис. 5.45). В этом случае на приемном конце подвержен-



Рис. 5.45

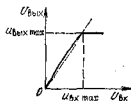


Рис. 5.46

ной влиянию системы за счет различных несущих частот появится лишь часть составляющих переходного тока, частоты которых будут соответствовать совпадающей части частотных полос влияющей и подверженной влиянию системы. Поэтому переходный разговор превратится в неразборчивый шум.

При инверсии частотных полос линейные спектры систем передачи, работающих на параллельных цепях, имеют одни и те же границы, но являются соответственно нижней и верхней боковыми полосами различных виртуальных несущих частот (рис. 5.4б). В этом случае взаимное расположение отдельных частотных составляющих переходных токов после преобразования на приеме за счет разных значений несущих частот будет обратным, т. е. высшие по частоте составляющие исходного сигнала будут преобразовываться в составляющие низшей частоты и наоборот, что делает переходный разговор неразборчивым. Инверсия и сдвиг частотных полос могут использоваться одновременно.

Наиболее сильно линейные переходные помехи проявляются в каналах систем передачи, использующих симметричный кабель, их мощность достигает половины общей мощности помех. В системах передачи, использующих воздушные линии, эти помехи маскируются атмосферными. Переходное затухание между коаксиальными кабельными парами настолько велико, что эти помехи оказываются пренебрежимо малы. Линейные переходные помехи в РРСП не имеют места, если антенные системы станций обладают достаточно острой направленностью и трасса РРЛ выбирается непрямолинейной таким образом, чтобы интервалы трассы образовывали ломаную линию.

Нелинейные помехи. Эти помехи в каналах возникают из-за зависимости коэффициентов передачи трактов от уровня сигнала, по которым передаются групповые сигналы, образованные методами амплитудной модуляции. Сущность возникновения нелинейных помех заключается в том, что продукты нелинейности от частотных составляющих сигналов в одних каналах (гармонические и комбинационные частоты) могут попадать в полосы частот других каналов. Если групповые сигналы передаются по трактам, где используется угловая модуляция, например по трактам РРСП, то причинами появления нелинейных помех в каналах будут линейные искажения сигналов в этих трактах. Прежде всего к этим искажениям относятся: нелинейность фазовых характеристик трактов, их амплитудно-частотные искажения и прием помимо основного отраженных сигналов. Зная величину линейных искажений и параметры модулирующих и демодулирующих устройств, можно определить эквивалентную нелинейность коэффициента передачи тракта между входом устройства, осуществляющего угловую модуляцию групповых сигналов, сформированных методами амплитудной модуляции, и выходом устройства, вновь преобразующим сигналы в амплитудно-модулированные, и, следовательно, рассчитывать нелинейные помехи в каналах, образованных с помощью этих трактов, так же как и в каналах, образованных

с помощью трактов, использующих только амплитудную модуляцию.

Нелинейные искажения трактов определяются нелинейными групповыми устройствами. При рациональной конструкции групповых устройств паразитная нелинейность их невелика, но нелинейные продукты, которые и представляют собой нелинейные помехи в каналах, возникающие в одних устройствах, могут складываться с нелинейными продуктами, возникающими в других, т. е. накапливаться по мере прохождения сигнала по тракту. С этой точки зрения наиболее опасными являются нелинейные продукты, возникающие в групповых усилителях, число которых в тракте может быть очень велико. Типичная амплитудная характеристика группового усилителя, приведенная на рис. 5.46, имеет вид характеристики ограничителя амплитуд. При такой характеристике на начальном квазилинейном участке рост выходного напряжения почти пропорционален увеличению входного напряжения. Превышение некоторого значения $u_{вх\max}$ приводит к так называемой перегрузке усилителя, т. е. резкому нарастанию нелинейных искажений.

Квазилинейный участок амплитудной характеристики может быть аппроксимирован полиномом третьей степени

$$u_{вых} = b_1 u_{вх} + b_2 u_{вх}^2 + b_3 u_{вх}^3,$$

причем $b_1 u_{вх} \gg b_2 u_{вх}^2 \gg b_3 u_{вх}^3$.

Если входное напряжение представляет собой косинусоидальный сигнал $u_{вх} = U_{вх} \cos \omega t$, то с некоторым приближением выходное напряжение

$$u_{вых} = b_1 U_{вх} \cos \omega t + \frac{b_2}{2} U_{вх}^2 \cos 2\omega t + \frac{b_3}{4} U_{вх}^3 \cos 3\omega t$$

или

$$u_{вых} = U_{1г} \cos \omega t + U_{2г} \cos 2\omega t + U_{3г} \cos 3\omega t,$$

где $U_{1г} = b_1 U_{вх}$ — амплитуда первой гармоники (полезного сигнала) на выходе; $U_{2г} = b_2 U_{вх}^2 / 2$ и $U_{3г} = b_3 U_{вх}^3 / 4$ — амплитуды соответственно второй и третьей гармоник сигнала на выходе.

Нелинейные искажения устройства с такой амплитудной характеристикой могут быть оценены с помощью затухания нелинейности по второй гармонике

$$A_{2г} = 20 \lg \frac{U_{1г}}{U_{2г}} = 20 \lg \frac{2b_1^2}{b_2 U_{1г}} \quad (5.12)$$

и по третьей гармонике

$$A_{3г} = 20 \lg \frac{U_{1г}}{U_{3г}} = 20 \lg \frac{4b_1^3}{b_3 U_{1г}^2}. \quad (5.13)$$

Из (5.12) и (5.13) видно, что нелинейные искажения увеличиваются с ростом напряжения полезного сигнала.

Обычно затухания нелинейности определяют для выходного напряжения полезного сигнала $U_{1r(0)}$, соответствующего мощности в нагрузке, равной 1 мВА, т. е.

$$A_{2r(0)} = 20 \lg \frac{2b_1^2}{b_2 U_{1r(0)}} \quad \text{и} \quad A_{3r(0)} = 20 \lg \frac{4b_1^3}{b_3 U_{1r(0)}^2}.$$

Очевидно, что

$$A_{2r} = A_{2r(0)} - p_{\text{вых}}, \quad A_{3r} = A_{3r(0)} - 2 p_{\text{вых}}, \quad (5.14)$$

где $p_{\text{вых}} = 20 \lg (U_{1r}/U_{1r(0)})$ — выходной уровень усилителя, дБм. Эти выражения иллюстрируются графиками, приведенными на рис. 5.47. Линейная зависимость затухания нелинейности от уровня передачи (уровня на выходе усилителя) сохраняется до уровня перегрузки, соответствующего напряжению $u_{\text{вых max}}$ на рис. 5.46. При превышении этого уровня наблюдается резкое снижение затухания нелинейности (возрастание нелинейных искажений).

В реальных условиях на входы устройств, вносящих нелинейные искажения, поступают групповые сигналы, сформированные методами амплитудной модуляции. Спектры таких сигналов разделяются на участки (рис. 5.48, а), соответствующие отдельным канальным сигналам $\Delta F_{\text{к}}$, отделенным друг от друга межканальными промежутками $\Delta F_{\text{мк}}$. Исследования показывают, что групповой сигнал, поступающий на устройство с малой нелинейностью, с достаточной для практических расчетов точностью можно заменить суммой m гармонических сигналов с одинаковыми амплитудами $U'_{\text{вх}}$, равномерно расположенных в диапазоне частот от f_n до f_b (рис. 5.48, б) $u_{\text{вх}} = \sum_{k=1}^m U'_{\text{вх}} \cos(\omega_k t + \varphi_k)$. Тогда сигнал на выходе данного устройства

$$u_{\text{вых}} = b_1 u_{\text{вх}} + b_2 u_{\text{вх}}^2 + b_3 u_{\text{вх}}^3 = b_1 \sum_{k=1}^m U'_{\text{вх}} \cos(\omega_k t + \varphi_k) + b_2 \left[\sum_{k=1}^m U'_{\text{вх}} \cos(\omega_k t + \varphi_k) \right]^2 + b_3 \left[\sum_{k=1}^m U'_{\text{вх}} \cos(\omega_k t + \varphi_k) \right]^3. \quad (5.15)$$

Заметим, что помимо спектральных составляющих полезного сигнала на выходе устройства появятся составляющие продуктов нели-

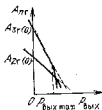


Рис. 5.47

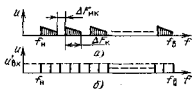


Рис. 5.48

нейности второго порядка с частотами вида $2\omega_x$, $\omega_x \pm \omega_y$ и третьего порядка с частотами вида $3\omega_x$, $2\omega_x \pm \omega_y$, $\omega_x \pm \omega_y \pm \omega_z$ (ω_x , ω_y и ω_z — произвольные спектральные составляющие рассматриваемого сигнала). Продукты нелинейности второго порядка обусловлены вторым членом, а третьего порядка — третьим членом выражения (5.15). Результаты преобразований полинома (5.15) представлены в табл. 5.5. Положим, что каждая спектральная состав-

Таблица 5.5

Вид спектральной составляющей	Амплитуда напряжения спектральной составляющей	Количество спектральных составляющих данного вида
f_x	$b_1 U'_{вх} = U'_{1г}$	m
$2f_x$	$\frac{b_2}{2} (U'_{вх})^2 = \frac{b_2}{2b_1^2} (U'_{1г})^2 = U'_{2г}$	m
$3f_x$	$\frac{b_3}{4} (U'_{вх})^3 = \frac{b_3}{4b_1^3} (U'_{1г})^3 = U'_{3г}$	m
$f_x \pm f_y$	$b_2 (U'_{вх})^2 = 2U'_{2г}$	$m(m-1) \approx m^2$
$2f_x \pm f_y$	$\frac{3}{4} b_3 (U'_{вх})^3 = 3U'_{3г}$	$2m(m-1) \approx 2m^2$
$f_x \pm f_y \pm f_z$	$\frac{3}{2} b_3 (U'_{вх})^3 = 6U'_{3г}$	$\frac{2}{3} m(m-1)(m-2) \approx \frac{2m^3}{3}$

ляющая полезного сигнала на выходе устройства развивает мощность P' , которой соответствует уровень $p'_{\text{вых}}$. Воспользовавшись выражениями (5.12)...(5.14), несложно определить уровни гармоник спектральных составляющих на выходе $p'_{2г} = 2p'_{\text{вых}} - A_{2г(0)}$ и $p'_{3г} = 3p'_{\text{вых}} - A_{3г(0)}$. Мощности гармоник спектральных составляющих будут соответственно равны:

$$P'_{2г} = 10^{0,2 p'_{\text{вых}}} \cdot 10^{-0,1 A_{2г(0)}} = K_2 (P')^2 \cdot 10^{-0,1 A_{2г(0)}},$$

$$P'_{3г} = 10^{0,3 p'_{\text{вых}}} \cdot 10^{-0,1 A_{3г(0)}} = K_3 (P')^3 \cdot 10^{-0,1 A_{3г(0)}},$$

где K_2 и K_3 — единичные коэффициенты, учитывающие размерность. Воспользовавшись табл. 5.5, можно подсчитать как общую мощность нелинейных продуктов, так и суммарные мощности продуктов того или иного вида, имея в виду, что мощности пропорциональны квадратам напряжений. Учитывая особенности суммирования нелинейных продуктов, поступающих в тракт от различных устройств, о которых будет сказано ниже, подсчитаем отдельно мощности продуктов нелинейности второго порядка и третьего порядка первого и второго рода. Напомним, что к продуктам третьего порядка первого рода относятся те, у которых алгебраическая сумма коэффициентов при частотах, их образующих, рав-

на +1, т. е. продукты с частотами $2f_x - f_y$, $f_x + f_y - f_z$. Суммарная мощность продуктов нелинейности второго порядка

$$P_{2н.п\Omega} = P_{2f_x\Omega} + P_{(f_x \pm f_y)\Omega} = m P'_{2r} + m(m-1) 4 P'_{2r} \approx \approx 4 m^2 P'_{2r} = 4 m^2 K_2 (P')^2 10^{-0.1 A_{2r}(0)}. \quad (5.16)$$

Мощность нелинейных продуктов третьего порядка будет равна сумме мощностей комбинаций первого и второго рода

$$P_{3н.п\Omega} = P_{31н.п\Omega} + P_{32н.п\Omega} = P_{3f_x\Omega} + P_{(2f_x \pm f_y)\Omega} + P_{(f_x \pm f_y \pm f_z)\Omega} = = m P'_{3r} + 2 m(m-1) \cdot 9 P'_{3r} + \frac{2}{3} m(m-1)(m-2) \cdot 36 P'_{3r} \approx \approx 24 m^3 P'_{3r} = 24 m^3 K_3 (P')^3 \cdot 10^{-0.1 A_{3r}(0)}, \quad (5.17)$$

так как для реального группового сигнала всегда справедливо неравенство $m \gg 1$.

Если перейти к уровням, то (5.16) и (5.17) примут следующий вид:

$$P_{2н.п\Omega} \approx 4 \cdot 10^{0.2 (\rho'_{\text{вых}} + \Delta \rho_{\text{ср}})} \cdot 10^{-0.1 A_{2r}(0)}, \quad (5.18)$$

$$P_{3н.п\Omega} \approx 24 \cdot 10^{0.3 (\rho'_{\text{вых}} + \Delta \rho_{\text{ср}})} \cdot 10^{-0.1 A_{3r}(0)}, \quad (5.19)$$

где $\Delta \rho_{\text{ср}} = 10 \lg m$ — величина, показывающая, на сколько средняя мощность группового сигнала в нагрузке устройства превышает мощность его отдельной спектральной составляющей.

Продукты нелинейности занимают значительно более широкий спектр по сравнению с исходным групповым сигналом. А это означает, что для определения мощности нелинейной помехи, попадающей в спектр отдельного канала ΔF_k , необходимо найти распределение по спектру продуктов нелинейности того или иного вида. На верхнем графике рис. 5.49,а условно показана спектральная плотность группового сигнала, соответствующего первичной группе каналов. На среднем графике рис. 5.49,а показаны спектральные области, занимаемые продуктами нелинейности второго порядка. Видно, что эти продукты в спектр исходного сигнала не попадают и потому не могут создавать в каналах этой группы нелинейной помехи. На нижнем графике рис. 5.49,а приведены спектральные области, занимаемые продуктами нелинейности третьего порядка. Из этого графика видно, что в спектр исходного сигнала попадает лишь часть продуктов третьего порядка первого рода. На рис. 5.49,б показан линейный спектр системы передачи типа К-60 и приведены спектральные области нелинейных продуктов. Поскольку относительная ширина $\beta = f_n/f_n$ спектра этой системы передачи больше, чем у первичной группы, то количество нелинейных продуктов, которые могут вызывать нелинейную помеху в каналах, здесь значительно больше.

Спектральное распределение продуктов нелинейности того или иного вида может быть получено различными способами. Рассмотрим один из них, являющийся хотя и громоздким, но достаточ-

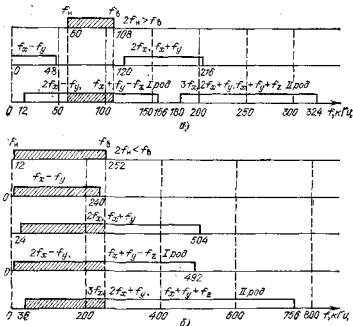


Рис. 5.49

но наглядным. Пусть спектр группового сигнала состоит из m одинаковых гармонических составляющих, расположенных равномерно в диапазоне частот от f_n до f_b . Для определенности положим $m=9$, а f_n и f_b соответственно равными 2 и 10 условным единицам (рис. 5.50,а). Рассмотрим затем возникновение спектра продуктов вида $f_x + f_y$. Для этого вначале положим $f_x = f_n = 2$, а f_y — равной последовательности всех остальных спектральных составляющих $f_y = (f_n + 1), (f_n + 2), \dots, f_b$, т. е. равной 3, 4 ... 10. Спектральные составляющие продуктов нелинейности этого ряда будут очевидно равны 5, 6, 7 ... 12 условным единицам и соответствовать нижней строке графика рис. 5.50,б. Вторая строка этого графика представляет собой ряд составляющих $f_x + f_y$, где $f_x = f_n + 1 = 3$, а $f_y = (f_n + 2), (f_n + 3), \dots, f_b$, т. е. 4, 5 ... 10. Осуществляя аналогично перебор других комбинаций частот f_x и f_y , получим график, последняя строка которого будет состоять из единственной составляющей $(f_n - 1) + f_b$, равной одной условной единице. Просуммировав составляющие отдельных строк, построим огнибающую графика. Эта огнибающая при m , стремящемся к бесконечности, примет вид треугольника, который и будет представлять собой в условных единицах спектральную плотность продуктов нелинейности вида $f_x + f_y$. Аналогичным образом можно построить огнибающую продуктов нелинейности $f_x - f_y$ (рис. 5.50,в). Однако при ее построении следует иметь в виду, что возникнове-

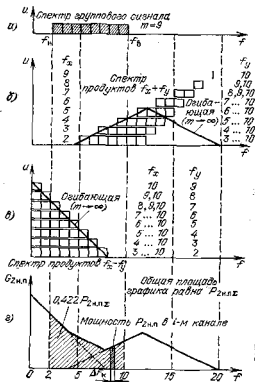


Рис. 5.50

ние продуктов нелинейности с отрицательными частотами невозможно, т. е. частоты продуктов принимаются равными модулю разности $f_x - f_y$. Суммарная спектральная плотность продуктов нелинейности второго порядка показана на рис. 5.50, г, причем область, совпадающая со спектром исходного сигнала, заштрихована. Из этого графика видно, что мощность помехи от продуктов нелинейности второго порядка составляет величину менее половины суммарной мощности этих продуктов и что помеха данного вида сильнее всего воздействует на каналы, занимающие нижнюю часть спектра группового сигнала.

В данном случае спектральное распределение продуктов нелинейности второго порядка было определено для относительной ширины спектра исходного сигнала $\beta = f_B/f_n = 10/2 = 5$. Аналогичным образом могут быть определены спектральные распределения продуктов нелинейности второго и других порядков для сигналов, занимающих различные относительные полосы частот.

На рис. 5.51, а приведены нормированные распределения продуктов нелинейности второго порядка y_2 , а на рис. 5.51, б — третьего порядка второго рода y_{32} в полосе частот группового сигнала.

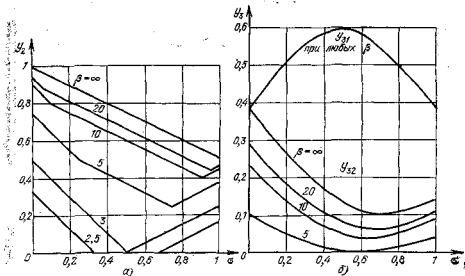


Рис. 5.51

ла для различных величин β . Кроме того, на рис. 5.51,б приведено нормированное распределение продуктов нелинейности третьего порядка первого рода, которое от β не зависит. На этих графиках по оси абсцисс отложена нормированная частота $\sigma = (f_i - f_n) / (f_n - f_n)$, где f_i — текущая частота в спектре исходного сигнала.

Учитывая спектральное распределение продуктов нелинейности и воспользовавшись выражениями (5.18) и (5.19), можно получить выражения для определения мощности нелинейной помехи в i -м канале шириной ΔF_k . Для нелинейных помех второго порядка

$$P_{2н.п} = 4 \frac{\Delta F_k}{f_n - f_n} y_2(\sigma_i) 10^{0,2(\rho_{ср.к} + \Delta\rho_{ср})} \cdot 10^{-0,1 A_{2г(0)}} \quad (5.20)$$

и для помех третьего порядка первого и второго рода

$$P_{31н.п} = 24 \frac{\Delta F_k}{f_n - f_n} y_{31}(\sigma_i) 10^{0,3(\rho_{ср.к} + \Delta\rho_{ср})} 10^{-0,1 A_{3г(0)}}, \quad (5.21)$$

$$P_{32н.п} = 24 \frac{\Delta F_k}{f_n - f_n} y_{32}(\sigma_i) 10^{0,3(\rho_{ср.к} + \Delta\rho_{ср})} 10^{-0,1 A_{3г(0)}}, \quad (5.22)$$

где σ_i — центральная нормированная частота полосы, занятой данным каналом; $\rho_{ср.к}$ — уровень, соответствующий средней мощности, развиваемой данным канальным сигналом на выходе исследуемого устройства; $\Delta\rho_{ср}$ — величина, показывающая, на сколько уровень, соответствующий средней мощности группового сигнала на выходе этого устройства, больше $\rho_{ср.к}$. Выражения (5.20)... (5.22) получены в предположении, что полоса частот отдельного канала существенно меньше полосы частот группового сигнала

($\Delta F_k \ll f_m - f_n$), т. е. что в полосе частот одного канала спектральные распределения продуктов нелинейности практически постоянны.

Таким образом, для расчета нелинейных помех необходимо знать уровни, соответствующие средним мощностям тех или иных групповых сигналов. Групповые сигналы представляют собой суммы канальных сигналов, большинство из которых (до 95%) являются телефонными сигналами, характеризующимися наличием большого количества пауз, возникающих между слогами, словами, фразами, при выслушивании ответа, а также при освобождении канала. Поскольку канальные сигналы независимы друг от друга (некоррелированы), то при большом их числе с большой вероятностью оказывается, что паузы одних сигналов совпадают с относительно высокими значениями уровней других сигналов, так что средняя мощность группового сигнала равна сумме средних мощностей отдельных канальных сигналов. Если же групповой сигнал содержит относительно небольшое количество канальных сигналов, то возможны случаи, когда на относительно больших интервалах времени преобладают или сигналы с высокими уровнями, или паузы, т. е. средняя мощность группового сигнала оказывается или больше суммы средних мощностей отдельных канальных сигналов, или меньше. Для оценки нелинейных помех, естественно, необходимо использовать завышенные значения средней мощности группового сигнала.

По рекомендациям МККТТ средняя мощность сигнала в ТНОУ канала ТЧ принимается $P_{\text{ср тч}(0)} = 32$ мкВт, что соответствует уровню $p_{\text{ср тч}(0)} = 10 \lg P_{\text{ср тч}(0)} / 1 \text{ мВт} = -15$ дБм. Если число стандартных каналов ТЧ в группе велико ($N > 240$), то средняя мощность группового сигнала в ТНОУ определяется перемножением средней мощности одного канального сигнала на число каналов, т. е. $p_{\text{ср}(0)} = N P_{\text{ср тч}(0)}$ или в децибелах $p_{\text{ср}(0)} = -15 + 10 \lg N$.

При относительно малом числе каналов N в группе для определения уровней, соответствующих средним мощностям группового сигнала в ТНОУ, следует пользоваться рекомендованными МККТТ эмпирическими формулами

$$p_{\text{ср}(0)} = -1 + 4 \lg N \text{ при } 12 \leq N < 60,$$

$$p_{\text{ср}(0)} = -3 + 5 \lg N \text{ при } 60 \leq N < 240,$$

которые учитывают необходимое завышение средней мощности группового сигнала по сравнению с суммой средних мощностей канальных сигналов. Если на выходе исследуемого устройства измерительный уровень отличается от нулевого, то уровень, соответствующий средней мощности на выходе данного устройства, будет $p_{\text{ср}} = p_{\text{ср}(0)} + p_{\text{взм}}$. Следует заметить, что рекомендации МККТТ по определению средних мощностей групповых сигналов даются в предположении, что не менее чем по 95% каналов ТЧ в группе передается телефонный сигнал.

В настоящее время появилась тенденция к снижению телефонной нагрузки систем передачи, что приведет к ухудшению условий работы групповых устройств, так как другие виды канальных сигналов имеют значительно меньше пауз и, следовательно, при прочих равных данных увеличивают среднюю мощность группового сигнала. Поэтому у нас в стране в групповых устройствах предусматривается возможность увеличения выходных уровней, соответствующих средней мощности и рекомендованных МККТТ на следующие величины: 12-канальных групповых сигналов — на 1,5 дБ, 60-канальных — на 3 дБ и 300-канальных — на 2 дБ.

Как уже отмечалось, в групповых трактах может использоваться большое число усилителей, причем нелинейные помехи, вызываемые каждым из них, суммируясь с нелинейными помехами, возникающими в предыдущих усилителях, могут существенно снизить качество передачи. Определим законы сложения продуктов нелинейности вдоль тракта. Для упрощения расчетов предположим, что затухания участков тракта между усилителями одинаковы и полностью компенсируются последующими усилителями. Предположим также, что амплитудные характеристики этих усилителей одинаковы и аппроксимируются полиномом третьей степени. Пусть на вход первого усилителя подан групповой сигнал, тогда на его выходе появится сигнал, содержащий:

полезные составляющие $\cos \omega_x t, \cos \omega_y t, \cos \omega_z t \dots$
гармонические составляющие $\cos 2 \omega_x t, \cos 2 \omega_y t, \dots$
 $\cos 3 \omega_x t, \cos 3 \omega_y t, \dots$
комбинационные составляющие $\cos (\omega_x \pm \omega_y) t, \cos (\omega_x \pm \omega_z) t, \dots$
 $\cos (2 \omega_x \pm \omega_y) t,$
 $\cos (2 \omega_x \pm \omega_z) t, \dots$
 $\cos (\omega_x \pm \omega_y \pm \omega_z) t, \dots$

Положим также, что фазовые характеристики участков тракта прямолинейны и одинаковы, т. е. $\varphi(\omega) = \varphi_0 + \tau\omega$. Поскольку закон образования фаз совпадает с законом образования частот, составляющие, прошедшие через первый участок и поступившие на вход второго усилителя, будут:

полезные составляющие: $\cos (\omega_x t + \varphi_0 + \tau\omega_x), \cos (\omega_y t + \varphi_0 + \tau\omega_y),$
 $\cos (\omega_z t + \varphi_0 + \tau\omega_z), \dots$
гармонические составляющие: $\cos (2 \omega_x t + \varphi_0 + 2 \tau\omega_x),$
 $\cos (2 \omega_y t + \varphi_0 + 2 \tau\omega_y), \dots$
 $\cos (3 \omega_x t + \varphi_0 + 3 \tau\omega_x),$
 $\cos (3 \omega_y t + \varphi_0 + 3 \tau\omega_y), \dots$

комбинационные составляющие $\cos[(\omega_x \pm \omega_y)t + \varphi_0 + \tau(\omega_x \pm \omega_y)]$,
 $\cos[(2\omega_x \pm \omega_y)t + \varphi_0 + \tau(2\omega_x \pm \omega_y)]$, ...
 $\cos[(\omega_x \pm \omega_z)t + \varphi_0 + \tau(\omega_x \pm \omega_z)]$,
 $\cos[(2\omega_x \pm \omega_z)t + \varphi_0 + \tau(2\omega_x \pm \omega_z)]$, ...
 $\cos[(\omega_x \pm \omega_y \pm \omega_z)t +$
 $+ \varphi_0 + \tau(\omega_x \pm \omega_y \pm \omega_z)]$, ...

Полезные составляющие во втором усилителе также вызовут появление продуктов нелинейности (продуктами нелинейности от гармонических и комбинационных составляющих можно пренебречь ввиду их малости). Тогда на выходе второго усилителя появятся составляющие:

полезные $\cos(\omega_x t + \varphi_0 + \tau\omega_x)$, $\cos(\omega_y t + \varphi_0 + \tau\omega_y)$, $\cos(\omega_z t + \varphi_0 + \tau\omega_z)$.
гармонические $\cos(2\omega_x t + 2\varphi_0 + 2\tau\omega_x)$, $\cos(2\omega_y t + 2\varphi_0 + 2\tau\omega_y)$, ...
 $\cos(3\omega_x t + 3\varphi_0 + 3\tau\omega_x)$, $\cos(3\omega_y t + 3\varphi_0 + 3\tau\omega_y)$, ...
комбинационные $\cos[(\omega_x \pm \omega_y)t + (\varphi_0 \pm \varphi_0) + \tau(\omega_x \pm \omega_y)]$,
 $\cos[(\omega_x \pm \omega_z)t + (\varphi_0 \pm \varphi_0) + \tau(\omega_x \pm \omega_z)]$, ...
 $\cos[(2\omega_x \pm \omega_y)t + (2\varphi_0 \pm \varphi_0) + \tau(2\omega_x \pm \omega_y)]$, ...
 $\cos[(2\omega_x \pm \omega_z)t + (2\varphi_0 \pm \varphi_0) + \tau(2\omega_x \pm \omega_z)]$, ...
 $\cos[(\omega_x \pm \omega_y \pm \omega_z)t + (\varphi_0 \pm \varphi_0 \pm \varphi_0) + \tau(\omega_x \pm \omega_y \pm \omega_z)]$, ...

Из сравнения продуктов нелинейности, появляющихся на выходе второго усилителя, и продуктов нелинейности, возникших в первом усилителе и усиленные вторым, видно, что фазы совпадают только у продуктов вида $(\omega_x + \omega_y - \omega_z)$ и $(2\omega_x - \omega_y)$, т. е. у продуктов третьего порядка первого рода. Таким образом, накопление нелинейных помех, обусловленных продуктами нелинейности третьего порядка первого рода, определяется арифметическим законом сложения (сложением напряжений, а всех остальных — геометрическим (сложением мощностей)).

Реальные фазовые характеристики трактов имеют незначительную нелинейность, т. е. мало отличаются от прямой. Это отличие при суммировании продуктов нелинейности второго порядка и третьего порядка второго рода практически не сказывается. При суммировании продуктов нелинейности третьего порядка первого рода нелинейностью фазовой характеристики пренебрегать нельзя. По этой причине при практических расчетах нелинейные помехи третьего порядка первого рода принято суммировать по напряжению в пределах секции дистанционного питания, а между секциями — по мощности.

В заключение отметим, что помимо средней мощности группового сигнала представляет интерес и максимальная мощность, так как при высоких уровнях сигнала возможен выход режима работы группового устройства в область ограничения, что сопро-

воздается прекращением передачи информации, т. е. возникновением существенной мультипликативной помехи. Очевидно, что максимальная мощность сигнала не должна превышать мощности, при которой напряжение на выходе рассматриваемого устройства превышает $u_{\text{вых max}}$ (см. рис. 5.46). Так как сигналы связи представляют собой случайные процессы, то $u_{\text{вых max}}$ должно соответствовать напряжению, превышение которого реальным сигналом возможно с некоторой достаточно малой вероятностью ε . Обычно ε принимается равной 0,01 ... 0,001.

Величина $u_{\text{вых max}}$ может быть рассчитана с помощью так называемого пик-фактора Q_c , представляющего собой логарифмическое отношение определенной экспериментально максимальной мощности к средней $Q_c = 10 \lg(P_{\text{max}}/P_{\text{cp}})$. Таким образом, в групповом устройстве уровень перегрузки p_{max} , соответствующий выходному напряжению, при котором наступает ограничение, должен выбираться равным $p_{\text{max}} = p_{\text{cp}} + Q_c$. Установлено, что величина пик-фактора для большого числа каналов ($N > 300$) составляет 10,4 дБ. При меньшем числе каналов в группе пик-фактор увеличивается, так как возрастает вероятность совпадения интервалов времени, в которых большинство канальных сигналов имеет значительный уровень.

При практических расчетах с некоторым запасом принимают следующие значения пик-фактора: для 300-канальных сигналов $Q_c = 13,5$ дБ и для 12-канальных сигналов $Q_c = 14,2$ дБ.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы достоинства и недостатки четырехпроводного однополосного и двухпроводного двухполосного построений систем передачи? Почему кабельные СП строятся по первому, а воздушные — по второму способу?
2. Какие элементы оборудования содержит оконечная аппаратура линейного тракта и каково их назначение?
3. Каковы причины возможного самовозбуждения промежуточных усилителей двухстороннего действия в двухпроводной двухполосной СП?
4. Чем определяется требуемое затухание направляющих фильтров в полосе задержания?
5. Перечислите типы промежуточных станций, используемых в РРСП. В чем заключается их отличие?
6. Что называется эффективной и пиковой девиацией?
7. Что представляют собой пассивные ретрансляторы? Перечислите типы пассивных ретрансляторов.
8. Назовите значения промежуточной частоты в РРСП.
9. Почему в качестве промежуточной ступени модуляции применяется ЧМ?
10. Как организуется двухсторонняя передача сигналов в одном ВЧ тракте?
11. Перечислите достоинства и недостатки двух- и четырехчастотного распределения.
12. Каковы достоинства многовольной РРСП и как она организуется?

13. Какая аппаратура входит в состав РРС и каково ее назначение?
14. Дайте определение коэффициента защитного действия, направленного действия и усиления антенны.
15. Какие типы антенн используются в РРСР?
16. Каково назначение фидерного тракта и каковы предъявляемые к нему требования?
17. Как подразделяются орбиты ИСЗ и какова особенность геостационарной орбиты?
18. Как осуществляется многостанционный доступ?
19. Какие искажения называются линейными и каковы причины их возникновения?
20. Как устраняются АЧИ и ФЧИ?
21. Какие искажения называются основными, регулярными и случайными?
22. Каковы назначение и принцип действия АРУ? Перечислите типы АРУ.
23. К какому положительному эффекту приводит применение предрегуляции?
24. В чем заключается необходимость использования многочастотной АРУ?
25. Расскажите принцип действия устройств П-АРУ статических и астатических.
26. Расскажите принцип действия Т-АРУ.
27. Что представляет собой следящая система Т-АРУ и каковы преимущества при ее применении?
28. Перечислите основные параметры систем АРУ.
29. Какие помехи возникают и почему в каналах и трактах СП?
30. Как оценивается помеха в каналах и трактах СП?
31. Что такое приведенная ко входу мощность собственной помехи и как она рассчитывается?
32. Зачем в СП применяется предсказание уровней?
33. Чему равна защищенность от собственных помех в канале РРСР?
34. Почему уровни передачи в каналах воздушных СП выбираются относительно высокими?
35. Как определить суммарную защищенность от атмосферных помех?
36. Что позволяет не учитывать переходные влияния на ближний конец в СП, использующих воздушные линии и симметричный кабель?
37. Почему при работе на параллельных цепях воздушных СП необходимо строго соблюдать направления передачи верхних и нижних полос частот линейного спектра?
38. Зачем в СП используется инверсия и сдвиг частот линейного спектра?
39. Перечислите причины возникновения помех от нелинейных переходов в каналах СПС и РРСР.
40. Что называется затуханием нелинейности?
41. Напишите выражения для определения мощности продуктов нелинейности второго и третьего порядка в канале и на выходе исследуемого устройства.
42. Напишите выражения для определения средней мощности группового сигнала для разного числа каналов.
43. Как суммируются нелинейные помехи первого и второго рода?
44. Как определяется максимальная мощность группового сигнала?
45. Что называется лик-фактором?

6. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК

6.1. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК ДЛЯ МАГИСТРАЛЬНОЙ И ВНУТРИЗОНОВОЙ СЕТЕЙ

В настоящее время магистральная сеть организуется с использованием коаксиального кабеля с парами диаметром 2,6/9,4 мм, а внутризонавая — с использованием коаксиального кабеля с парами малого диаметра или симметричного кабеля. Кроме того, на этих сетях широко применяются РРЛ. С использованием коаксиального кабеля с парами нормального диаметра работают системы передачи К-1920П и К-3600, с использованием кабеля с парами малого диаметра — система передачи К-300 и симметричного кабеля — система передачи К-60П. Все эти системы построены по однополосной четырехпроводной схеме.

На магистральных и внутризонавых сетях используются практически одни и те же РРСП (Р-600 и ее модификации, КУРС), однако выпускаются и упрощенные РРСП только для внутризонавых сетей («Область-1»). Следует заметить, что при построении последних применяются те же принципы, что и в РРСП для магистральных сетей.

Система передачи К-3600 позволяет по двум коаксиальным парам получить 3600 каналов ТЧ или 1800 каналов ТЧ и канал телевизионного вещания с каналом звукового сопровождения и двумя каналами звукового вещания. Линейный спектр системы занимает полосу частот 812 ... 17 596 кГц, дальность действия системы передачи 12 500 км. Каналы этой системы могут быть использованы в качестве участка международных связей общей протяженностью до 25 000 км.

В линейном тракте К-3600 применяются обслуживаемые (ОУП) и необслуживаемые (НУП) усилительные пункты. На участке ОУП — ОУП, максимальная протяженность которого 186 км, размещаются 61 НУП, питаемые дистанционно. Длина усилительного участка составляет $3 \pm 0,075$ км. Максимальная длина переоприемного участка по ТЧ равна 1500 км.

Необслуживаемые усилительные пункты подразделяются на три типа: основной, в котором предусмотрена возможность регулировки усиления в соответствии с длиной участка, регулирующей и корректирующей (каждый двадцатый). Регулирующий НУП содержит устройства П-АРУ и Т-АРУ. В зависимости от величины колебаний среднегодовой температуры кабеля Δt регулирующими НУП являются: каждый пятый ($\Delta t = \pm 12,5^\circ\text{C}$), каждый шестой ($\Delta t = \pm 9^\circ\text{C}$) или каждый восьмой ($\Delta t = \pm 6,5^\circ\text{C}$). В корректирующем НУП имеются устройства коррекции АЧХ.

Во всех ОУП используется трехчастотная П-АРУ.

Система передачи К-1920П позволяет организовать по двум парам либо 1920 каналов ТЧ, либо 300 каналов ТЧ и канал телевизионного вещания со звуковым сопровождением. Линейный спектр системы 312 ... 8544 кГц, дальность действия 12,5 тыс. км, максимальная длина переприемного участка по ТЧ равна 1500 км. Указанную дальность действия обеспечивают ОУП и НУП. Протяженность участка ОУП — ОУП с использованием кабеля КМ-4 не должна превышать 246 км, а кабеля КМ-8/6 — 186 км. Рекомендуемая длина усилительного участка равна $6 \pm 0,15$ км.

В этой системе используются основные и регулирующие НУП. Регулирующим является каждый четвертый НУП (при $\Delta t = \pm 12,5^\circ \text{C}$), каждый шестой ($\Delta t = \pm 9^\circ \text{C}$) или каждый восьмой (при $\Delta t = \pm 6,5^\circ \text{C}$) участка ОУП — ОУП.

Система передачи К-300 позволяет по двум коаксиальным парам организовать 300 каналов ТЧ. Линейный спектр К-300 составляет 60 ... 1300 кГц, максимальная дальность связи 12 500 км. Для распределения каналов вдоль магистрали предусмотрена возможность выделения трех вторичных групп. Расстояние между ОУП не должно превышать 246 км, рекомендуемая длина усилительного участка составляет 6 км. Однако усилители системы позволяют компенсировать затухание участков протяженностью 5,7 ... 6,15 км. Число НУП, устанавливаемых на секции предельной длины, равно 40. В этой системе передачи используются НУП трех типов: с АРУ по температуре грунта (Т-АРУ), с АРУ по КЧ (П-АРУ) и с устройствами коррекции АЧХ. Второй тип НУП устанавливается через четыре НУП с Т-АРУ. Корректирующий НУП устанавливается через 60 ... 90 км.

Во всех ОУП и ОП используется двухчастотная система П-АРУ.

Система передачи К-60П работает в спектре частот 12 ... 252 кГц по симметричному кабелю. Для устранения внятных переходов между каналами систем К-60П, использующих одночетверочный кабель, линейный спектр одной системы передачи выбирается соответствующим основному, а второй — инвертированному.

Максимальная дальность связи составляет 12 500 км, протяженность переприемного участка по ТЧ равна 2500 км. В системе передачи К-60П используются ОУП двух типов: с двух- и трехчастотной П-АРУ. Максимально возможное расстояние между первыми типами ОУП равно 300, а между вторыми 600 км. На секции ОУП — ОУП может быть расположено до 12 НУП, питаемых дистанционно по схеме «провод — земля». Номинальная длина усилительного участка 19,4 км. Все НУП имеют частотно-зависимую Т-АРУ.

Система передачи К-120 также относится к системам передачи, предназначенным для внутризональных сетей. В отличие от рассмотренных она строится как двухпроводная двухполосная, поскольку в качестве направляющей среды применяется однокоаксиальный кабель. Линейный спектр частот составляет 60 ... 552 кГц в одном направлении и 812 ... 1304 кГц в другом.

Дальность действия системы передачи К-120 при двух приемах по высокой частоте составляет 600 км. Протяженность передаточного участка 200 км при работе по подземному кабелю и 150 км по подвесному кабелю. Конструктивно однокоаксиальный кабель выпускается в двух вариантах: приспособленным для прокладки в грунт и для подвески на опорах. Номинальная длина усилительного участка 10 км.

На передаточном участке устанавливаются только НУП, питаемые дистанционно. На некоторых НУП предусмотрена возможность ответвления и ввода 12-канальной группы. Пункты приема выделенных каналов являются обслуживаемыми. Для повышения надежности, уменьшения объема оборудования и потребляемой мощности в схемах НУП на оба направления передачи используется один усилитель (см. рис. 5.3).

Контрольная частота 1364 кГц, управляющая работой АРУ всех пунктов, обеспечивает достаточно точную компенсацию изменения затухания участков обоих направлений передачи из-за небольшого разброса длин участков и практически одинакового характера изменения их затухания. Контрольная частота обратного направления передачи 564 кГц управляет только АРУ приемной станции.

Радиорелейные системы передачи Р-600М и Р-6002М работают в диапазоне 3400 ... 3900 МГц по двухчастотному плану. В телефонном стволе можно организовать 600 каналов ТЧ. Телевизионный ствол обеспечивает передачу видеосигнала и сигналов звукового сопровождения. Дальность действия их составляет 2500 км. В этих СП применяются рупорно-параболические антенны. В СП Р-600М гетеродин выполнен на отражательном клистроне. Мощность на выходе передатчика равна 2 Вт. При замираниях сигнала на интервале уровень входного сигнала уменьшается, однако мощность выходного сигнала при этом не изменяется за счет работы АРУ в тракте ПЧ.

Система Р-6002М является модернизацией Р-600М, отличие ее заключается в основном в устройстве гетеродинного тракта. В системе Р-6002М сигнал гетеродина получается путем умножения по частоте колебаний, генерируемых задающим кварцевым генератором, работающим на одной из частот в диапазоне 48 ... 52 МГц (в зависимости от номера ствола). Отсутствие клистрона в гетеродинном тракте позволяет получить высокую надежность и стабильность работы приемопередатчика. Кроме того, эта СП имеет более высокие качественные показатели. Мощность на выходе передатчика равна 5 Вт.

Система передачи «Рассвет» является одной из последних модификаций Р-600М. Система работает в диапазоне частот 3,4 ... 3,9 ГГц и позволяет организовать четыре универсальных ствола. Емкость телефонного ствола 720 каналов ТЧ, мощность на выходе передатчика 5 Вт, дальность действия системы 2500 км. В этой системе передачи используются рупорно-параболические антенны и двухзеркальные антенны с эллиптическим перензлучателем.

Радиорелейная система передачи «Восход» работает в диапазоне частот 3,4 ... 3,9 ГГц и позволяет организовать восемь универ-

сальных стволов. Емкость телефонного ствола составляет 1920 каналов ТЧ, дальность действия 12,5 тыс. км, мощность на выходе передатчика 10 Вт.

Для получения высокой надежности в СП «Восход» применяется разносенный по высоте прием с быстродействующей системой автовыбора и параллельная работа передатчиков. Разнесенный прием эффективно защищает СП от замираний сигнала на интервале и обеспечивает автоматическое резервирование приемников. Параллельная работа передатчиков осуществляет их резервирование и увеличивает выходную мощность.

Радиорелейная система передачи КУРС — это комплекс унифицированных систем передачи, в состав которого входит КУРС-4 и КУРС-6, предназначенные для магистральных сетей, а также КУРС-2М и КУРС-8 для внутризоновых сетей. Для СП типа КУРС унифицирована аппаратура резервирования, служебной связи, телеобслуживания, ввода и выделения каналов ТЧ, образования видеоканала и звукового сопровождения, модемы. Идентично также построение приемопередающей СВЧ-аппаратуры. Особенностью СП КУРС является наличие отдельных гетеродинных трактов для приемников и передатчиков.

Система передачи КУРС-2М работает в диапазоне 1,7 ... 2,1 ГГц и позволяет создать три двухсторонних ствола. В этой СП применяется четырехчастотный план распределения частот, емкость телефонного ствола до 300 каналов ТЧ, дальность действия при передаче телефонных сигналов 1400 км, а сигналов телевизионного вещания 600 км. В СП КУРС-2М используется перископическая антенна, а в качестве фидера — коаксиальный кабель.

Система передачи КУРС-4 работает в диапазоне 3,4 ... 3,9 ГГц и позволяет организовать восемь стволов. В этой системе передачи используется двухчастотный план распределения частот. Емкость телефонного ствола составляет 720 каналов ТЧ, дальность действия 2500 км, мощность на выходе передатчика 0,5 Вт. В СП КУРС-4 используются рупорно-параболические, двухзеркальные с эллиптическим переизлучателем и перископические антенны.

Система передачи КУРС-6 работает в диапазоне 5,67 ... 6,17 ГГц и позволяет организовать восемь универсальных стволов, емкость телефонного ствола равна 1320 каналов ТЧ. Дальность действия системы составляет 2500 км, мощность на выходе передатчика равна 7,5 Вт. В этой СП используется двухчастотный план распределения частот и применяется тот же тип антенн, что и в КУРС-4.

Система передачи КУРС-8 работает в диапазоне 7,9 ... 8,4 ГГц и позволяет создать четыре универсальных ствола, емкость каждого из них составляет 300 каналов ТЧ. Дальность действия системы для телефонных сигналов составляет 1400 км, а для телевизионных сигналов 800 км, мощность на выходе передатчика равна 0,3 Вт. В этой СП применяются двухчастотный план распределения частот, а также двухзеркальные с эллиптическим переизлучателем и перископические антенны.

С целью эффективной борьбы с замираниями сигналов на интервалах РРЛ систем передачи КУРС-4 и КУРС-6 резервные стволы и телефонный ствол, в котором передаются сигналы служебной связи, должны быть закреплены за конкретными частотами (номерами стволов). Остальные стволы могут быть как телевизионными, так и телефонными, однако следует избегать их чередования.

Радиорелейная система передачи «Область-1» работает в диапазоне 7,9 ... 8,4 ГГц и позволяет организовать один ствол, т. е. не имеет резервирования, и обеспечивает передачу 300 телефонных сигналов. Дальность действия 200 км. В этой СП может применяться как двух-, так и четырехчастотный план распределения частот, кроме того, используется двухзеркальная параболическая антенна, а в качестве фидера — волновод.

6.2. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК ДЛЯ МЕСТНЫХ СЕТЕЙ

В настоящее время системы передачи с ЧРК широко используются и на местных сетях. С их помощью организуются соединительные и абонентские линии ГТС и сельская связь. Основной особенностью этих систем передачи является небольшая дальность действия. При связи на короткие расстояния велики относительные затраты на окончное оборудование. По этой причине при создании многоканальных систем передачи для местных сетей пошли по пути упрощения, а тем самым и удешевления окончных станций. С этой целью расстояние между виртуальными несущими частотами соседних каналов берут равным 8 кГц при сохранении эффективно передаваемой полосы частот 0,3 ... 3,4 кГц. Расширение полосы частот канала до 8 кГц позволяет при использовании амплитудной модуляции применять либо передачу одной боковой полосы частот с неполным подавлением второй боковой, либо передачу двух боковых полос и несущей, либо передачу двух боковых полос. В отечественных системах передачи на местных сетях используется первый (система передачи КАМА) и второй (система передачи АБУ) методы передачи. Метод передачи двух боковых распространения не нашел, так как требует применения на приемной станции синхронного детектирования. Это усложняет генераторное оборудование, т. е. увеличивает стоимость окончных станций.

Использование метода передачи одной боковой полосы с неполным подавлением второй обуславливается применением в индивидуальном оборудовании для формирования ОБП фазоразностным схем. Относительно простые по конструкции схемы позволяют обеспечить подавление неиспользуемой боковой полосы частот не менее чем на 26 дБ, что достаточно для того, чтобы на приеме не возникали бина в случае асинхронности генераторов несущих частот. Мешающего влияния на соседний канал эта боковая полоса оказывать не будет, так как интервал между виртуальными

несущими частотами соседних каналов составляет 8 кГц. Фазоразностные схемы позволили отказаться от использования в аппаратуре дорогих и сложных канальных фильтров и выполнить передающие устройства во всех каналах идентичными, что привело к упрощению и удешевлению оконечного передающего оборудования.

Расширение расстояния между виртуальными несущими соседних каналов до 8 кГц позволило передачу сигналов управления и взаимодействия осуществлять вне эффективно передаваемой полосы, но в пределах полосы частот, отводимой на канал. Это дало возможность упростить приемники этих сигналов за счет исключения защитных устройств, предотвращающих срабатывание приемников от разговорных токов.

Метод передачи двух боковых полос и несущей используется в системах передачи (АВУ), предназначенных для работы по абонентским линиям, протяженность которых невелика, т. е. когда использовать промежуточные усилители не требуется. Этот метод передачи позволил повысить экономическую эффективность систем передачи прежде всего за счет упрощения генераторного оборудования и оборудования приемной станции.

Системы передачи, работающие на местных сетях, являются двухпроводными. В некоторых типах этих систем передачи в промежуточных усилительных пунктах с целью удешевления линейного тракта используется один усилитель для усиления сигналов обоих направлений передачи.

В системах передачи с ЧРК для местных сетей передача сигналов взаимодействия осуществляется в так называемом вынесенном канале. Частота взаимодействия, как правило, выбирается вне эффективно передаваемой полосы частот канала и равна 3825 Гц.

Кроме упомянутых СП КАМА и АВУ, на местных сетях используется система передачи В-3-Зс и РРСП «Контейнер».

Система передачи АВУ предназначена для получения дополнительного канала на абонентских линиях ГТС, причем передача сигналов в полосе частот 0,3 ... 3,4 кГц не нарушается. Дополнительный канал может быть использован также в качестве линии к таксофонам.

Схема связи при применении системы передачи АВУ приведена на рис. 6.1. Спектр частот сигнала, передаваемого без преобразования (так называемый основной канал), ограничивает фильтр нижних частот ФНЧ. Граничная частота этого фильтра выбрана равной 3,4 кГц с тем, чтобы более высокие частоты, возникающие

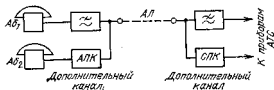


Рис. 6.1

при передаче разговорного сигнала, не оказывали мешающего действия на дополнительный канал.

Дополнительный канал организуется с помощью двух полужомплектов — станционного (СПК) и абонентского (АПК), служащих для преобразования исходной полосы частот разговорного сигнала в линейную полосу частот для передачи его от абонента к станции и обратно. Таким образом, использование СП типа АВУ позволяет по одной абонентской линии осуществлять передачу сигналов от двух абонентов одновременно.

Затухание, перекрываемое СП АВУ, соответствует затуханию абонентской линии длиной 3,5 км (кабель с жилами диаметром 0,5 мм).

На рис. 6.2 показаны спектры частот основного канала, сигнал по которому передается без преобразования, и канала СП АВУ. Основной канал занимает полосу частот до 3,4 кГц, а канал, образованный с помощью аппаратуры АВУ, занимает полосу частот 24 ... 68 кГц. Причем от абонента к станции передается полоса частот 24,6 ... 31,4 кГц ($28 \pm 3,4$ кГц), а от станции к абоненту 60,6 ... 67,4 кГц ($64 \pm 3,4$ кГц). Достаточно большие полосы частот, отводимые на расфильтровку, упрощают конструкцию, а следовательно, и удешевляют фильтры.

Для уменьшения влияния помех от работы коммутационного оборудования станции на принимаемый сигнал от абонента к станции передается нижняя полоса частот, так как в линии она претерпевает меньшее затухание и ее приемный уровень выше.

Остаточное затухание канала СП АВУ равно 4,3 дБ, что соответствует максимально допустимому затуханию абонентской линии.

Станционный полужомплект питается от батареи станции. Дистанционное питание абонентского полужомплекта от станционной батареи невозможно, так как сигналы взаимодействия по линиям ГТС передаются постоянным током. Поэтому абонентский полужомплект питается от сети переменного тока. В случае прерыва в подаче переменного тока питание может производиться от местного источника — сухих батарей.

На рис. 6.3 приведена функциональная схема аппаратуры АВУ. Телефонный аппарат абонента, использующего канал СП АВУ, подключается к дифференциальной системе (ДС) абонентского полужомплекта. Питание на аппарат подается через статическое реле (СР), которое управляет работой модулятора (М). При разрыве цепи постоянного тока СР закрывает модулятор и передача из

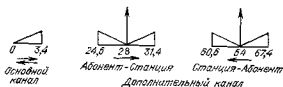


Рис. 6.2

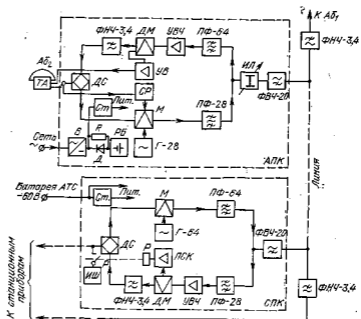


Рис. 6.3

абонентского полуккомплекта не производится. Если цепь постоянного тока замкнута, то СР открывает модулятор. Разговорные токи, поступающие от телефонного аппарата через дифференциальную систему на модулятор, модулируют по амплитуде ток несущей частоты, который постоянно поступает на модулятор от генератора Г-28. Полосовой фильтр ПФ-28 выделяет несущую и обе боковые полосы частот (24,6 ... 31,4 кГц), устраняя побочные продукты преобразования.

Если длина усилительного участка меньше усилительной способности аппаратуры, то на выходе абонентского полуккомплекта включается регулируемая искусственная линия (ИЛ), которая выравнивает уровни приема и уменьшает тем самым переходные влияния между каналами параллельных абонентских линий.

Фильтры ФНЧ-3,4 и ФВЧ-20 разделяют спектры основного и дополнительного каналов АВУ. На приемной станции фильтр ПФ-28 выделяет полосу 24 ... 32 кГц, а фильтр ФНЧ-3,4 выделяет после демодуляции исходный сигнал, который подается к приборам станции. После демодуляции ток несущей частоты преобразуется в постоянный ток, под действием которого срабатывает реле (Р) в приемнике сигнального канала (ПСК). Контакт реле подключает ко входу дифференциальной системы имитатор шлейфа (ИШ). Это устройство имитирует замыкание абонентского шлейфа, обеспечивая нормальную работу приборов телефонной станции. Для

переменного тока сопротивление имитатора шлейфа велико, поэтому он не шунтирует тракт переменного тока.

Назначение элементов оборудования обратного направления передачи аналогично назначению рассмотренных элементов. Однако в модуляторе этого направления предусмотрено ограничение для предотвращения перегрузки тракта токами вызывной частоты, амплитуда которых может достигать значительных величин. Кроме того, вызывные сигналы после демодуляции усиливаются отдельным усилителем и подаются на телефонный аппарат.

На функциональной схеме показано, что абонентский полукомплект может питаться либо от выпрямителя (В), либо от резервной батареи (РБ). Абонентский полукомплект выполнен в виде коробки, которая крепится к стене помещения. Станционный полукомплект располагается на станции на стандартных стativaх. На одном стative можно расположить 90 станционных полукомплектов.

Система передачи КАМА предназначена для образования соединительных линий между АТС и РТС, а также между АТС и МТС. В качестве направляющей среды в этой СП используются кабели типа МКС, ВТСПБ, КСППБ и Т. Система передачи КАМА может работать в двух вариантах: по однокабельной двухполосной схеме в спектре частот 12 ... 252 кГц в одном направлении и 312 ... 548 кГц в обратном, по двухкабельной однополосной схеме в спектре частот 12 ... 248 кГц и позволяет организовать 30 каналов ТЧ. Система строится как однокабельная двухполосная при использовании кабелей МКС, МКПВ, КСПП и ВТСП и как двухкабельная однополосная при использовании кабеля Т. При применении кабелей МКС и МКПВ длина усилительного участка может достигать 14,3 км, а дальность передачи — 80 км, а кабелей КСПП и ВТСП — соответственно 8 и 50 км. При необходимости использования кабеля типа Т приходится отбирать пары, удовлетворяющие требованиям по защищенности. Длина усилительного участка в данном случае не превышает 3,3 км из-за высокого уровня шумов, а дальность действия 23 км.

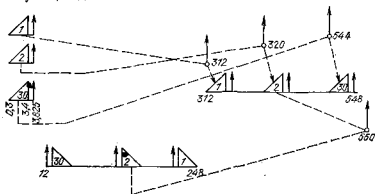


Рис. 6.4

Схема образования линейного спектра СП КАМА приведена на рис. 6.4. Исходные полосы частот 0,3 ... 3,4 кГц и сигнальная частота 3,825 кГц с помощью 30 несущих частот, значения которых могут быть определены из выражения $f_n = 304 + 8n$, где n — номер канала, переносятся в спектр частот 312 ... 548 кГц. Если система передачи работает как двухполосная, то эта полоса частот совместно с контрольной частотой 304 кГц передается в линию от станции Б к станции А. Для передачи в обратном направлении спектр 312 ... 548 кГц с помощью несущей частоты 560 кГц преобразуется в спектр 12 ... 248 кГц. Совместно с этим спектром передаются контрольная частота 256 кГц и частота 8 кГц, необходимая для синхронизации опорных частот генераторного оборудования оконечных станций.

Если СП КАМА будет однополосной, то в обоих направлениях в линию передается спектр 12 ... 248 кГц, сформированный так, как указывалось выше.

При организации с помощью СП КАМА соединительных линий используются реле соединительных линий. Для исходящей связи предназначены исходящие релейные комплекты РСЛУИ, а для входящей — входящие релейные комплекты РСЛУВ. При занятии свободной соединительной линии (канала СП КАМА) из комплекта РСЛУИ на статическое реле будет подаваться плюс батареи, под действием которого это реле открывается и сигнальная (управляющая) частота 3825 Гц поступает на модулятор. Модулированная управляющая частота проходит весь тракт системы и после демодуляции на приеме выделяется и детектируется в приемнике сигналов управления (ПСУ), в результате на РСЛУВ подается постоянный ток. В этом комплекте срабатывает приемное реле, подавая плюс батареи на статическое реле (СР). Реле срабатывает, и сигнальная частота посылается в обратном направлении. Если сигнальная частота, например из-за неисправности канала, не поступает на исходящий конец, то абонент получает сигнал «Занято». После того как он положит трубку, неисправный канал блокируется и до исправления не может быть занят. При исправном канале с момента установления соединения до ответа абонента на исходящий конец поступает сигнальная частота, которая передает сигнал «Контроль посылки вызова».

Структурная схема оконечной станции двухполосной системы передачи КАМА приведена на рис. 6.5,а. Аппаратура оконечной станции состоит из индивидуального и группового оборудования. К индивидуальному оборудованию относятся передатчики, приемники, приемник сигналов управления и статическое реле.

На вход индивидуального оборудования подключаются от РСЛУИ два разговорных провода, которые через дифференциальную систему подключаются ко входу передатчика, и провод, по которому для работы СР подается +60 В.

Если СР работает, то от генераторного оборудования на вход передатчика будет поступать частота управления 3825 Гц. Передатчик, структурная схема которого показана на рис. 6.6, преобразу-

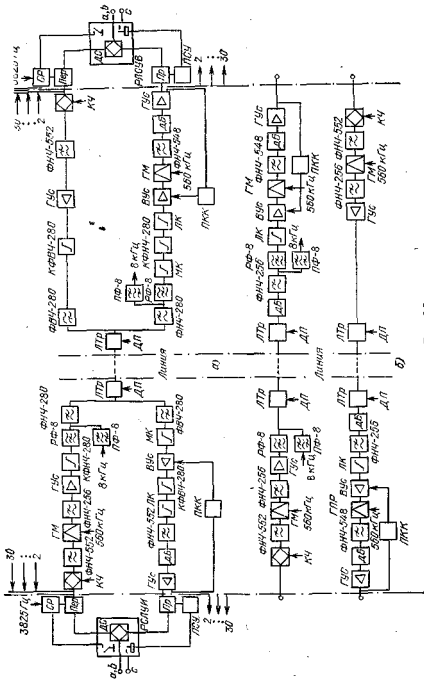


Рис. 6.5

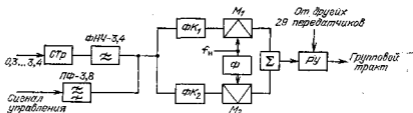


Рис. 6.6

зует полосу частот исходного сигнала и частоту сигнала управления в полосу частот, отводимую этому каналу в спектре частот на выходе индивидуального оборудования 312 ... 548 кГц. Для этого в передатчике используется схема фазоразностной модуляции, которая состоит из фазовых контуров, обеспечивающих относительный сдвиг фаз сигналов на 90° в диапазоне частот канала ТЧ (ΦK_1 и ΦK_2), модуляторов (M_1 и M_2), высокочастотного фазовращателя (Φ) и сумматора. На входе фазоразностной схемы включены симметрирующий трансформатор (СТр) и ФНЧ, который подавляет разговорные сигналы с частотами выше 3,4 кГц. Полосовой фильтр ПФ-3,8 уменьшает помехи в соседних каналах при передаче импульсов набора номера.

Развязывающее устройство осуществляет взаимонезависимое объединение выходных сигналов 30 передатчиков, в результате чего образуется групповой сигнал, занимающий полосу частот 312 ... 548 кГц, который и подается в групповой тракт (рис. 6.5,а). Через это же развязывающее устройство в тракт передачи вводятся контрольная частота 304 кГц и вспомогательная частота 312 кГц, которая используется для отыскания поврежденного направления группового тракта. Фильтр ФНЧ-552 подавляет лобочные продукты преобразования модуляторов передатчиков каналов.

В групповом модуляторе с помощью несущей частоты 560 кГц спектр частот 304 ... 548 кГц (с учетом передачи КЧ) переносится в спектр 12 ... 256 кГц, нежелательная боковая полоса подавляется фильтром ФНЧ-256.

Через полосовой фильтр ПФ-8 в тракт передачи подается частота синхронизации 8 кГц. Режекторный фильтр РФ-8, вносящий большое затухание на частоте 8 кГц, необходим для того, чтобы передаваемый сигнал не оказывал мешающего действия на канал синхронизации.

Фильтры ФНЧ-280 и ФВЧ-280 являются направляющими фильтрами, частотная характеристика затухания которых корректируется корректорами КФНЧ-280 и КФВЧ-280.

Линейный трансформатор (ЛТр) служит для образования симметричной схемы линейного входа (выхода) аппаратуры, средняя точка используется для организации служебной связи по фантомным цепям и подачи дистанционного питания.

Передающее оборудование станции Б отличается от рассмотренного оборудования станции А тем, что в нем отсутствует групповой преобразователь частоты и в качестве направляющего фильтра используется фильтр высоких частот ФВЧ-280. (Эта станция передает в линию полосу частот 312 ... 548 кГц.)

На приемной станции фильтр РФ-8 не пропускает частоту синхронизации 8 кГц в тракт приема передаваемой информации. Фильтр ПФ-8 выделяет эту частоту и передает ее в генераторное оборудование.

Магистральный корректор (МК) служит для подчисточной коррекции АЧИ, которые накопились в линейном тракте. Линейный корректор наклона (ЛК) корректирует АЧИ линии.

Автоматическая регулировка усиления осуществляется путем изменения усиления вспомогательного усилителя. При изменении уровня КЧ приемник контрольного канала выдает соответствующий сигнал, под действием которого изменяется глубина обратной связи ВУс.

Фильтр ФНЧ-552 выделяет после демодуляции полезную полосу частот.

Групповой усилитель (ГУс) обеспечивает требуемый уровень сигнала для нормальной работы приемников.

Функциональная схема приемника приведена на рис. 6.7. Полосовой фильтр на входе приемника отсутствует, поэтому на демодулятор (ДМ) поступают сигналы всех 30 каналов. После демодуляции фильтр ФНЧ-4 отделяет исходный сигнал и сигнал управления от преобразованных сигналов остальных каналов. После усиления этих сигналов речевой сигнал отделяется от сигнала управления фильтром ФНЧ-3,4 и через дифференциальную систему подается на приборы искания АТС. Сигнальная частота выделяется ПФ-3,825 и поступает в приемник сигнала управления (ПСУ), где усиливается, выпрямляется и подается на соответствующие управляющие устройства.

Приемный тракт станции А отличается от рассмотренного тем, что в нем нет группового преобразователя (станция принимает полосу частот 312 ... 548 кГц).

Если СП КАМА работает как однополосная, то групповые преобразователи используются на обеих оконечных станциях, не ис-

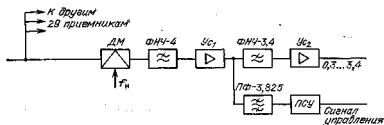


Рис. 6.7

пользуются направляющие фильтры с их корректорами и магистральные корректоры (рис. 6.5,б).

Промежуточные усилительные станции применяются в том случае, если длина усилительного участка превышает максимально допустимую. Структурная схема промежуточной усилительной станции СП КАМА показана на рис. 6.8. Назначение ее элементов аналогично назначению элементов оконечной станции.

Генераторное оборудование обеспечивает четыре СП КАМА всеми необходимыми несущими, контрольными и дополнительными частотами и частотой управления 3825 Гц. Все частоты, кроме последней, вырабатываются единым генераторным оборудованием с опорной частотой 8 кГц.

Система передачи В-3-3с позволяет организовать три канала ТЧ и канал служебной связи. По двоянным каналам ТЧ можно организовать канал вещания второго класса. В качестве направляющей среды используются либо стальные воздушные линии, либо кабельные соединительные линии на местной сети. Система В-3-3с построена по двухпроводной двухполосной системе. Передача сигналов в одном направлении осуществляется в полосе частот 4...16 кГц, а в обратном — в полосе частот 18...30 или 19...31 кГц. В полосе частот до 4 кГц организуется канал служебной связи.

В этой системе предусмотрена возможность создания четырех вариантов линейного спектра, которые отличаются друг от друга взаимной инверсией или сдвигом частотных полос каналов (рис. 6.9). Сдвиг и инверсия частотных спектров исключают взаимные переходные влияния между каналами систем передачи, работающих по параллельным цепям. Кроме того, в различных вариантах линейного спектра, как видно из рис. 6.9, спектры частот сигналов вещания, передаваемые по второму и третьему каналам (заштрихованные треугольники), сдвинуты и инверсированы друг относительно друга, что повышает помехозащищенность этих сигналов.

В состав СП В-3-3с входят оконечные и необслуживаемые дистанционно питаемые станции (НУП). Между двумя оконечными станциями может быть установлено два НУП. В этом случае мак-

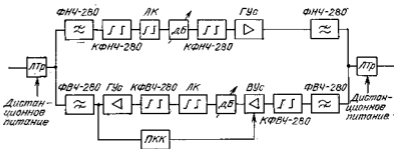


Рис. 6.8

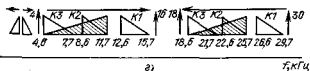
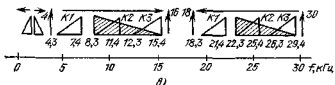
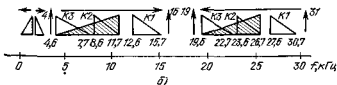
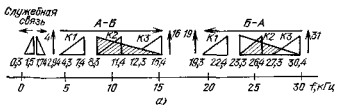


Рис. 6.9

симальная протяженность связи при использовании стальных цепей составляет 75 км, а соединительных кабелей ВТСП — 54 км. При необходимости увеличения протяженности связи можно использовать станцию ПВ-3-3 и еще два НУП.

В СП В-3-3с применена раздельная двухчастотная плосконаклонная электротермомеханическая система АРУ. В качестве контрольных частот в одном направлении используются частоты 4 и 16 кГц, а в другом — 18 и 30 или 19 и 31 кГц, что определяется принятым вариантом спектра. Устройствами автоматической регулировки снабжены только оконечные станции. Необслуживаемые усилительные пункты устройств АРУ не имеют. Усиление их рассчитано на компенсацию минимального затухания линии, что исключает возможность перегрузки при изменениях затухания из-за изменения погодных условий.

Для обеспечения требуемой защищенности каналов от внешних помех в состав аппаратуры В-3-3с введены компандерные устрой-

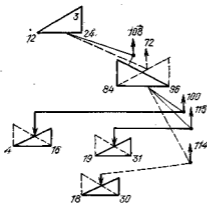


Рис. 6.10

принята трехканальная предгруппа, занимающая спектр 12 ... 24 кГц и образованная путем индивидуального преобразования исходных сигналов каждого канала с помощью несущих 12, 16 и 20 кГц. После преобразования выделяется верхняя боковая полоса частот. Затем используются две ступени группового преобразования, так как спектр трехканальной предгруппы частично совпадает с линейным. Первое групповое преобразование осуществляется с помощью несущих 72 или 108 кГц. После преобразования в обоих случаях выделяются инвертированные относительно друг друга полосы частот 84 ... 96 кГц. Для получения линейного спектра частот нижней группы (4 ... 16 кГц) используется вторая ступень преобразования с несущей частотой 100 кГц. Линейный спектр верхней группы частот 19 ... 31 или 18 ... 30 кГц формируется второй ступенью группового преобразования с помощью несущих 115 или 114 кГц соответственно. На приемной станции осуществляется обратное преобразование.

Сигналы управления и вызова между АТС (СУВ) передаются с помощью сигнальной частоты 3825 Гц, расположенной вне эффективно передаваемой полосы. Индивидуальное преобразование сигнальной частоты каждого канала осуществляется отдельно от преобразования разговорных сигналов (рис. 6.11) с помощью преобразователей с несущими 12, 16 и 20 кГц. В результате СУВ каждого канала преобразуются в частоты 15,825; 19,825 и 23,825 кГц. Затем эти частоты преобразуются в групповых преобразователях совместно с информационными сигналами. В приемном тракте сигналы СУВ, преобразованные в групповых демодуляторах, выделяются избирательным усилителем ИУ₁, преобразуются в демодуляторе с помощью несущей частоты 24 кГц в частоты 8175, 4175 и 175 Гц соответственно в каналах, 1, 2 и 3, усиливаются в усилителе ИУ₂ и преобразуются в УСК соответствующих каналов в исходные сигналы СУВ.

Контрольные токи 12 и 24 кГц, получаемые от генераторов КЧ,

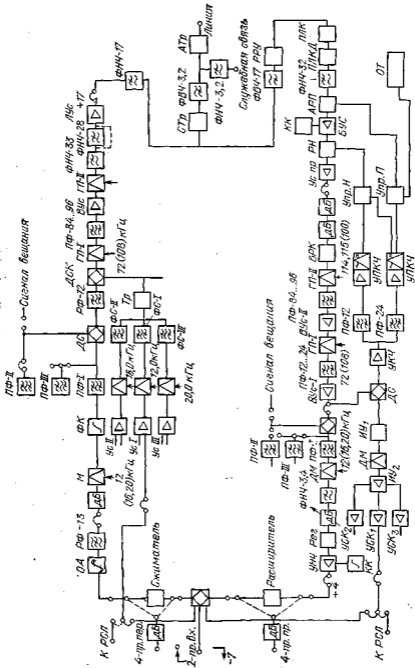


Рис. 6.11

вводятся на вход групповой части аппаратуры и преобразуются совместно с передаваемыми сигналами. Выделение этих токов на приемной станции происходит на выходе группового тракта. Следует заметить, что для любого варианта спектра приемники КК одинаковые.

Индивидуальное оборудование каждого канала (рис. 6.11) содержит ограничитель амплитуд (ОА), предназначенный для предотвращения перегрузки группового тракта, и режекторный фильтр (РФ), который обеспечивает защиту сигнального канала от разговорных сигналов. Модулятор (М) осуществляет индивидуальное преобразование. Полезные полосы частот выделяются полосовыми фильтрами (ПФ). Между модулятором и ПФ включен фазовый корректор (ФК), корректирующий крайевые искажения полосового фильтра. Все каналы на выходе индивидуальной части аппаратуры объединяются с помощью дифференциальной системы (ДС), на которую при организации канала вещания подаются сигналы звукового вещания.

В приемной части индивидуального оборудования каналные фильтры выделяют полосы частот соответствующих каналов. Фильтры ФНЧ выделяют исходную информацию после демодуляции. Коррекция крайевых искажений приемных каналных полосовых фильтров происходит в цепи обратной связи УНЧ.

Режекторный фильтр РФ-12 на входе группового оборудования передачи не пропускает в тракт остаток несущей частоты 12 кГц, совпадающей с КЧ, для предотвращения ложной работы АРУ. Дифсистема ДСК обеспечивает независимое объединение спектра частот трехканальной подгруппы с частотами управления и взаимодействия и контрольными частотами. Фильтры ПФ-84...96 и ФНЧ-33 выделяют полезные полосы частот соответственно после первого и второго групповых преобразований. Линейный усилитель обеспечивает номинальное значение уровня передачи, равное 17 дБ. Фильтры ФНЧ-17 и ФВЧ-17 являются направляющими и разделяют сигналы разных направлений передачи. Трансформатор Стр обеспечивает симметричный выход оконечной станции. Фильтры ФНЧ-3,2 и ФВЧ-3,2 называются линейными и разделяют спектры частот СП В-3-3с и канала служебной связи (КСС). Автотрансформатор (АТр) согласует выходное сопротивление станции с входным сопротивлением линии.

Компенсация АЧИ, вносимых линией, и установочная регулировка усиления осуществляются на приемной оконечной станции ручным регулятором усиления (РРУ) и переменными линейными основным (ПЛК) и дополнительным (ПЛКД) корректорами. Первый компенсирует примерно половину максимального наклона частотной характеристики затухания усилительного участка максимальной длины, а второй включается только при использовании стальных цепей.

Фильтр ФНЧ-32 препятствует попаданию помех в тракт приема, расположенных в спектре частот выше линейного спектра системы.

Компенсация изменения затухания линии при изменении погодных условий производится плоским регулятором (АРП) и регулятором наклона (РН). Система АРУ позволяет поддерживать на выходе группового тракта постоянный и не зависящий от частоты уровень. Буферный усилитель (БУс) согласует высокоомное выходное сопротивление АРП с низкоомным входным сопротивлением РН. В цепи обратной связи БУс включен контур (КК), который дает возможность корректировать АЧИ, вносимые трактом приема.

Блок БКР служит для коррекции АЧИ при использовании в качестве направляющей среды кабеля ВТСП.

Полосовые фильтры ПФ-84 ... 96 и ПФ-12 ... 24 выделяют полезные полосы частот после первого и второго демодуляторов.

Дифференциальная система ДС осуществляет разделение токов СУВ и КЧ. Узкополосные фильтры ПФ-12 и ПФ-24 выделяют токи КЧ, которые в приемнике контрольных частот УПКЧ усиливаются и выпрямляются. Контрольная частота 24 кГц управляет плоским регулятором (АРП). Ток этой частоты после выпрямления сравнивается в устройстве управления плоским регулятором (Упр.П) с опорным током, который вырабатывается стабилизированным источником (ОТ). При неравенстве этих токов запускается мотор, направление вращения которого зависит от знака разности этих токов. Мотор приводит в движение регулятор потенциометра, который изменяет ток подогрева и сопротивление рабочего тела термистора, включенного в АРП. Изменение тока подогрева, а следовательно, и затухания АРП будет происходить до тех пор, пока уровень КЧ на выходе группового приемного тракта не достигнет номинальной величины.

Наклонная регулировка осуществляется аналогично, но выпрямленный ток КЧ 12 кГц сравнивается в Упр.Н с током частоты 24 кГц. При неравенстве их также запускается мотор, который изменяет ток подогрева термистора, включенного в РН. Мотор будет работать до установления номинальной величины уровня КЧ.

Структурная схема необслуживаемой усилительной станции приведена на рис. 6.12. В оба направления передачи входят линейные усилители ЛУс, в цепь ООС которых включены корректирующие контуры (КК), постоянные линейные корректоры (ПЛК), компенсирующие примерно половину наклона частотной характеристики затухания линии, и регулятор усиления (РУ). Наклон частотной характеристики усиления регулируется переменными корректорами (РН), которые различаются для разных направлений передачи. Фильтр ФНЧ-3,2 защищает тракт передачи верхней группы от высокочастотных помех.

В цепь обхода НУП подключена неравноплечая дифференциальная система, с помощью которой в тракт можно включить телефонный аппарат для служебных переговоров.

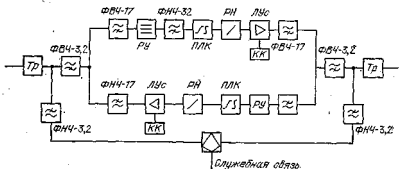


Рис. 6.12

Все частоты, которые используются в качестве несущих и контрольных, получаются от единого задающего генератора с частотой 8 кГц, стабилизированного кварцем.

Радиорелейная система передачи «Контейнер» работает в спектре частот 390 ... 470 МГц. Она применяется на сельской сети для организации связи между АТС, между районными центрами и для других целей.

В РРСП «Контейнер» два ствола работают на одну антенну через разделительные фильтры. План частот позволяет организовать 12 стволов по четырехчастотной системе. В каждом дуплексном стволе организуется 12 нерезервируемых каналов ТЧ и канал служебной связи или шесть резервируемых каналов ТЧ и также канал служебной связи.

В состав этой системы входят главная станция, промежуточные станции ПРС и оконечная станция ОРС, причем ПРС и ОРС — необслуживаемые. Дальность связи составляет 200 ... 300 км при расстоянии между станциями 30 ... 50 км. Таким образом, число РРС не превышает пяти.

Электропитание аппаратуры может осуществляться от источников питания переменного тока напряжением 127 или 220 В и постоянного тока напряжением 24 или 60 В.

В состав аппаратуры станции входят следующие элементы (рис. 6.13): антенно-фидерный тракт, приемник (Пр), передатчик (Пер), блок автоматики (БА) и блок организации каналов (БОК).

Антенно-фидерный тракт состоит из антенны типа восьмизлементной синфазной решетки, подводящего коаксиального кабеля и антенных фильтров (АФ). Эти фильтры предназначены для раз-

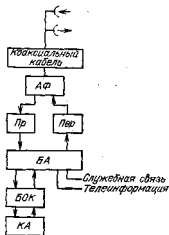


Рис. 6.13

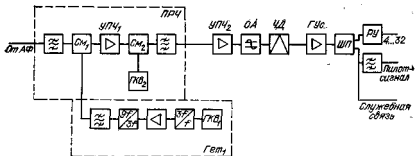


Рис. 6.14

деления сигналов стволы, подавления гармоник передатчиков и защиты приемников от внешних помех. В качестве каналоформирующей аппаратуры (КА) используются системы передачи ОР-6 и ВР-6, а также «Топаз-1».

Приемник РРСП «Контейнер», структурная схема которого представлена на рис. 6.14, выполнен по супергетеродинной схеме с двойным преобразованием частоты. Преобразователь частоты (ПРЧ) предназначен для преобразования ЧМ колебаний, поступающих от антенного фильтра, в колебания первой промежуточной частоты 30 МГц, а затем в колебания второй промежуточной частоты 8,4 кГц. Первое преобразование осуществляется в малощумящем диодном смесителе $СМ_1$, а второе — в транзисторном смесителе $СМ_2$. Кроме того, ПРЧ обеспечивает необходимую избирательность приемника.

Гетеродин приемника (Гет₁) состоит из кварцевого генератора ГКВ₁, двух транзисторных умножителей и узкополосного фильтра. Выходной сигнал занимает диапазон частот 362 ... 437 МГц. Частота гетеродина подается на первый смеситель $СМ_1$.

В усилителе промежуточной частоты УПЧ₂ сигнал усиливается и демодулируется в частотном детекторе (ЧД), на выходе которого образуется групповой сигнал.

Групповой усилитель (Гус) предназначен для усиления группового спектра, а шумоподавитель (ШП) — для подавления шумов на выходе Гус при отсутствии сигнала, так как шумы в паузе могут вызвать ложное срабатывание устройств автоматики.

Передатчик РРСП «Контейнер», структурная схема которого показана на рис. 6.15, содержит модуляционный усилитель (МУС),

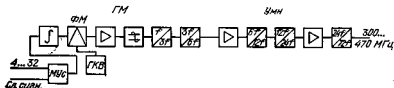


Рис. 6.15

который усиливает напряжение сигнала, поступающего от каналоформирующей аппаратуры в спектре 4 ... 32 кГц, до требуемой величины. Кроме того, на второй вход модуляционного усилителя подается сигнал служебной связи.

Генератор-модулятор (ГМ) предназначен для получения ЧМ колебаний в диапазоне частот 32 ... 39 МГц. Стабильность частоты обеспечивается кварцевым генератором (ГКВ). Под воздействием основного и служебного сигналов осуществляется фазовая модуляция колебаний генератора. Для получения ЧМ колебаний модулирующий сигнал предварительно интегрируется. Для подавления паразитной амплитудной модуляции введен ограничитель амплитуд ОА. В усилителе (Умн) частота претерпевает 72-кратное умножение, причем умножается не только средняя частота, но и ее девиация.

Блок автоматики служит для повышения надежности работы РРСП путем публочного «горячего» резервирования. Для автоматического включения всех РРС по команде с главной станции, а также резервирования и контроля оборудования передается пилот-сигнал для первого ствола на частоте 64, для второго — на частоте 66 кГц.

Для сопряжения радиоаппаратуры с каналоформирующей системой предназначен блок организации каналов. Он обеспечивает выделение группового спектра 0,3 ... 32 кГц, транзит пилот-сигналов и защиту аппаратуры со стороны линии. В состав блока входят четыре фильтра ДК-33, четыре согласующих трансформатора, служащих для получения номинального характеристического сопротивления аппаратуры со стороны линии (150 Ом), система защиты и плата коммутации.

В качестве каналоформирующей аппаратуры используется аппаратура СП ОР-6 и ВР-6 или «Топаз-1», предназначенная для РРСП сельской связи.

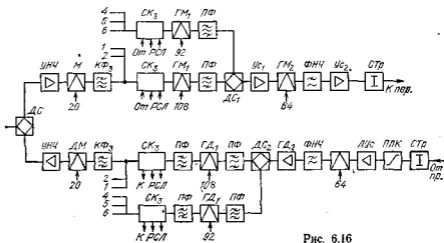


Рис. 6.16

Система передачи ОР-6 (рис. 6.16) устанавливается на ОРС и предназначена для преобразования шести исходных сигналов с полосой частот 0,3 ... 3,4 кГц и линейный спектр 4 ... 32 кГц и обратного преобразования. Оно осуществляется следующим образом. Вначале формируются две трехканальные подгруппы с полосой частот 12 ... 24 кГц. Эта полоса частот образуется путем индивидуального преобразования с помощью несущих 12, 16 и 20 кГц. Полосовые фильтры каналов (КФ) выделяют верхние боковые полосы частот.

В первых групповых преобразователях ($ГМ_1$) с помощью несущих 92 и 108 кГц эти спектры преобразуются соответственно в 68 ... 80 и 84 ... 96 кГц. В дифференциальной системе ($ДС_1$) эти спектры объединяются и во втором групповом преобразователе ($ГМ_2$) с помощью несущей частоты 64 кГц преобразуются в спектр 4 ... 32 кГц. После преобразования этот спектр выделяет ФНЧ. Назначение остальных элементов такое же, как в аппаратуре СП В-3-Зс. Передача вызывных сигналов организуется с помощью блока организации сигнальных каналов ($СК_3$) так же, как в СП В-3-Зс.

Система передачи ВР-6, устанавливаемая на ПРС, позволяет осуществить выделение от одного до трех каналов.

В аппаратуре «Контейнер» предусмотрена система служебной связи, резервирования и телесигнализации.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие системы передачи используются для магистральных сетей?
2. Какие системы передачи предназначены для внутризональных сетей?
3. Назовите линейные спектры кабельных систем передачи.
4. В каких диапазонах частот работают РРЛ?
5. Почему СП К-120 строится как двухпроводная двухполосная?
6. В чем заключаются особенности СП местных сетей?
7. Почему в СП на местных сетях используется метод передачи одной боковой полосы с неполным подавлением второй?
8. Какой метод передачи АМ колебания использован в СП АБУ и почему?
9. В каком спектре частот работает СП АБУ?
10. Какие элементы содержат абонентский и станционный полукомплекты СП АБУ и каково их назначение?
11. Как образуется линейный спектр частот СП КАМА?
12. Какой метод передачи АМ колебания использован в СП КАМА и почему?
13. Как формируется линейный спектр СП В-3-Зс?
14. Зачем в СП В-3-Зс предусмотрено четыре варианта линейного спектра?
15. Почему в СП-3-Зс используются две ступени группового преобразования?
16. В каком диапазоне частот работает РРСП «Контейнер»?
17. Сколько каналов можно организовать по одному стволу РРСП «Контейнер»?
18. Каково назначение элементов функциональных схем передатчика и приемника РРСП «Контейнер»?

7. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ВРК

7.1. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АИМ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СП С ВРК

В гл. 1 отмечалось, что в системах передачи с ВРК сигнал в каждом канале представляет собой периодическую последовательность кратковременных импульсов, модулированных исходным сигналом.

Периодическую последовательность импульсов (рис. 7.1) характеризуют следующими параметрами: амплитудой $A_{\text{и}}$, длительностью $t_{\text{и}}$, частотой следования $F_{\text{д}}=1/T_{\text{д}}$ и временем возникновения импульса $t_{\text{н}}$. В зависимости от того, какой из параметров импульсной последовательности модулируется, будет иметь место амплитудно-импульсная (АИМ), широтно-импульсная (ШИМ), фазо-импульсная (ФИМ) и частотно-импульсная (ЧИМ) модуляция. Следует отметить, что возможна модуляция, при которой одновременно изменяются несколько параметров последовательности импульсов.

При АИМ амплитуда периодической последовательности импульсов изменяется в соответствии с изменениями модулирующего сигнала (рис. 7.2). Различают амплитудно-импульсную модуляцию первого (АИМ-1) и второго (АИМ-2) рода. При АИМ-1 амплитуды импульсов пропорциональны амплитуде модулирующего напряжения, а при АИМ-2 — амплитуде модулирующего напряжения в фиксированные моменты времени, обычно в момент дискретизации. Как видно из рис. 7.2, при АИМ-1 вершина импульса изменяется в соответствии с модулирующим сигналом, а при АИМ-2 вершина импульса плоская. Если длительность импульсов периодической последовательности ($t_{\text{и}}$) много меньше их периода следования, что практически всегда имеет место в СП с ВРК, то разница между модулированными импульсами при АИМ-1 и АИМ-2

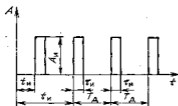


Рис. 7.1

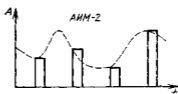
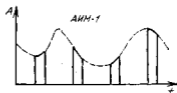


Рис. 7.2

оказывается незначительной. Поэтому в дальнейшем различать род модуляции АИМ не будем.

Периодическая последовательность импульсов, выполняющая в процессе модуляции роль несущего колебания, является функцией времени с периодом следования T_d и может быть представлена рядом Фурье

$$u_0(t) = A_n \sum_{i=-\infty}^{\infty} u(t-t_i) = A_n \left[\frac{\tau_n}{T_d} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{k\pi\tau_n}{T_d}}{k} \cos k\omega_d t \right] =$$

$$= A_n \left[\frac{1}{q} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi/q)}{k} \cos k\omega_d t \right], \quad (7.1)$$

где $u(t)$ — нормированная функция, характеризующая форму одиночного импульса, t_i — момент появления i -го импульса, $\omega_d = 2\pi/T_d$ — круговая частота повторения импульсов (дискретизации), $q = T_d/\tau_n$ — оскважность.

Полагая для простоты, что модулирующее колебание имеет вид $u_c(t) = u_{max} \sin \omega_c t$, выражение для амплитудно-модулированной последовательности импульсов

$$u_{\text{АИМ}}(t) = (1 + m_{\text{АИМ}} \sin \omega_c t) u_0(t), \quad (7.2)$$

где $m_{\text{АИМ}} = u_{max}/A_n$ — коэффициент, характеризующий глубину модуляции.

Подставляя в (7.2) выражение (7.1), получаем

$$u_{\text{АИМ}}(t) = (1 + m_{\text{АИМ}} \sin \omega_c t) \times$$

$$\times A_n \left[\frac{1}{q} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi/q)}{k} \cos k\omega_d t \right]. \quad (7.3)$$

Выражение (7.3) после несложных преобразований может быть представлено в следующем виде:

$$u_{\text{АИМ}}(t) = \frac{A_n}{q} + \frac{m_{\text{АИМ}} A_n}{q} \sin \omega_c t + \frac{2A_n}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi/q)}{k} \cos k\omega_d t +$$

$$+ \frac{m_{\text{АИМ}} A_n}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi/q)}{k} \sin(k\omega_d \pm \omega_c)t. \quad (7.4)$$

Из выражения (7.4) видно, что частотный спектр модулированной последовательности при АИМ содержит постоянную составляющую, составляющие с частотой модулирующего сигнала ω_c , с частотой следования импульсов периодической последовательности ω_d и ее гармоник $k\omega_d$. Кроме того, в составе спектра имеются боковые частоты при частоте следования импульсов ω_d и ее гармониках $k\omega_d$. Если модулирующий сигнал имеет сложную форму и содержит составляющие ($\omega_{min} \dots \omega_{max}$), то характер частотного спектра модулированной последовательности сохраняется с той лишь разницей, что вместо отдельных боковых составляющих появится спектр частот вида $k\omega_d \pm (\omega_{min} \dots \omega_{max})$ и вместо состав-

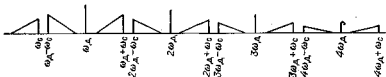


Рис. 7.3

ляющей с частотой модулирующего сигнала ω_0 будет полоса частот этого сигнала ($\omega_{min} \dots \omega_{max}$). Характер спектра сигнала АИМ в случае модуляции сигналом, занимающим полосу частот ($\omega_{min} \dots \omega_{max}$), показан на рис. 7.3.

Демодулировать, т. е. восстановить, исходный непрерывный сигнал, как следует из (7.4), можно либо с помощью фильтра нижних частот с частотой среза, равной или превышающей ω_{max} , либо путем выделения с помощью полосового фильтра одной из гармоник частоты дискретизации $n\omega_Д$ вместе с боковыми $n\omega_Д \pm \omega_с$ и их детектирования. Наиболее широкое распространение получил метод демодуляции с помощью фильтра нижних частот как более простой.

Использовать для демодуляции ФНЧ можно потому, что в составе спектра АИМ содержится исходный модулирующий сигнал. Однако, как видно из рис. 7.3, выделить этот сигнал можно только в том случае, если будет выполнено условие $\omega_{max} \leq (\omega_Д - \omega_{max})$ или $\omega_Д \geq 2\omega_{max}$. В противном случае составляющие нижней боковой полосы будут частично или полностью совпадать с полосой частот исходного сигнала, попадать в полосу пропускания фильтра НЧ и вызывать искажение исходного сигнала. Напомним, что это условие формулируется теоремой В. А. Котельникова.

Фильтр, идентичный фильтру НЧ, осуществляющему демодуляцию на приеме, необходимо использовать и на передаче. Его назначение состоит в том, чтобы не пропускать на вход модулятора сигналы с частотами выше ω_{max} . Наличие этих сигналов приведет к возникновению на входе фильтра НЧ приемной станции сигнала, полоса частот которого будет частично или полностью совпадать с полосой частот исходного сигнала, что приведет к искажениям последнего.

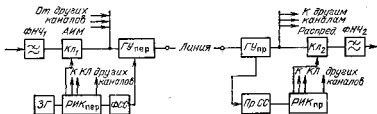


Рис. 7.4

Упрощенная схема системы передачи с ВРК-АИМ приведена на рис. 7.4. При рассмотрении функций и назначения отдельных элементов аппаратуры будем полагать, что СП с ВРК-АИМ предназначена для передачи телефонных сигналов. Фильтр нижних частот ФНЧ₁ ограничивает спектр входного сигнала. Его частота среза выбрана равной 3,4 кГц, так как для телефонного сигнала, передаваемого по каналу ТЧ, максимальная частота равна этой величине. Канальные амплитудно-импульсные модуляторы (АИМ) преобразуют непрерывные речевые сигналы в последовательности отсчетов. Модулятор представляет собой электронный ключ, на один из управляющих входов которого подается периодическая последовательность импульсов, вырабатываемая генераторным оборудованием передающей станции. В состав этого оборудования входят задающий генератор (ЗГ), распределитель импульсов каналов (РИК) и схема формирования синхросигнала (ФСС). Задающий генератор вырабатывает последовательность прямоугольных импульсов с частотой $F_d = 8$ кГц ($T_d = 125$ мкс), которая через РИК подается на каналные модуляторы. Частота следования прямоугольных импульсов ($F_d > 2F_{max}$) выбрана равной 8 кГц для снижения требований к крутизне нарастания затухания фильтра НЧ. В этом случае частотный промежуток между ω_c и $\omega_d - \omega_c$ составляет 1,2 кГц. Длительность этих импульсов определяется количеством каналов в системе передачи и скважностью импульсной последовательности.

Импульсы, подаваемые на модуляторы АИМ разных каналов, имеют одинаковую длительность и период следования, но смещены во времени относительно друг друга. Это смещение во времени и обеспечивает схема РИК, основным элементом которой является линия задержки с отводами. Каждый элемент запаздывания линии задержки сдвигает входной сигнал (сигнал от ЗГ) на время T_k , равное каналному интервалу. Время задержки всей линии равно периоду повторения импульсов одного канала. Временная диаграмма импульсной последовательности, получаемой на выходах РИК, показана на рис. 7.5.

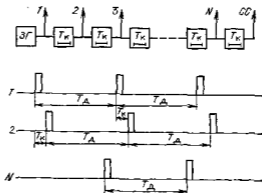


Рис. 7.5

В групповом устройстве ГУ_{гр} осуществляется объединение и усиление модулированных последовательностей импульсов всех каналов с выходов канальных модуляторов, т. е. формируется многоканальный АИМ-сигнал.

В групповом устройстве ГУ_{гр} многоканальный АИМ-сигнал усиливается и корректируется.

Распределители канальных импульсов приемной станции превращают многоканальный АИМ-сигнал в N -одноканальных АИМ-сигналов. Распределитель представляет собой электронный ключ, аналогичный канальному модулятору передающей станции. Замыкание ключа должно происходить в тот момент, когда на его вход поступает импульс соответствующего канала, т. е. необходимо, чтобы ключи $K_{л2}$ замыкались синхронно и синфазно с $K_{л1}$. Поскольку работой $K_{л2}$ управляет последовательность импульсов, вырабатываемая ГО приемной станции, то, следовательно, РИК_{пер} и РИК_{пр} должны работать синхронно и синфазно. С этой целью с передающей станции на приемную посылаются синхримпульсы. Эти импульсы имеют ту же периодичность, что и канальные, и сдвинуты относительно них во времени. Они формируются схемой ФСС, которая запускается импульсом РИК_{пер}. В ФСС синхримпульсы наделяются каким-либо отличием от канальных импульсов, например увеличением длительности. На приемной станции ПрСС выделяет синхросигнал, с помощью которого и осуществляется синхронизация работы РИК_{пр}. Выделение синхросигнала ПрСС основано на его отличии от канальных сигналов. Если синхримпульс имеет большую длительность, то он выделяется с помощью интегрирующей цепи и амплитудного селектора.

Демодуляцию канальных АИМ-сигналов осуществляет фильтр ФНЧ₂, аналогичный ФНЧ₁ на передающей станции.

Следует отметить, что помехоустойчивость сигналов с АИМ является очень низкой, так как любая помеха, изменяющая амплитуду импульса, искажает форму огибающей импульсной последовательности и, следовательно, сигнал на приеме. С точки зрения помехоустойчивости более целесообразно использовать другие виды импульсной модуляции.

7.2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФИМ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ СП С ВРК

Рассмотрим вначале широтно-импульсную модуляцию. При широтно-импульсной модуляции последовательности прямоугольных импульсов исходный сигнал отображается изменениями длительности (ширины) импульсов (рис. 7.6). Так же, как и АИМ, ШИМ может быть первого и второго рода. При ШИМ-1 длительности импульсов определяется значениями модулирующей функции в моменты возникновения фронта и среза импульса, а при ШИМ-2 — в тактовых точках. Если $\tau_b \ll T_D$, то разница между ШИМ-1 и ШИМ-2 незначительна (рис. 7.6).

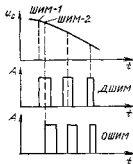


Рис. 7.6

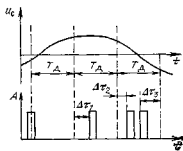


Рис. 7.7

Различают одно- и двухстороннюю ШИМ. При односторонней ШИМ изменяется временное положение фронта или среза импульса, а при двухсторонней — сдвигаются фронт и срез импульса. На практике чаще применяется односторонняя ОШИМ-1, при которой длительность импульса при модуляции сигналом $u_c(t) = u_{\max} \sin \omega_c t$ будет выражаться следующим образом:

$$\tau_n = \tau_{0n} + \Delta\tau_{\max} \sin \omega_c t, \quad (7.5)$$

где τ_{0n} — среднее значение длительности импульса, $\Delta\tau_{\max}$ — максимальное отклонение фронта импульса. Выражение для широтно-модулированной последовательности импульсов получим, подставив (7.5) в (7.1):

$$\begin{aligned} u_{\text{ШИМ}}(t) &= A_n \left[\frac{\tau_0 + \Delta\tau_{\max} \sin \omega_c t}{T_d} + \right. \\ &+ \left. \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \left(k\pi \frac{\tau_0 + \Delta\tau_{\max} \sin \omega_c t}{T_d} \right) \cos k\omega_d t \right] = \\ &= A_n \left[\frac{1}{q_0} + \frac{\Delta\tau_{\max} \sin \omega_c t}{T_d} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \left(\frac{k\pi}{q_0} + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \beta_k \sin \omega_c t \right) \cos k\omega_d t \right], \end{aligned}$$

где $\beta_k = k\pi\Delta\tau_{\max}/T_d$, $q_0 = T_d/\tau_0$.

Учитывая известное соотношение из теории бesselовых функций, это выражение можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} u_{\text{ШИМ}}(t) &= \frac{A_n}{q_0} + \frac{A_n \Delta\tau_{\max}}{T_d} \sin \omega_c t + \\ &+ \frac{2A_n}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_k) \sin \left(\frac{k\pi}{q_0} + n\omega_c t \right) \cos k\omega_d t. \quad (7.6) \end{aligned}$$

Из (7.6) видно, что спектр ШИМ-сигнала имеет более сложную структуру, чем спектр АИМ-сигнала. Он содержит постоянную

составляющую, составляющую исходного модулирующего сигнала, бесконечное число гармоник частоты повторения импульсов $k\omega_d$, каждая из которых, в свою очередь, окружена бесконечным числом боковых частот $k\omega_d \pm n\omega_c$. Наличие исходного модулирующего сигнала означает, что демодуляция возможна с помощью фильтра НЧ. Однако если при малых k составляющие спектра с частотами $k\omega_d - n\omega_c$ имеют заметные амплитуды, то при демодуляции появятся искажения. Чтобы исключить попадание этих частот в полосу пропускания ФНЧ при демодуляции, необходимо увеличить частоту повторения импульсов по сравнению с $2F_{max}$.

По сравнению с АИМ ШИМ обладает большей помехоустойчивостью, так как при ШИМ для устранения влияния помех можно применять двухстороннее ограничение амплитуд импульсов.

Более помехоустойчивым видом импульсной модуляции является ФИМ. Этот вид модуляции, как и ЧИМ, представляет собой разновидность временной импульсной модуляции, при которой импульсы периодической последовательности, сохраняя свою форму и величину, смещаются во времени. Если величина сдвига импульсов относительно тактовых точек определяется только амплитудой модулирующего сигнала и не зависит от частоты модуляции, то имеет место ФИМ (рис. 7.7). При ЧИМ изменяется частота следования импульсов в зависимости от амплитуды модулированного колебания. От частоты модуляции частота следования не меняется.

Определим спектр сигнала фазо-импульсной модуляции, когда модулирующий сигнал $u_c(t) = u_{max} \sin \omega_c t$. В этом случае величину фазового сдвига можно определить выражением $\theta(t) = \omega_d t + \Delta\tau_{max} \omega_d \sin \omega_c t = \omega_d t + \Delta\varphi_{max} \sin \omega_c t$, где $\Delta\tau_{max} = m_{ФИМ} u_{max}$ — максимальный временной сдвиг, $m_{ФИМ}$ — коэффициент глубины модуляции, $\Delta\varphi_{max} = \tau_{max} \omega_d$ — индекс модуляции. Очевидно, что модуляция фазы импульсов по закону $\theta(t) = \theta_{max} \sin \omega_c t$ эквивалентна изменению мгновенной частоты следования $\omega_{мгн}(t) = d\theta(t)/dt = \omega_d + \Delta\varphi_{max} \omega_c \cos \omega_c t$, откуда мгновенный период следования

$$T_{мгн} = \frac{2\pi}{\omega_d + \Delta\varphi_{max} \omega_c \cos \omega_c t}. \quad (7.7)$$

Подставив (7.7) в (7.1), получим выражение для фазо-модулированной последовательности импульсов

$$u_{ФИМ}(t) = \frac{A_n \tau_n}{2\pi} \left[\omega_d + \Delta\varphi_{max} \omega_c \cos \omega_c t + \right. \\ \left. + \frac{1}{\tau_n} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \frac{k}{2} \tau_n (\omega_d + \Delta\varphi_{max} \omega_c \cos \omega_c t) \cos k(\omega_d + \right. \\ \left. + \Delta\varphi_{max} \omega_c \cos \omega_c t) t \right]. \quad (7.8)$$

Выражение под знаком суммы можно преобразовать, используя известные соотношения из теоремы Бесселевых функций. Тогда (7.8) примет следующий вид:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{ФИМ}}(t) &= \frac{A_{\text{н}}}{q} + A_{\text{н}} \frac{\Delta \varphi_{\text{max}} \omega_c \tau_{\text{н}}}{2\pi} \cos \omega_c t + \\
 &+ \frac{2A_{\text{н}}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} J_0(k \Delta \varphi_{\text{max}}) \sin \frac{n \omega_{\text{д}} \tau_{\text{н}}}{2} \cos k \omega_{\text{д}} t + \\
 &+ \frac{2A_{\text{н}}}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sum_{n=1}^{\infty} J_n(k \Delta \varphi_{\text{max}}) \sin \frac{\tau_{\text{н}} (k \omega_{\text{д}} \pm n \omega_c)}{2} \cos (k \omega_{\text{д}} \pm n \omega_c) t.
 \end{aligned}
 \tag{7.9}$$

Из (7.9) видно, что в спектре при ФИМ содержатся постоянная составляющая, составляющая с частотой модулирующего сигнала и бесконечное число гармоник частоты повторения импульсов $k\omega_{\text{д}}$, каждая из которых окружена бесконечным числом составляющих вида $k\omega_{\text{д}} \pm n\omega_c$. Следует обратить внимание на то, что амплитуда составляющей, соответствующей модулирующему сигналу, пропорциональна частоте ω_c , следовательно, при демодуляции с помощью фильтра НЧ его частотная характеристика затухания должна изменяться с учетом этой зависимости. Кроме того, при малых k амплитуды составляющих с частотами вида $k\omega_{\text{д}} - n\omega_c$ значительны и могут вызвать искажения при демодуляции фильтром НЧ. По этим причинам демодуляция ФИМ-сигнала фильтром НЧ на практике не применяется, а применяют комбинированные методы, которые основаны на предварительном преобразовании ФИМ в какой-либо другой вид импульсной модуляции, при которой возможна демодуляция фильтром НЧ.

Для уменьшения искажений и увеличения помехозащищенности при ФИМ, как и при ШИМ, используется двухстороннее ограничение амплитуды.

Спектр ЧИМ по своей структуре практически не отличается от спектра ФИМ, но количественные соотношения здесь несколько иные. Можно показать, что помехоустойчивость при ЧИМ ниже, чем при ФИМ. Кроме того, ее практическое осуществление сложнее, чем ФИМ. По этим причинам ЧИМ в СП обычно не применяется.

При ФИМ длительность импульса постоянна и в отсутствие модуляции может быть меньше, чем при ШИМ. Поэтому средняя мощность сигнала при ФИМ меньше, чем при ШИМ. Следовательно, и средняя мощность передатчиков при ФИМ меньше, чем при ШИМ. Кроме того, при одинаковой средней мощности сигнала ФИМ позволяет увеличить амплитуды импульсов и тем самым повысить на входе приемника отношение сигнал-помеха. Поскольку при ШИМ передаются и короткие импульсы, то полоса пропускания тракта передачи оказывается более широкой, чем при передаче импульсов при ФИМ, имеющих большую длительность.

Длительность импульсов при ФИМ выбирается исходя из обеспечения оптимальной ширины полосы пропускания тракта с точки зрения наиболее высокой помехоустойчивости. Можно показать также, что при ФИМ защищенность от переходных помех выше, чем при ШИМ и АИМ.

Перечисленные преимущества ФИМ обусловили ее широкое применение в импульсных системах передачи. Однако, как отмечалось выше, демодуляцию сигнала при ФИМ осуществить с помощью фильтра НЧ не представляется возможным, поэтому ФИМ сначала преобразуется в ШИМ или АИМ, а затем с помощью фильтра НЧ выделяется исходный сигнал. То есть можно сказать, что АИМ и ШИМ используются главным образом как промежуточные виды модуляции.

Для излучения сигнала в требуемом диапазоне частот в РРСП используется сочетание ФИМ с АМ или ЧМ. При необходимости сократить полосу частот, занимаемую РРСП, во второй ступени модуляции предпочтительней применять АМ.

Количество каналов N в системе передачи с ВРК и ФИМ можно определить из выражения $N = (T_d - T_{cc}) / T_k$, где T_d — период дискретизации, T_{cc} — интервал времени, отводимый на передачу синхросигнала, T_k — каналный интервал. Здесь $T_k = 2\Delta t_{max} + \tau_z$, где Δt_{max} — максимальное смещение импульсов ФИМ, τ_z — защитный интервал. Максимально возможное число каналов в стволе таких систем передачи не превышает шестидесяти.

Упрощенные структурные схемы ОРС РРСП с ВРК-ФИМ-АМ показаны на рис. 7.8 и 7.9. Отличие этих схем заключается в том, что в первой из них в качестве промежуточного преобразования используется АИМ, а во второй ШИМ. Кроме того, в схеме рис. 7.8 преобразователь АИМ-ФИМ является индивидуальным, а преобразователь ШИМ-ФИМ (рис. 7.9) является групповым. В устройстве объединения (ОУ) формируется групповой ФИМ-сигнал; кроме информационных сигналов на него подаются синхросигнал,

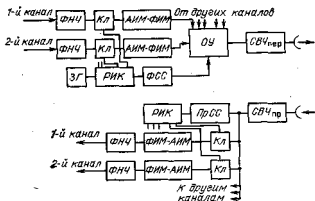
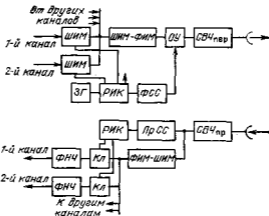


Рис. 7.8

Рис. 7.9



сигналы служебной связи и дистанционного контроля. Эта объединенная последовательность импульсов в тракте СВЧ_{пер} модулирует несущую по амплитуде. В этом случае передатчик излучает колебания только в момент подачи на него импульсов, во время пауз между импульсами колебания не излучаются. Другими словами, передатчик работает в импульсном режиме.

В качестве передатчика можно использовать относительно простую схему, содержащую мощный автогенератор колебаний СВЧ, манипулируемый импульсами ФИМ. Эти передатчики потребляют мало электроэнергии, рассеивают незначительное количество тепла и имеют простые системы охлаждения. Однако включение автогенератора колебаний СВЧ сопровождается переходным процессом. Начало его установления определяется случайной величиной напряжения внутренних шумов автогенератора. Это вызывает случайное изменение положений фронта и среза импульсов ФИМ и в приемнике воспринимается как шум, который можно значительно уменьшить, синхронизируя автогенератор СВЧ гармониками маломощного генератора с частотой в несколько раз ниже частоты передатчика.

На приеме осуществляется обратное преобразование. В СВЧ_{пр} происходит усиление сигнала ПЧ и его детектирование. В этих схемах используются супергетеродинные приемники, состоящие из СВЧ полосового фильтра, преобразователя частоты, усилителя промежуточной частоты с АРУ, амплитудного детектора и группового усилителя импульсов. В этих приемниках для уменьшения их стоимости не применяются сложные системы стабилизации частоты, поэтому они имеют относительно невысокую стабильность частоты. Это обстоятельство приводит к необходимости увеличения полосы пропускания УПЧ.

Преобразователи ФИМ-АИМ (ФИМ-ШИМ) формируют АИМ- или ШИМ-сигнал из ФИМ-сигнала. Выделение сигнала данного канала осуществляется распределителем каналов (электронным

ключом). Исходный сигнал из АИМ- или ШИМ-сигнала выделяет фильтр НЧ.

В настоящее время ФИМ-АМ используется в РРСР РМ-28. Эта система передачи работает в диапазоне частот 2 ГГц и позволяет организовать два дуплексных ствола по 24 канала ТЧ в каждом стволе.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое частота дискретизации и как она выбирается?
2. Какова структура спектров АИМ-, ШИМ- и ФИМ-сигналов?
3. Как осуществляется демодуляция АИМ- и ШИМ-сигналов?
4. Почему в импульсных СП используется ФИМ в сочетании с АИМ или ШИМ?
5. Почему в системах передачи с ВРК АИМ и ШИМ используются только в предварительной ступени преобразования?
6. Каковы достоинства ФИМ?

8. ПОСТРОЕНИЕ АППАРАТУРЫ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

8.1. АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ И ЦИФРО-АНАЛОГОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛА

Рассмотренные виды импульсной модуляции (АИМ, ШИМ и ФИМ), при которых осуществляется только дискретизация по времени, являются аналоговыми. При их использовании передается точное значение сигнала в моменты дискретизации, причем этих значений может быть бесчисленное множество. Помехи, воздействующие на передаваемый модулированный импульс, вызывают паразитную модуляцию и, следовательно, уменьшение на выходе канала отношения сигнал-помеха. Отличить на приеме полезную модуляцию от паразитной, т. е. отделить полезный сигнал от помехи, в этом случае невозможно, так как все значения модулированных параметров являются разрешенными. Таким образом, помехоустойчивость систем передачи, использующих эти виды модуляции, относительно невелика. Повысить помехозащищенность СП можно путем применения цифровых методов передачи.

При этих методах непрерывная шкала уровней модулированного сигнала заменяется дискретной шкалой, т. е. амплитуда модулированных импульсов может принимать только конечное число разрешенных значений. Такая замена называется *квантованием (дискретизацией) сигнала по амплитуде*. Затем каждому разре-

шенному (квантованному) значению приписывается соответствующее число, которое выражают с помощью кодовой группы, состоящей из символов двух видов: импульсов и пробелов. Использование для передачи двоичных сигналов обеспечивает наибольшую помехозащищенность, так как импульсы кодовой группы нормированы по амплитуде и длительности, и приемное устройство должно определить только их наличие или отсутствие.

Применяя помехоустойчивые коды, можно снизить требования, предъявляемые к направляющей среде, т. е. использовать тракты с относительно низкой помехозащищенностью. Передаваемый двоичный сигнал через определенные расстояния можно полностью освободить от помех и искажений, т. е. регенерировать его. Суть регенерации заключается в том, что после прохождения участка тракта (участка регенерации) принятый двоичный сигнал сравнивается с эталонным и производится опознавание и восстановление передаваемых кодовых символов. Помехи и искажения при этом полностью устраняются. Таким образом, если участки выбраны так, что в их конце числа еще уверенно различаются, накопления помех в тракте не происходит. Система передачи, в которой передача многоканального сигнала по линейному тракту осуществляется в цифровой форме, называется *цифровой (ЦСП)*.

В ЦСП все передаваемые сигналы унифицируются, что значительно упрощает построение коммутируемых сетей и адресных систем передачи.

Преобразование аналоговых сигналов в цифровую последовательность импульсов осуществляется с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП), а обратное преобразование с помощью цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП). Аналого-цифровое преобразование может быть обеспечено импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ), дельта-модуляцией (ДМ) и дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией (ДИКМ).

Импульсно-кодовая модуляция. Эта модуляция осуществляется путем временной дискретизации аналоговых сигналов с последующими квантованием по амплитуде и кодированием.

Дискретизация по времени состоит в том, что аналоговый сигнал заменяется совокупностью импульсов, амплитуды которых равны значениям амплитуды сигнала в моменты существования импульсов, т. е. эта операция представляет собой амплитудно-импульсную модуляцию аналогового сигнала. Следует подчеркнуть, что количество отсчетных значений амплитуд здесь может быть бесконечно большим. Частота следования импульсов, т. е. частота дискретизации, выбирается на основании теоремы В. А. Котельникова

$$f_d \geq 2f_s. \quad (8.1)$$

Однако если дискретизируемый сигнал занимает полосу частот $f_1 \dots f_2$, причем $2f_2 > f_2$, т. е. ширина полосы частот меньше октавы,

то частоту дискретизации можно также выбирать, используя выражение

$$f_b \leq f_d \leq 2f_n. \quad (8.2)$$

Можно показать, что в этом случае на приеме исходный сигнал может быть выделен с помощью ФНЧ. Найденное из (8.2) значение f_d будет меньше значения, полученного из (8.1), что позволяет уменьшить частоту следования кодовых импульсов.

При ширине полосы частот сигнала больше октавы ($2f_n < f_b$) частота дискретизации выбирается только из условия (8.1). Для ее снижения спектр исходного сигнала переносят в область более низких частот. Например, сигнал третьейной стандартной группы, занимающий полосу частот 812... 2044 кГц, перед дискретизацией преобразуют в полосу частот 60... 1292 кГц.

Наличие импульсов практически любой амплитуды после дискретизации по времени потребовало бы применения кода с бесконечно большим числом элементов в кодовой группе n , следовательно, привело бы к невозможности построения кодирующего устройства. Поэтому после дискретизации во времени сигнал квантуется по амплитуде.

Сущность квантования поясняется рис. 8.1,а. На график дискретизированного сигнала накладывается система параллельных линий, расстояние между которыми Δu_k называется *шагом квантования*. Расстояние между верхней и нижней линиями этой системы линий определяется динамическим диапазоном дискретизируемого сигнала. Если расстояние между параллельными линиями одинаковое, то квантование называется *равномерным*. Если шаги квантования неодинаковые, то квантование называется *неравномерным*. Каждая из параллельных линий представляет собой уровень квантования (разрешенный к передаче уровень). На рис. 8.1,а таких уровней показано восемь. Амплитуда каждого отсчета (АИМ-импульса) u_{vk} округляется до значения ближайшего уровня квантования u_{ki} . Если $u_{ki} - (\Delta u_{ki}/2) \leq u_{vk} \leq u_{ki} + (\Delta u_{ki}/2)$, то отсчету присваивается значение u_{ki} . Сформированный таким образом квантованный сигнал показан на рис. 8.1,а в виде заштрихованных импульсов. Это многоуровневый цифровой сигнал. Различные значения квантованных импульсов можно описать после-

Таблица 8.1

Номер квантованного импульса	1	2	3	4	5	6	7	8
Цифровое описание импульса	3	4	4	6	7	7	6	2

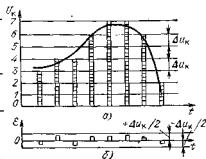


Рис. 8.1 →

довательностью цифр. Для рассматриваемого примера эта последовательность цифр приведена в табл. 8.1.

Как видно из рис. 8.1,а, амплитуды квантованных импульсов несколько отличаются от амплитуд отсчетов, показанных на этом же рисунке. Таким образом, возникающие в процессе квантования ошибки (отличия амплитуд), равные разности амплитуд отсчета и квантованного сигнала, приводят к возникновению искажений. Эти искажения на приемном конце создают помехи, накладывающиеся на сигнал и исчезающие вместе с ним. Эти помехи называются *шумами квантования*. На рис. 8.1,б показан вид функции, определяющей ошибку квантования e . Естественно, что максимально возможная ошибка квантования $e_{\max} = \Delta u_k / 2$.

Теоретические и экспериментальные исследования показали, что шум квантования является случайным процессом. При равномерном квантовании в интервале от $-(\Delta u_k / 2)$ до $+(\Delta u_k) / 2$ плотность распределения значений ошибки можно считать постоянной и равной $1 / \Delta u_k$, так как ошибка квантования с вероятностью, равной единице, находится внутри интервала шириной Δu_k . Поэтому можно считать, что средняя мощность шума квантования

$$P_{\text{ш.к}} = \frac{\int_{-\Delta u_k/2}^{+\Delta u_k/2} u^2 W_s(u) du}{\Delta u_k} = \frac{1}{\Delta u_k} \int_{-\Delta u_k/2}^{+\Delta u_k/2} u^2 du = \frac{\Delta u_k^2}{12}. \quad (8.3)$$

Из (8.3) видно, что при равномерном квантовании мощность шума квантования определяется только шириной шага квантования Δu_k . Чем она меньше, тем меньше средняя мощность шума квантования.

При квантовании возможно появление и шумов ограничения. Эти шумы возникают в тех случаях, когда амплитуда дискретизированного импульса превышает максимально возможный уровень квантования. Величина шумов ограничения при заданном значении максимального уровня квантования зависит только от уровня передаваемого сигнала и, следовательно, может быть уменьшена до любого требуемого значения соответствующим выбором величины этого уровня.

Формирование ИКМ-сигнала заканчивается кодированием, т. е. процессом превращения отдельных импульсов квантованного сигнала в кодовую группу, представляющую собой комбинацию цифровых символов. Обратный процесс, при котором комбинация цифровых символов преобразуется в импульсы квантованного сигнала, называется *декодированием*.

Кодом называется закон, устанавливающий соответствие между квантованной амплитудой и структурой кодовой группы. Различают равномерный и неравномерный коды. Если все кодовые группы состоят из равного числа символов, то код называется *равномерным*. Если же кодовые группы состоят из различного числа символов, то код называется *неравномерным*. В системах передачи с ИКМ для кодирования, как правило, используется равномерный двоичный код.

Для передачи всех возможных значений квантованного АИМ-сигнала при двоичном коде необходимо, чтобы их число было равно или меньше 2^n , где n — число разрядов кодовой группы. Вид кодовой группы для любого номера уровня квантования N можно определить из выражения

$$N = \sum_{i=1}^n a_i 2^{n-i}, \quad (8.4)$$

где a_i — кодовый символ i -го разряда (1 или 0).

Очевидно, для квантованного сигнала, показанного на рис. 8.1, а, кодовые группы должны обеспечить передачу восьми различных уровней. Для этой цели каждая кодовая группа должна состоять из трех разрядов, так как $S=8 \Rightarrow 2^n = 2^3$. Кодовые комбинации для передачи этих восьми квантованных уровней, найденные по (8.4), приведены на рис. 8.2.

Кодирование может быть асимметричным или симметричным. При асимметричном кодировании в СП с ИКМ используется натуральный двоичный код. Его кодовая таблица, характеризующая связь между уровнями квантования и соответствующими им кодовыми группами, приведена на рис. 8.3, а. Таблица составлена

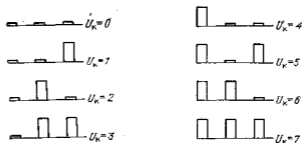


Рис. 8.2

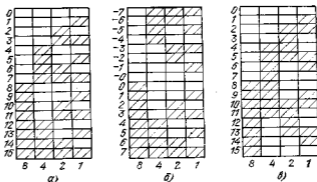


Рис. 8.3

для четырехразрядного кода, с помощью которого можно отобразить $S=2^4=16$ квантованных уровней. В низу таблицы показан вес разрядов кода. Возможна и обратная запись разрядов кода. В кодовой таблице заштрихованные клеточки обычно обозначают единицу, незаштрихованные — нули. Из рис. 8.3, а видно, что такой код можно использовать для кодирования однополярного сигнала. Если сигнал, подлежащий кодированию натуральным двоичным кодом, двухполярный, то к сигналу прибавляется постоянная составляющая, равная половине динамического диапазона. В результате все квантованные сигналы будут положительными.

При натуральном двоичном коде кодовые группы, отображающие соседние уровни квантования, значительно отличаются друг от друга. Поэтому колебания величины отсчета во время кодирования приводят к переходу одного уровня к значительно отличающемуся другому уровню. Особенно резко этот переход выражен в центре амплитудной характеристики квантования. Для сигналов, имеющих максимальную плотность вероятности малых мгновенных значений напряжения, к которым можно отнести телефонный сигнал и групповой сигнал СП с ЧРК, символы кодовых групп соседних уровней квантования в центре амплитудной характеристики квантования должны отличаться в минимальном числе разрядов. Если это положение не соблюдается, то имеют место значительные ошибки. Поэтому при передаче телефонных сигналов в последнее время отдают предпочтение *симметричным* двоичным кодам. В этих кодах первый разряд кодовой группы содержит информацию о том, является ли значение квантованной амплитуды положительным или отрицательным, о величине отсчета несут информацию символы последующих разрядов. Следует отметить, что искажение символа первого разряда кодовой группы не влияет на мощность шума в режиме молчания. Кодовая таблица для одной из разновидностей четырехразрядного симметричного кода показана на рис. 8.3, б. Так как при кодировании малых амплитуд квантованного сигнала здесь используются только малые разряды кода, то в центре амплитудной характеристики ошибки снижаются. При этом коде входные сигналы или шумы, амплитуда которых меньше $\Delta u_k/2$, не передаются.

Значительно снизить искажения из-за ошибок при кодировании позволяет рефлексный код, кодовая таблица которого показана на рис. 8.3, в. Как видно из этого рисунка, кодовые группы, соответствующие соседним уровням квантования, отличаются только в одном разряде кода, поэтому ошибка кодирования не превышает шага квантования. Этот код применяется при кодировании сигнала стандартных групп СП с ЧРК.

Квантование по амплитуде и кодирование квантованного сигнала осуществляются в устройстве, которое называется *кодером*. Это устройство часто называют аналого-цифровым преобразователем (АЦП), так как в результате кодирования аналоговый АИМ-

сигнал преобразуется в цифровой. Устройство, обеспечивающее обратную операцию на приеме, называется *декодером* или цифро-аналоговым преобразователем (ЦАП). Систему кодер — декодер обычно называют *кодеком*. В зависимости от вида используемой шкалы квантования различают *линейные* и *нелинейные* кодеки. У линейных кодеков она равномерна, у нелинейных — неравномерна.

Одним из параметров, характеризующих качество аналого-цифрового преобразования сигнала, является отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума квантования. Так как средняя мощность шума квантования при равномерной шкале не зависит от величины сигнала [см. выражение (8.3)], то при уменьшении уровня сигнала это отношение снижается, т. е. передача малых по амплитуде сигналов сопровождается большими искажениями. Расчеты показывают, что требуемая помехозащищенность не менее 31 дБ на один переприемный участок для слабых сигналов будет обеспечена, если число разрядов в кодовой группе будет равно двенадцати. При таком числе разрядов требования к быстродействию кодирующих и декодирующих устройств будут очень высокие, длительность импульсов кодовой группы мала, т. е. спектр ИКМ-сигнала будет очень широкий. Поэтому число разрядов желательно иметь меньше. Кроме того, при таком количестве разрядов помехоустойчивость сигнала с большими уровнями будет намного превышать требуемое значение.

Для обеспечения приблизительно одинакового, не зависящего от уровня сигнала заданного отношения сигнал-шум квантования и уменьшения числа разрядов в кодовой группе используется неравномерное квантование. В этом случае шаг квантования не остается постоянным, а увеличивается по мере увеличения амплитуды квантуемого сигнала (рис. 8.4). Наименьший шаг квантования имеет место в области малых амплитуд. Неравномерную характеристику квантования можно получить с помощью компрессора и экспандера. Компрессор, сжимающий динамический диапазон, включается перед линейным кодером, а экспандер, расширяющий динамический диапазон до его исходного значения, включается пос-

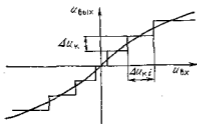


Рис. 8.4

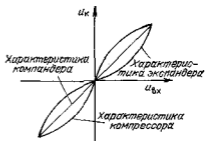


Рис. 8.5

ле декодера. Характеристика экспандера должна быть обратна характеристике компрессора. В этом случае включение в тракт передачи компандера не будет вносить искажений (рис. 8.5).

Представим амплитудную характеристику компрессора в виде функции $y(u_{вх})$, которая должна удовлетворять условиям $y(0) = 0$ и $y(1) = 1$.

$$(8.5)$$

Эта характеристика называется также характеристикой компрессии. Постоянство отношения сигнал-шум квантования для всех значений сигнала соответствует условию

$$u_{вх} \frac{dy(u_{вх})}{du_{вх}} = \text{const.}$$

После интегрирования

$$y = c_1 \ln u_{вх} + c_2 = c_1 \ln \mu u_{вх}, \quad (8.6)$$

где c_1 и c_2 — постоянные интегрирования, $\mu = \exp(c_1/c_2)$. Однако при конечных значениях c_1 и c_2 условие (8.5) выполняться не будет. Поэтому применяют компрессоры с несколько иными амплитудными характеристиками, отличающимися от (8.6) начальным участком и удовлетворяющими условию (8.5). Это амплитудная характеристика типа μ

$$y = \frac{\ln(1 + \mu |u_{вх}|)}{\ln(1 + \mu)} \quad (8.7)$$

и типа A

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A} & \text{при } 0 \leq x \leq \frac{1}{A}, \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A} & \text{при } \frac{1}{A} \leq x \leq 1, \end{cases} \quad (8.8)$$

где $x = u_{вх}/u_{вх \max}$. Параметр компрессии μ может принимать значения 100 и 255, а параметр A — 87,6. Применение неравномерного квантования позволяет повысить помехозащищенность слабых сигналов на 26...33 дБ и снизить при прочих равных условиях число разрядов в кодовой группе до восьми.

Рассмотрим принцип построения линейного кодера. Наибольшее распространение в СП с ИКМ получил кодер, использующий метод поразрядного сравнения. В процессе кодирования происходит сравнение величины отсчета сигнала с эталонными напряжениями. Число последовательных операций сравнения равно числу разрядов кода. Величина отсчета сигнала u_c выражается в виде суммы определенного набора эталонных напряжений $u_c =$

$$= \sum_{i=1}^m a_i u_{эти} = \Delta u_x \sum_{i=1}^m a_i 2^{m-i}, \quad \text{где } u_{эти} \text{ — эталонное напряжение,}$$

соответствующее i -му разряду, a_i — кодовый символ i -го разряда, m — число разрядов кода, Δu_x — шаг квантования. Обобщенная структурная схема кодера, работающая по этому алгоритму, по-

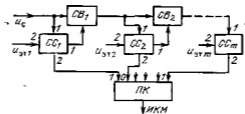


Рис. 8.6

казана на рис. 8.6. Кодированный сигнал u_c подается одновременно на схемы вычитания ($СВ_1$) и сравнения ($СС_1$) первого каскада. На второй вход $СС_1$ подается эталонное напряжение наибольшего веса $u_{эт1} = 2^{m-1} \Delta u_k$. Если $u_c > u_{эт1}$, то на выходе 1 схемы $СС_1$ появляется $u_{эт1}$, которое подается в схему $СВ_1$, где вычитается из u_c . В этом случае на выходе 2 схемы $СС_1$ формируется единица — первый символ кодовой группы. На схемы $СВ_2$ и $СС_2$ второго каскада будет подаваться напряжение $u_c - u_{эт1}$, которое в $СС_2$ будет сравниваться с эталоном следующего веса $u_{эт2} = 2^{m-2} \Delta u_k$.

Если же $u_c < u_{эт1}$, то на выходе 1 схемы $СС_1$ сигнал появляться не будет. В этом случае на выходе 2 схемы $СС_1$ будет формироваться первый символ «ноль». На схемы $СВ_2$ и $СС_2$ второго каскада будет подаваться напряжение u_c , которое также будет сравниваться с $u_{эт2}$. Следующие каскады работают аналогично. Преобразователь кода (ПК) преобразует получаемый параллельный код в последовательный.

Если в рассмотренной схеме после $СВ$ в каждом каскаде включить усилители с коэффициентом усиления, равным двум, или удлинители с коэффициентом передачи, равным $1/2$, то кодер может быть построен с использованием одного эталонного напряжения. Кодер такого типа создает натуральный двоичный код.

Одной из используемых в настоящее время разновидностей линейного взвешивающего кодера, формирующего симметричный двоичный код, является кодер, в цепь обратной связи которого включен декодер. Структурная схема такого кодера приведена на рис. 8.7, а схема декодера — на рис. 8.8. Рассмотрим вначале работу декодера, который содержит преобразователь кода ПК, логическое устройство ЛУ и источник эталонов ИЭ. Преобразователь кода преобразует принятый последовательный код в параллельную кодовую группу двоичных символов, которая подается в логическое устройство. В соответствии с принятой кодовой комбинацией логическое устройство вырабатывает сигналы, управляющие работой ключей в источнике эталонов. Как уже отмечалось, при использовании симметричного двоичного кода первый разряд кодовой группы определяет полярность передаваемого сигнала. Поэтому если первый разряд является 1, то ЛУ включает положительный источник эталонов ($E_{эт}$), а если 0, то отрицательный источник эталонов ($-E_{эт}$). Сигналы управления, вырабатываемые ЛУ и включающие ключи и эталонные напряжения, соответ-

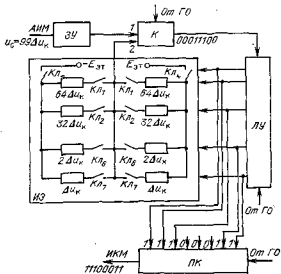


Рис. 8.7

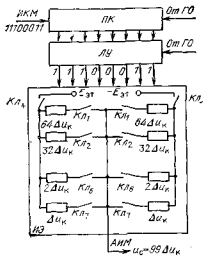


Рис. 8.8

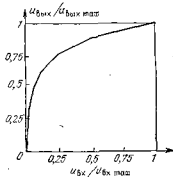


Рис. 8.9

ствуют следующим разрядам, в которых записаны 1. Суммарное напряжение определяет величину декодируемого отсчета АИМ-сигнала. На рис. 8.8 приведен пример декодирования 8-разрядной кодовой группы 11100011 симметричного кода. Для этой группы ЛУ вырабатывает сигналы управления, которые замкнут ключи КЛ₊, КЛ₁, КЛ₂, КЛ₆ и КЛ₇. В результате суммарное напряжение

будет $64\Delta u_k + 32\Delta u_k + 2\Delta u_k + \Delta u_k = 99\Delta u_k$. Если декодироваться будет кодовая группа 01100011, то замкнутся ключи Кл₄, Кл₁, Кл₂, Кл₆ и Кл₇. Декодируемый отсчет АИМ-сигнала в этом случае будет равен $-99\Delta u_k$.

Теперь рассмотрим работу кодера (рис. 8.7). В течение процесса кодирования величина отсчета сигнала должна оставаться постоянной. Это требование обеспечивается с помощью схемы, запоминающей мгновенное значение сигнала и поддерживающей это значение в течение времени, необходимого для кодирования. Компаратор (К) определяет полярность отсчета и знак разности между амплитудой кодируемого отсчета и суммой эталонных напряжений. В зависимости от знака этой разности на выходе компаратора формируется нуль или единица. Если $u_c > u_{эт}$, то формируется нуль, если $u_c < u_{эт}$ — единица. Логическое устройство записывает решения компаратора после каждого такта кодирования, формирует структуру кодовой группы в параллельном двоичном коде и управляет ключами ИЭ. Преобразователь кода (ПК) преобразует параллельный двоичный код в последовательный. Работой всех узлов кодера управляет последовательность импульсов, вырабатываемых генераторным оборудованием (ГО) системы передачи.

Структура кодовой группы формируется на выходах 1, 2, ..., m ЛУ (в рассматриваемой схеме m выбрано равным восьми). Эталонные напряжения имеют веса $\Delta u_k, 2\Delta u_k, 4\Delta u_k, 8\Delta u_k, \dots, 2^{m-1}\Delta u_k$. Перед началом кодирования выходы ЛУ устанавливаются в состояние 0. Перед каждым тактом кодирования выходы ЛУ последовательно переводятся в состояние 1. Если на выходе компаратора в момент такта появляется 0, то это состояние сохраняется, если же появляется 1, то оно изменяется на 0. Состояние на выходе, отмечаемое как 1, означает замыкание соответствующего ключа и, следовательно, поступление соответствующей величины эталонного напряжения на вход 2 компаратора (точка суммирования эталонных токов). Например, если на первом выходе ЛУ сформировалась 1, означающая, что на выходе компаратора в момент такта появился 0, то замкнется ключ Кл₄ и включится источник положительных эталонных напряжений ($E_{эт}$). Далее состояние 1 на втором выходе ЛУ вызовет замыкание ключа Кл₁, состояние 1 на третьем выходе ЛУ — включение ключа Кл₂ и т. д. Появление на каком-либо выходе ЛУ нуля замыкания соответствующих ключей не вызывает.

Если на первом выходе ЛУ будет сформирован 0, то замкнется Кл₄, включающий источник отрицательных эталонных напряжений ($-E_{эт}$), а единицы на следующих выходах ЛУ будут включать ключи Кл₁, Кл₂ и т. д.

Рассмотрим численный пример кодирования симметричным кодом положительного отсчета с амплитудой $u_c = 99\Delta u_k$. Для описания этого отсчета симметричным двоичным кодом необходимо, чтобы $m=8$. Эталонные напряжения имеют следующие условные значения: $64\Delta u_k, 32\Delta u_k, 16\Delta u_k, 8\Delta u_k, 4\Delta u_k, 2\Delta u_k$ и Δu_k (рис. 8.7). Определим значения чисел по разрядам кодовой группы.

Первый этап кодирования начинается с установки на первом выходе ЛУ единицы. Остальные выходы ЛУ находятся в нулевом состоянии. Так как в нашем примере отсчет имеет положительную полярность, то на выходе компаратора будет сформирован 0. Состояние 1 первого выхода ЛУ сохранится, и ключ $K_{Л1}$ замкнется.

Второй этап кодирования начинается с установки 1 на втором выходе ЛУ. Это вызывает замыкание $K_{Л1}$, и на входе 2 компаратора поступает эталонное напряжение $u_{эт2} = 64\Delta u_k$. Поскольку $99\Delta u_k > 64\Delta u_k$, то на выходе компаратора формируется 0, состояние 1 второго выхода ЛУ сохраняется и $K_{Л1}$ остается замкнутым.

Третий этап кодирования начинается с установки 1 на третьем выходе ЛУ и замыкания $K_{Л2}$. На второй вход компаратора (в точку суммирования эталонных напряжений) дополнительно подается $u_{эт3} = 32\Delta u_k$. Происходит сравнение суммарного эталонного напряжения $96\Delta u_k$ и кодируемого сигнала. Так как $99\Delta u_k > 96\Delta u_k$, то на выходе компаратора появляется 0, состояние 1 третьего выхода ЛУ сохраняется и $K_{Л2}$ остается замкнутым.

Четвертый этап кодирования начинается с установки 1 на четвертом выходе ЛУ и замыкания $K_{Л3}$. В этом случае в компараторе будет сравниваться суммарное эталонное напряжение ($96\Delta u_k + 16\Delta u_k$) с напряжением сигнала $99\Delta u_k$. Так как $99\Delta u_k < 112\Delta u_k$, то на выходе компаратора сформируется 1, состояние четвертого выхода ЛУ изменится на 0 и $K_{Л3}$ разомкнется.

На пятом этапе кодирования на пятом выходе ЛУ установится 1 и замкнется ключ $K_{Л4}$. Суммарное эталонное напряжение, равное $99\Delta u_k + 8\Delta u_k = 107\Delta u_k$, превысит напряжение сигнала, на выходе компаратора появится единица, состояние пятого выхода ЛУ изменится на нуль, и ключ $K_{Л4}$ разомкнется.

На шестом этапе кодирования на шестом выходе ЛУ установится 1 и замкнется ключ $K_{Л5}$. Суммарное эталонное напряжение станет равным $100\Delta u_k$. Так как $100\Delta u_k > 99\Delta u_k$, то на выходе компаратора сформируется 1, состояние шестого выхода ЛУ изменится на 0 и ключ $K_{Л5}$ разомкнется.

На седьмом этапе 1 появится на седьмом выходе ЛУ и $K_{Л6}$ замкнется. Эталонное напряжение ($96\Delta u_k + 2\Delta u_k$) $< 99\Delta u_k$. На выходе компаратора появится 0, состояние 1 седьмого выхода ЛУ сохранится, и $K_{Л6}$ останется замкнутым.

На восьмом этапе кодирования 1 появится на восьмом выходе ЛУ и $K_{Л7}$ замкнется. Эталонное напряжение станет равным $99\Delta u_k$. Состояние 1 восьмого выхода ЛУ сохранится.

Последовательность решений компаратора в процессе кодирования показана на рис. 8.7 комбинацией двоичных символов 00011100. По окончании восьмого этапа на выходах ЛУ будет сформирована кодовая группа 11100011, отображающая величину кодируемого отсчета $99\Delta u_k$.

По окончании кодирования отсчеты сигналы на ГО переводят кодер в исходное состояние, соответствующее появлению 0 на всех выходах ЛУ.

Неравномерную характеристику квантования можно получить также с помощью нелинейных кодеков, эффект неравномерного квантования в которых достигается формированием эталонных сигналов по определенному закону, соответствующему заданному закону компандирования. В настоящее время наибольшее распространение получили нелинейные кодеки взвешивающего ти-

па. Амплитудная характеристика кодера этого типа (рис. 8.9) представляет собой 13-сегментную аппроксимацию квазилогарифмической функции типа А-87,6/13 [см. (8.8)]. Строго говоря, эта аппроксимация содержит 16 сегментов — по восемь в положительной и отрицательной областях. Однако два положительных и два отрицательных центральных сегмента имеют одинаковый наклон и равные шаги квантования, поэтому их считают единым сегментом, а аппроксимацию — 13-сегментной. В каждом из 16 сегментов размещается по 16 шагов квантования. Внутри каждого сегмента шаг квантования равномерный. В зависимости от номера сегмента l шаг квантования определяется по следующему алгоритму:

$$\Delta u_l = \Delta u(l) = \begin{cases} \Delta u_0 & \text{при } l = 0, \\ 2^{l-1} \Delta u_0 & \text{при } l = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (8.9)$$

где Δu_0 — шаг квантования на центральном сегменте. Как видно из (8.9), при переходе от одного сегмента к другому шаг квантования удваивается, начиная с центрального. Таким образом, уровни квантования, соответствующие нижним границам сегмента, будут равны 0; $16\Delta u_0$; $32\Delta u_0$ и т. д. (табл. 8.2). В этой таблице приведены значения четырех эталонных сигналов, с помощью которых в каждом сегменте формируются шестнадцать уровней квантования.

Число уровней квантования при кодировании однополярных сигналов здесь равно 128. Эти уровни могут быть сформированы с помощью 11 эталонных напряжений и отображены с учетом необходимости кодирования полярности отсчета с помощью 8-разрядной кодовой группы. В этой группе первый символ несет информацию о знаке отсчета, второй, третий и четвертый символы — о номере сегмента, а последние четыре — о номере шага квантования в пределах сегмента.

Определение и кодирование полярности отсчета аналогично изложенному выше.

Поиск номера сегмента, в котором находится кодируемый отсчет, сводится к определению его нижней границы и осуществляется в три такта. В первом такте кодирования амплитуда отсчета

Таблица 8.2

Номер сегмента	Значения эталонов при кодировании в пределах сегмента				Эталон нижней границы сегмента	Шаг квантования
	Δu_0	$2\Delta u_0$	$4\Delta u_0$	$8\Delta u_0$		
1	Δu_0	$2\Delta u_0$	$4\Delta u_0$	$8\Delta u_0$	0	Δu_0
2	Δu_0	$2\Delta u_0$	$4\Delta u_0$	$8\Delta u_0$	$16\Delta u_0$	Δu_0
3	$2\Delta u_0$	$4\Delta u_0$	$8\Delta u_0$	$16\Delta u_0$	$32\Delta u_0$	$2\Delta u_0$
4	$4\Delta u_0$	$8\Delta u_0$	$16\Delta u_0$	$32\Delta u_0$	$64\Delta u_0$	$4\Delta u_0$
5	$8\Delta u_0$	$16\Delta u_0$	$32\Delta u_0$	$64\Delta u_0$	$128\Delta u_0$	$8\Delta u_0$
6	$16\Delta u_0$	$32\Delta u_0$	$64\Delta u_0$	$128\Delta u_0$	$256\Delta u_0$	$16\Delta u_0$
7	$32\Delta u_0$	$64\Delta u_0$	$128\Delta u_0$	$256\Delta u_0$	$512\Delta u_0$	$32\Delta u_0$
8	$64\Delta u_0$	$128\Delta u_0$	$256\Delta u_0$	$512\Delta u_0$	$1024\Delta u_0$	$64\Delta u_0$

u_c сравнивается с эталонным напряжением нижней границы пятого сегмента ($u_{975}=128\Delta u_0$). Во втором такте в зависимости от соотношения между u_c и u_{975} амплитуда отсчета будет сравниваться либо с эталонным напряжением нижней границы седьмого сегмента ($u_{977}=512\Delta u_0$), либо с эталонным напряжением нижней границы третьего сегмента ($u_{973}=32\Delta u_0$). На третьем такте кодируемая амплитуда сравнивается с эталонным напряжением нижней границы восьмого или шестого сегмента либо четвертого или второго сегмента. Результат сравнения представляется двоичными символами кодовой комбинации на выходе кодера.

Определение и кодирование номера уровня квантования сегмента, в пределах которого находится амплитуда кодируемого отсчета, производится в четыре такта методами линейного кодирования.

Структурная схема нелинейного кодера взвешивающего типа приведена на рис. 8.10. Назначение и принцип работы запоминающего устройства (ЗУ), компаратора (К) и источников эталонов (ИЭ) такие же, как в схеме линейного кодера. Однако в отличие от линейного кодера источник эталонов содержит 11 ключей, а веса подключаемых ими эталонных напряжений равны $\Delta u_0, 2\Delta u_0, 4\Delta u_0, \dots, 512\Delta u_0$ и $1024\Delta u_0$. После каждого такта кодирования решение компаратора записывается в цифровой регистр (ЦР). В зависимости от решения компаратора ЦР выбирает полярность ИЭ и управляет работой цифровой логики, которая преобразует 7-разрядный код в 11-разрядный и формирует в блоке выбора и коммутации эталонных напряжений (БКЭ) цепи управления ИЭ, определяя величины эталонов, подключаемых на вход 2 компаратора. Формирователь (Ф) считывает состояние выходов ЦР и преобразует параллельный код в последовательный.

Рассмотрим численный пример. Положим, что необходимо закодировать положительный отсчет с амплитудой, равной $360\Delta u_0$. Этот отсчет подается на ЗУ, а затем на первый вход компаратора. Перед началом первого такта кодирования первый выход ЦР выдает единицу, а все остальные выходы — нули. Это вызывает включение ИЭ положительной полярности. Поскольку кодируется им-

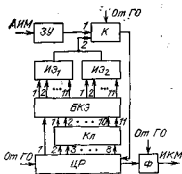


Рис. 8.10

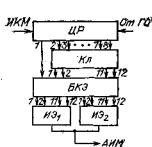


Рис. 8.11

пульс положительной амплитуды, то на выходе компаратора появится 0 и состояние 1 на первом выходе ЦР сохранится. Далее на выходе 2 ЦР формируется 1 и на вход 2 компаратора подается эталонное напряжение нижней границы пятого сегмента, равное $128\Delta u_0$. Так как $360\Delta u_0 > 128\Delta u_0$, то на выходе компаратора появится 0 и на втором выходе ЦР сохранится 1. На третьем такте на третьем выходе ЦР появляется 1, которая формирует эталонное напряжение $512\Delta u_0$, соответствующее нижней границе седьмого сегмента. Это напряжение подается на вход 2 компаратора. Так как $360\Delta u_0 < 512\Delta u_0$, то на выходе компаратора появится 1 и состояние выхода 3 ЦР изменится на 0. На четвертом такте состояние 1 возникнет на выходе 4 ЦР, вследствие чего на вход 2 компаратора будет подано эталонное напряжение $256\Delta u_0$, соответствующее нижней границе шестого сегмента. Так как $360\Delta u_0 > 256\Delta u_0$, на выходе компаратора появляется 0 и состояние 1 на выходе 4 ЦР сохраняется. Таким образом, кодируемая амплитуда находится на шестом сегменте, что выражается в двоичном коде как 101. Затем осуществляется определение уровня квантования в шестом сегменте. В следующем такте 1 появится на выходе 5 ЦР и к эталонному напряжению $256\Delta u_0$ прибавляется наибольший вес, равный $128\Delta u_0$. Так как $360\Delta u_0 < 384\Delta u_0$, то на выходе компаратора будет 1 и на выходе 5 ЦР состояние 1 изменится на 0. Напряжение $128\Delta u_0$ будет отключено. В шестом такте на выходе 6 ЦР появится 1 и эталонное напряжение станет равным $256\Delta u_0 + 64\Delta u_0 = 320\Delta u_0$. Так как оно меньше $360\Delta u_0$, решение компаратора будет 0 и состояние 1 на выходе 6 ЦР сохранится. В седьмом такте на выходе 7 ЦР появится 1, эталонное напряжение примет значение $352\Delta u_0$. Так как $360\Delta u_0 > 352\Delta u_0$, то компаратор выдает 0 и состояние 1 на выходе 7 ЦР сохраняется. В восьмом такте 1 формируется на выходе 8 ЦР, эталонное напряжение увеличивается на $16\Delta u_0$ и становится равным $368\Delta u_0$. Очевидно, что на выходе компаратора в этом такте появится 1 и состояние выхода 8 ЦР изменится на нуль. Итак, за 5...8 тактов будет сформирован двоичный сигнал 0110, соответствующий шестому уровню квантования.

Следовательно, отсчет с амплитудой $360\Delta u_0$ в симметричном двоичном 8-разрядном коде выражается как 11010110. Нетрудно определить, что ошибка квантования равна $8\Delta u_0$.

Структура схемы нелинейного декодера приведена на рис. 8.11. Принятый ИКМ-сигнал записывается в ЦР и в виде параллельного кода формируется на его выходах 1...8. В соответствии с принятой кодовой группой осуществляется включение эталонных напряжений. Их суммарная величина и определяет амплитуду переданного отсчета. Необходимо отметить, что для уменьшения погрешности кодека уровни квантования декодера смещены на половину шага квантования по отношению к уровням кодера. Для этого в БКЭ добавлен еще один, 12-й эталон.

Неравномерное квантование можно осуществить также линейными кодеками в сочетании с цифровой компрессией. В кодеках, построенных по этому принципу, можно относительно просто изменять характеристику компандирования, что позволяет использовать одни и те же кодеки с перестраиваемым алгоритмом работы для различных сигналов. Однако реализация этих кодеков связана с некоторым увеличением объема оборудования.

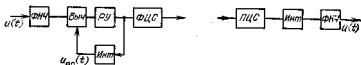


Рис. 8.12

Аналого-цифровое оборудование является типовым для СП с ИКМ и числом каналов 30 и более. В нашей стране принят способ построения АЦО, в котором количество каналов ТЧ равно 30. Для местных сетей используется АЦО с числом каналов ТЧ, равным 15.

Дельта-модуляция. Для преобразования аналоговых сигналов в цифровую форму наряду с ИКМ может быть использована дельта-модуляция (ДМ). При ДМ, как и при ИКМ, аналоговый сигнал подвергается дискретизации во времени, но кодовой группой отображается знак приращения данного отсчета по отношению к предыдущему, формируемому суммированием предшествующих приращений с учетом их знака. О величине приращения обычно условливаются. Информация о знаке передается с помощью двухуровневого (+1 или -1) одноразрядного кода, поскольку знак приращения может быть либо положительным, либо отрицательным. Так как приращение априорно известно, то на приемной станции по этой последовательности импульсов сигнал восстанавливается.

Рассмотрим принципы АЦП и ЦАП при ДМ на примере простейшей линейной ДМ (ЛДМ). Структурная схема кодека ЛДМ приведена на рис. 8.12. Входной аналоговый сигнал $u(t)$ ограничивается по спектру в ФНЧ и через одинаковые промежутки времени сравнивается в вычитающем устройстве (Выч) с аппроксимирующим сигналом $u_{ан}(t)$, формируемым из входного сигнала. При ЛДМ непрерывный сигнал аппроксимируется ступенчатой функцией с постоянным шагом приращения (квантования). На рис. 8.13 показаны непрерывный сигнал и его аппроксимирующая функция. Если в момент сравнения входной сигнал больше аппроксимирующего, т. е. $u(t) > u_{ан}(t)$, то на вход двухуровневого решающего устройства (РУ) будет подано положительное напряжение, а при $u_{ан}(t) > u(t)$ — отрицательное. Если на вход РУ подано положительное напряжение, то на его выходе формируется кодовый импульс положительной полярности $u_{им}(t)$, если отрицательное — то кодовый импульс отрицательной полярности $-u_{им}(t)$. Эти импульсы поступают на формирователь цифрового

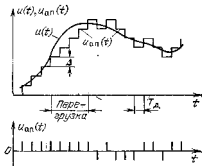


Рис. 8.13

сигнала (ФЦС), преобразующий их в форму, удобную для передачи по линии.

Формирование аппроксимирующего сигнала осуществляется интегратором (Инт) по совокупности кодовых импульсов, поступающих с выхода РУ. После каждого поступившего на вход интегратора положительного импульса сигнал на выходе (аппроксимирующий сигнал) увеличивается, а после отрицательного импульса уменьшается на один шаг квантования. Таким образом, на выходе интегратора формируется ступенчатая функция $u_{ан}(t)$.

На приеме имеет место обратный процесс. Двухполярная последовательность импульсов с выхода приемника цифрового сигнала (ПЦС) поступает на интегратор, аналогичный интегратору передающей станции. На выходе интегратора формируется аппроксимирующий сигнал. После подавления ФНЧ высших гармонических составляющих восстанавливается переданный аналоговый сигнал. Этот сигнал отличается от переданного наличием шума квантования. В системах с ДМ этот шум имеет две составляющие: шум, возникающий из-за конечного значения интервалов квантования, и шум перегрузки. Последний появляется тогда, когда приращение входного сигнала (крутизна) превышает шаг квантования и аппроксимирующий сигнал не «успевает следить» за изменением сигнала (рис. 8.13). Для исключения возможности перегрузки необходимо, чтобы приращение сигнала за время тактовых интервалов T_d не превышало шага квантования, т. е. соблюдалось соотношение

$$\left| \frac{du(t)}{dt} \right| T_d \leq \Delta u_k.$$

Отсюда видно, что искажение сигнала будет тем меньше, чем выше частота дискретизации $f_d = 1/T_d$. В системах с ЛДМ значение тактовой частоты много выше, чем при ИКМ.

Частоту дискретизации при ДМ можно значительно снизить, если использовать неравномерное квантование, при котором шаг квантования изменяется в зависимости от крутизны изменения сигнала. Чем выше уровень сигнала, тем шаг квантования больше; чем ниже уровень, тем меньше. Этот эффект достигается в системах с адаптивной ДМ (АДМ), в схему кодека которых вводятся элементы управления работой интегратора, изменяющие величину шага квантования формируемого интегратором аппроксимирующего ступенчатого сигнала.

Один из вариантов кодека АДМ приведен на рис. 8.14. Изменение шага квантования в этой схеме осуществляет преобразователь шага (ПШ), управляемый выпрямленным напряжением входного сигнала. Поэтому входное напряжение выпрямляется в выпрямителе (Вып), подается на суммирующее устройство (Сум) и, следовательно, поступает на выход кодера. С помощью филь-

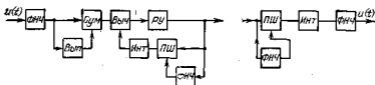


Рис. 8.14

ра ФНЧ выделяется и подается на ПШ. Чем больше напряжение входного сигнала, тем больше постоянная составляющая поступает на ПШ и тем больше шаг квантования. Фильтр на входе кодера не пропускает постоянную составляющую входного сигнала.

Шагом квантования декодера управляет постоянная составляющая линейного цифрового сигнала. Осуществляется это с помощью ПШ и ФНЧ, включаемых перед интегратором.

Возможна схема кодера АДМ (рис. 8.15), в которой информация об уровне входного сигнала получают из выходной последовательности импульсов кодера. Здесь изменение шага квантования управляется длительностью пакетов импульсов. Цель управления состоит из анализатора плотности единиц (АПЕ), интегратора (Инт₂) и модулятора импульсов (МИ). Анализатор плотности фиксирует наличие определенного числа следующих подряд символов одного знака и формирует последовательность импульсов, подаваемых на второй интегратор. На выходе интегратора появляется аналоговый сигнал с напряжением, пропорциональным мощности входного сигнала. Этот сигнал подается на МИ, который регулирует амплитуду импульсов, подаваемых на вход первого интегратора, что приводит к изменению амплитуды сигнала на выходе интегратора, а следовательно, и к изменению шага квантования.

Применение АДМ позволило снизить частоту дискретизации до 50 кГц вместо 150 ... 200 кГц при ЛДМ. При этом параметры канала сравнимы с параметрами каналов систем с ИКМ с восьмиразрядным кодированием.

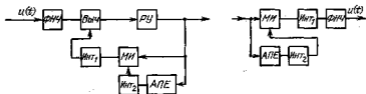


Рис. 8.15

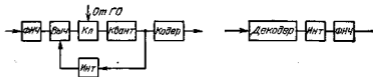


Рис. 8.16

Дифференциальная импульсно-кодовая модуляция (ДИКМ). Эта модуляция отличается от ИКМ тем, что кодируется не квантованное значение отсчета, а разность квантованных отсчетов; в отличие от ДМ эта разность кодируется многозначными числами. Кодирование разности отсчетов позволяет уменьшить число уровней квантования, т. е. снизить разрядность кода и, следовательно, тактовую частоту цифрового потока по сравнению с ИКМ. По сравнению с ДМ также имеет место снижение тактовой частоты.

Рассмотрим одну из возможных схем ДИКМ, позволяющую минимизировать шумы, возникающие в процессе формирования цифрового сигнала (рис. 8.16). С этой целью введена обратная связь по демодулированному сигналу. В схеме кодируется разность между значением данного отсчета и квантованным значением отсчета в предыдущей точке оробования, подаваемого в схему вычитания по цепи обратной связи.

На приемной станции сигнал декодируется, полученные квантованные значения разностей последовательно суммируются, в результате чего формируется последовательность квантованных отсчетов сигнала. Фильтр низкой частоты восстанавливает непрерывный сигнал.

8.2. СИНХРОНИЗАЦИЯ В ЦСП С ИКМ

Для правильного декодирования ИКМ-сигнала и распределения декодированной информации по соответствующим каналам на приемной станции необходимы тактовая и цикловая синхронизация.

Тактовая синхронизация обеспечивает равенство скоростей обработки сигналов на передающей и приемной станциях. Для ее соблюдения ГО оконечной приемной станции управляет тактовая частота, выделяемая из принимаемого ИКМ-сигнала с помощью так называемого резонансного метода. Применить этот метод можно потому, что дискретная часть энергетического спектра ИКМ-сигнала содержит тактовую частоту. Упрощенная схема устройства выделения тактовых интервалов, использующего этот метод, показана на рис. 8.17. Выпрямитель (Вып) переводит двухполярный сигнал в линии в однополярный. Узкополосный фильтр (УПФ) выделяет гармоническое колебание тактовой частоты f_T . К изби-



Рис. 8.17

рательности этого фильтра должны быть предъявлены жесткие требования, так как в противном случае часть непрерывной составляющей энергетического спектра однополярного ИКМ-сигнала пройдет через фильтр и вызовет фазовые дрожания тактовой частоты, т. е. изменение временных интервалов между импульсами.

Формирование импульсной последовательности тактовой частоты f_t осуществляется в формирующем устройстве (ФУ). С выхода ФУ тактовая частота подается на приемное ГО, управляя его работой.

Синхронизация по циклам обеспечивает правильное разделение каналов, т. е. поступление декодированных АИМ-сигналов определенных каналов в приемные устройства этих каналов.

Синхросигнал, сформированный на передающей станции, передается по линейному тракту совместно с информационными сигналами. Для выделения синхросигнала на приемной станции он выделяется отличительными признаками. В системах передачи с ИКМ ими являются постоянная структура и частота следования.

В качестве синхросигнала можно использовать один двоичный символ или группу символов определенной структуры. В настоящее время используется многосимвольная синхрогруппа, обеспечивающая быстрое ее нахождение при потере синхронизма.

При включении аппаратуры цикловой синхронизм устанавливается через определенный промежуток времени, который называется временем вхождения в синхронизм. При нарушении синхронизма система переходит в режим поиска синхронизма, который характеризуется временем поиска синхронизма. Ввиду того, что при отсутствии циклового синхронизма работа системы с ИКМ невозможна, необходимо, чтобы время как вхождения, так и поиска было возможно меньшим. В современных системах с ИКМ это время не превышает нескольких миллисекунд, так как его увеличение может вызвать разъединение абонентов приборами АТС.

Кроме цикловой синхронизации в системах передачи с ИКМ должна также осуществляться сверхцикловая синхронизация, обеспечивающая правильное распределение сигналов управления и взаимодействия (СУВ) между АТС.

Устройство цикловой и сверхцикловой синхронизации содержит формирователи синхросигнала на передающей станции и приемники синхросигнала на приемной станции. Формирователь формирует синхросигналы выбранной структуры, которые через устройство временного объединения вводятся в групповой цифровой тракт. Одна из возможных схем формирователя показана на рис. 8.18. Изменяя число ячеек регистра и порядок подключения ключей, формируют кодовую группу нужной структуры. Периодичность включения формирователя определяет ГО_{пер.}

Приемник синхросигнала осуществляет контроль состояния циклового и сверхциклового синхронизма при работе системы передачи, обеспечивает вхождение системы в синхронизм при вклю-

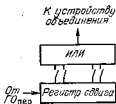


Рис. 8.18

низации (рис. 8.19) содержит опознаватель, анализатор и решающее устройство. Опознаватель синхросигнала служит для выделения синхрогруппы из принятого ИКМ-сигнала и состоит из регистра сдвига (РС) и дешифратора (ДШ), представляющего собой многовходовую схему совпадения И. Анализатор синхросигнала содержит логические ячейки НЕТ и I_2 , к которым подключены выход ДШ и через схему I_1 ГОпр. Решающее устройство состоит из накопителя по выходу из синхронизма, накопителя по входу в синхронизм и логической ячейки I_3 .

При поступлении в регистр опознавателя синхросигнала заданной структуры он срабатывает и на выходе схемы ДШ формируется единичный сигнал. В анализаторе осуществляется сравнение момента появления этого сигнала и сигнала, подаваемого через схему I_1 от ГОпр. Если моменты появления этих сигналов совпадают, то анализатор принимает решение о наличии синхронизма. При этом на выходе схемы НЕТ сигнал отсутствует, а на выходе схемы I_2 формируется сигнал, соответствующий моменту опознавания синхросигнала. Наличие этого сигнала вызывает заполнение накопителя по входу в синхронизм и сброс накопителя по выходу из синхронизма в нулевое состояние, т. е. последний оказывается полностью разряженным. Ложные синхрогруппы не совпадают по времени с сигналом на выходе схемы I_1 и поэтому не участвуют в процессе накопления.

Если синхронизм отсутствует в нескольких следующих подряд циклах (в ИКМ-30 — в четырех), накопитель по выходу из син-

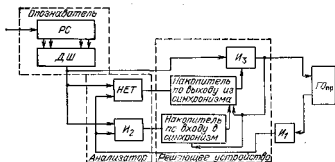


Рис. 8.19

хронизма наполняется и через схему I_3 подает сигнал запрета на $GO_{пр}$. При получении этого сигнала работа делителя $GO_{пр}$ и декодирование сигнала прекращается. В результате следующее опознавание будет производиться на тех же позициях, но в следующем цикле. Если при вторичном опознавании на этих позициях ложная синхрогруппа не сформируется, то сигнал с выхода схемы I_1 вновь заполнит накопитель по выходу из синхронизма, схема I_3 пошлет сигнал запрета на $GO_{пр}$ и система перейдет в режим поиска синхронизма.

Если на одних и тех же позициях ложная синхрогруппа появится 2 раза подряд, то сигнал на выходе ДПП вызовет появление сигнала на выходе схемы I_2 , схема накопителя по входу в синхронизм заполнится и сбросит накопитель по выходу из синхронизма в нулевое состояние. Процесс опознавания сигнала не прекращается до тех пор, пока вновь не заполнится накопитель по выходу из синхронизма.

То обстоятельство, что РУ принимает решение об отсутствии синхронизма только при поступлении подряд нескольких сигналов ошибки, предохраняет систему от сбоя синхронизации при кратковременных искажениях синхросигнала.

Принцип действия приемника сверхцикловой синхронизации аналогичен описанному. Однако необходимо иметь в виду, что поиск сверхциклового синхронизма осуществляется после установления цикловой синхронизации.

8.3. ОКОНЕЧНЫЕ СТАНЦИИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ИКМ

Иерархия ЦСП с ИКМ. В основу построения СП с ИКМ большой канальности положено временное объединение цифровых потоков. Системы передачи с большим числом каналов (системы высшего порядка) создаются на основе нескольких систем с меньшим числом каналов (системы низшего порядка) путем использования нескольких ступеней объединения. Такой принцип построения позволяет применять в СП с ИКМ разной канальности типовое преобразовательное оборудование. Семейство систем, цифровой сигнал каждой из которых образуется путем объединения цифровых сигналов СП низшего порядка на соответствующей ступени объединения, называется иерархией. При создании иерархии ЦСП с ИКМ учитывалась необходимость обеспечения передачи всех видов аналоговых и дискретных сигналов, относительно простого осуществления объединения, выделения и транзита цифровых потоков и сигналов, совместной работы цифровых и аналоговых систем передачи. Скорость передачи цифровых потоков систем высшего порядка, зависящая от скорости передачи и числа объединяемых систем низшего порядка, строго регламентируется. Ее значение определялось с учетом использования оборудования как временного группообразования, так и АЦП, и харак-

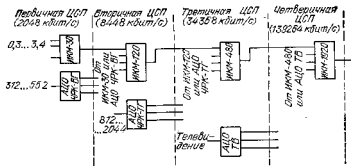


Рис. 8.20

теристик направляющих сред. Иерархия ЦСП с ИКМ приведена на рис. 8.20.

Основу иерархии составляют первичные ЦСП. В нашей стране в качестве первичной принята СП ИКМ-30. Согласно рекомендациям МККГТ первичной системой может быть и ИКМ-24. Скорость передачи группового цифрового потока ИКМ-30 равна 2,048 Мбит/с.

Скорость группового цифрового потока вторичных ЦСП составляет 8,448 Мбит/с. Этот поток формируется либо путем объединения цифровых потоков четырех первичных систем, обеспечивая получение 120 каналов, либо кодирования сигнала вторичной стандартной группы СП с ЧРК (312... 552 кГц) и передачей этого кодированного сигнала совместно с цифровым потоком одной первичной системы, обеспечивая получение 90 каналов. Преобразование сигнала вторичной стандартной группы осуществляется в аппаратуре АЦО ЧРК-ВГ. Скорость группового цифрового потока во вторичной ЦСП несколько больше $4 \times 2,048$ Мбит/с за счет ввода дополнительных импульсных последовательностей, необходимых для согласования скоростей объединяемых потоков, передачи дискретной информации и сверхцикловой синхронизации. Аппаратура, с помощью которой осуществляется объединение четырех потоков первичной системы передачи, называется аппаратурой вторичного временного группообразования.

Скорость группового потока третичных ЦСП равна 34,368 Мбит/с. Этот поток формируется либо путем объединения цифровых потоков четырех вторичных систем с помощью аппаратуры третичного временного группообразования, либо кодирования сигнала третичной стандартной группы (812... 2044 кГц) и передачей его совместно с цифровым потоком вторичной ЦСП. В первом случае организуется 480 каналов, во втором 420 каналов. Преобразование сигнала третичной группы в цифровую форму осуществляется в аппаратуре АЦО ЧРК-ТГ. Скорость группового цифрового потока этой системы по тем же причинам, что и у вторичной ЦСП, несколько выше учетверенной скорости группового цифрового потока вторичной ЦСП.

Скорость группового цифрового потока четверичных ЦСП равна 139,264 Мбит/с. Формируется этот поток либо путем объединения цифровых потоков четырех третичных систем при использовании аппаратуры четверичного временного группообразования, либо передачей преобразованного в цифровую форму сигнала телевидения совместно с цифровым потоком одной третичной ЦСП. Преобразование сигнала телевидения осуществляется в аппаратуре АЦО ТВ. В первом случае организуется 1920 каналов ТЧ, во втором — канал телевизионного вещания и 480 каналов ТЧ.

В настоящее время на сельских сетях широко применяются так называемые субпервичные ЦСП ИКМ-15 со скоростью группового цифрового потока 1,024 Мбит/с и ИКМ-12 со скоростью 0,704 Мбит/с.

Первичные ЦСП ИКМ-30 в основном используются на местных сетях, ИКМ-120 — на местных и внутризональных сетях, ИКМ-480 — на внутризональных и магистральных сетях и ИКМ-1920 — на магистральной сети.

Структурная схема оконечной станции ЦСП с ИКМ с непосредственным кодированием. Формирование линейного сигнала в ЦСП с ИКМ может быть осуществлено либо путем непосредственного кодирования, либо, как отмечалось выше, путем объединения нескольких цифровых потоков низшего уровня иерархии. Упрощенная структурная схема оконечной станции с непосредственным кодированием приведена на рис. 8.21. Передающее оконечное оборудование осуществляет дискретизацию входных аналоговых сигналов, временное объединение полученных дискретных отсчетов, их квантование, кодирование и преобразование двоичной последовательности на выходе кодера в форму, удобную для передачи по линии. Приемное оконечное оборудование осуществляет обратное преобразование, т. е. из последовательности кодовых посылок восстанавливает непрерывные аналоговые сигналы.

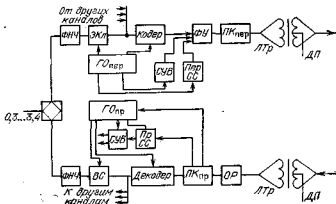


Рис. 8.21

Устройство, осуществляющее дискретизацию входного аналогового сигнала, является индивидуальным и состоит из электронных ключей (ЭКл) и схем управления этими ключами. Все последующие устройства оконечной станции являются групповыми.

Под воздействием управляющих импульсов, вырабатываемых генераторным оборудованием $ГО_{пер}$, ЭКл на короткий интервал времени замыкает свой контакт. На выходе ключа появляется дискретный отсчет мгновенного значения входного аналогового сигнала. Частота замыкания ЭКл, т. е. частота дискретизации f_d , в соответствии с теоремой Котельникова выбирается равной 8 кГц. Фильтр НЧ осуществляет ограничение спектра входного сигнала.

Таким образом, в результате дискретизации вместо непрерывного сигнала на выходе ЭКл образуется последовательность импульсов АИМ (рис. 8.22, а), период дискретизации которых $T_d = 1/f_d = 125$ мкс.

В интервале времени между отсчетами сигнала в одном и том же канале располагаются отсчеты сигналов в других каналах системы (рис. 8.22, б). Осуществляется это путем сдвига импульсных последовательностей, управляющих ЭКл других каналов, относительно друг друга на каналные интервалы времени $T_k = 1/f_d N$ таким образом, чтобы между этими последовательностями оставались защитные интервалы времени (обычно $T_3 = 0,5T_k$). Частота следования этих управляющих импульсов также равна 8 кГц.

В результате дискретизации, осуществляемой в течение цикла передачи последовательно во всех каналах системы, на входе ко-

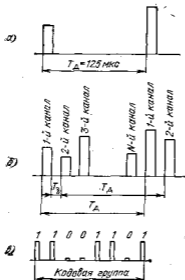


Рис. 8.22

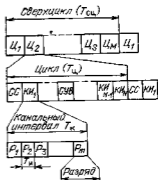


Рис. 8.23

лера формируется групповой АИМ-сигнал, представляющий собой следующие друг за другом дискретные отсчеты мгновенных значений входных канальных сигналов. Циклом передачи называется интервал времени между отсчетами сигнала в одном и том же канале, содержащий N канальных интервалов. Преобразование группового АИМ-сигнала в цифровую форму осуществляет кодирующее устройство (кодер), одновременно выполняющее и операцию квантования. В процессе кодирования амплитудное значение каждого импульса измеряется и результат измерения появляется на выходе кодера в виде двоичной кодовой комбинации (рис. 8.22, в).

В формирующем устройстве (ФУ) происходит объединение этого сигнала с импульсными сигналами управления и взаимодействия между АТС (СУВ) и синхросигналом, т. е. окончательно формируются временные циклы системы (рис. 8.23). Таким образом, каждый цикл системы передачи состоит из $N_{к.и}$ канальных интервалов (КИ) и нескольких дополнительных КИ, необходимых для передачи сигналов СУВ, синхросигнала и других вспомогательных сигналов. Каждый КИ представляет собой m -разрядную кодовую группу, в разрядах P_1, P_2, \dots, P_m которой передаются двоичные символы (0 или 1). Для обеспечения необходимого числа каналов передачи СУВ циклы (Ц) системы передачи с ИКМ объединяются в сверхциклы. В зависимости от общего числа КИ в цикле $N_{к.и}$ и числа разрядов в кодовой группе тактовая частота, т. е. частота следования импульсов ИКМ-сигнала, будет $f_T = f_{дм} N_{к.и}$.

Длительность сверхцикла определяется длительностью цикла (125 мкс) и числом циклов, объединяемых в сверхцикле.

Сигнал на выходе ФУ представляет собой однополярные двоичные символы. При передаче по линии такой сигнал будет претерпевать значительные искажения. Для уменьшения искажений необходимо осуществить перекодирование сигнала для согласования спектральных характеристик сигнала с частотными характеристиками направляющей среды. Эту операцию выполняет преобразователь кода (ПК_{пер}).

Линейный трансформатор (ЛТр) согласует сопротивления аппаратуры и кабеля и используется также для подачи дистанционного питания (ДП) на необслуживаемые регенерационные пункты.

Регенератор оконечной приемной станции (ОР) восстанавливает пришедший с линии цифровой сигнал по форме и временному положению. В ПК_{пр} этот восстановленный сигнал преобразуется в импульсы двоичного кода. В этом же устройстве осуществляется выделение тактовой частоты, управляющей работой ГО приемной станции. Декодер преобразует групповой ИКМ-сигнал в групповой АИМ-сигнал. Временные селекторы (ВС) распределяют этот сигнал по отдельным каналам. Импульсные последовательности, вырабатываемые ГО_{пр}, поочередно открывают ВС каждого канала, обеспечивая выделение отсчетов своего канала из группового АИМ-сигнала. Фильтр нижних частот (ФНЧ-3,4) восстанавливает ис-

ходный непрерывный сигнал из последовательности его отсчетов.

Приемник синхросигнала ПрСС выделяет синхронимпульсы, с помощью которых осуществляется синхронная и строго согласованная во времени работа $ГО_{пер}$ и $ГО_{пр}$, и сигналы СУВ. Приемник СУВ распределяет эти сигналы по отдельным каналам.

Структурная схема оконечной станции ЦСП с ИКМ и группообразованием. Цифровые СП с большим числом каналов, как правило, строятся путем объединения цифровых потоков систем передачи более низкого порядка. Использовать в этом случае непосредственное кодирование затруднительно, так как оно требует применения кодека с высокой скоростью работы. Группообразование при построении ЦСП позволяет использовать стандартное каналообразующее оборудование, объединять цифровые потоки, поступающие от различных источников, упростить задачу выделения каналов и обеспечивает гибкость при наращивании числа каналов в системе.

Объединение цифровых потоков может быть осуществлено поразрядным (или посимвольным), поканальным или поцикловым методом. Наибольшее распространение как более простой получил поразрядный метод объединения. Как показано на рис. 8.24, при этом методе импульсы группового сигнала объединяемых систем укорачиваются и в образовавшиеся интервалы между разрядными импульсами одной системы поочередно вводятся импульсы второй, третьей и четвертой систем.

Цифровые потоки, поступающие от различных СП, могут объединяться синхронным или асинхронным методом. Объединение цифровых потоков осуществляется путем записи этих потоков в запоминающее устройство (ЗУ) и последующего их считывания. Длительность считывающих импульсов должна быть равна длительности импульсов объединенного цифрового потока.

При синхронном объединении цифровых потоков генераторное оборудование всех объединяемых ЦСП должно быть синхронизировано. С этой целью тактовые частоты объединяемых систем получают от одного задающего генератора, частота которого обыч-

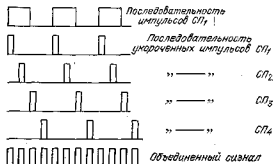


Рис. 8.24

но выбирается равной тактовой частоте объединенного цифрового потока. Частота записи в этом случае равна тактовой частоте объединяемых систем, а частота считывания — тактовой частоте системы объединения. Соотношение между частотами записи и считывания имеет следующий вид:

$$f_{\text{сч}} = N f_a (1 + n),$$

где N — число объединяемых цифровых потоков, n — отношение числа дополнительных символов в цикле к числу информационных символов. Дополнительные символы в объединенном цифровом потоке используются для цикловой синхронизации, передачи дискретной и служебной информации.

Структурная схема оборудования оконечной станции при синхронном объединении цифровых потоков приведена на рис. 8.25. Блоки синхронного сопряжения (БСС_{пер}) передающего оборудования содержат выделитель тактовой частоты (ВТЧ), запоминающее устройство (ЗУ) и временные дискриминаторы (ВД). Выделитель тактовой частоты выделяет из объединяемых цифровых потоков импульсные последовательности тактовой частоты, управляющие процессом записи этих потоков в ЗУ. Считывание осуществляется импульсными последовательностями, вырабатываемыми ГО_{пер}. Временные дискриминаторы осуществляют контроль взаимного временного положения импульсов записи и считывания. Считанные импульсные последовательности и синхросигнал объединяются в оборудовании временного объединения (ВО), с выхода которого импульсные последовательности поступают в линию.

На приемной станции оборудование временного разделения (ВР) распределяет групповой цифровой поток по соответствующим БСС_{пр}, в которых эти потоки записываются в ЗУ. Работой ГО_{пр} управляет тактовая частота объединенного цифрового потока, выделяемая ВТЧ. Считывание осуществляется с тактовой частотой объединяемых цифровых потоков, вырабатываемой ГО_{пр}.

Из-за изменения времени прохождения сигнала возникают нарушения временных положений импульсов цифрового потока. Для

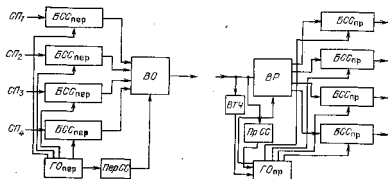


Рис. 8.25

их компенсации в ЗУ приемной станции имеются дополнительные ячейки памяти.

При асинхронном методе объединяются цифровые потоки, тактовые частоты которых не синхронизированы между собой и отличаются от номинального значения. Так как частота считывания обычно определяется для номинального значения тактовой частоты, то скорость считывания может либо превысить скорость записи, либо быть меньше ее. Это несоответствие скоростей приводит к «переполнению» или «опустошению» памяти ЗУ, что вызывает искажения передаваемой информации. Для согласования скоростей в передающем оборудовании из считанной последовательности либо исключается один информационный символ, либо вводится дополнительный символ, не несущий информации.

Если в считанную последовательность вводится дополнительный символ, то имеет место так называемое положительное согласование скорости, а при исключении информационного символа — отрицательное согласование скорости. Сочетание положительного и отрицательного согласования скорости передачи называется двусторонним согласованием скорости.

Информация о виде согласования скорости должна быть передана на приемную станцию, где в соответствии с этой информацией осуществляется восстановление исходного сигнала.

Цифровые СП с асинхронным методом объединения цифровых потоков могут использовать любой из методов согласования скорости. В последнее время получило широкое распространение двустороннее согласование скорости и двухкомандное управление. При этом методе объединения на приемную станцию передается информация о наличии или отсутствии согласования скорости. Информация о знаке согласования передается по отдельному низкоскоростному каналу.

Структурная схема оборудования оконечной станции для асинхронного объединения цифровых потоков приведена на рис. 8.26. Объединяемые потоки от систем низшего порядка последовательно и посимвольно записываются в ЗУ. Процессом записи управляет импульсная последовательность тактовой частоты, выделяемая

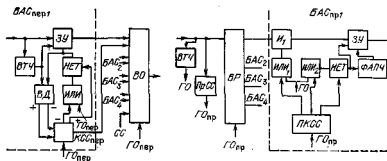


Рис. 8.26

ВТЧ из записываемого цифрового потока. Считывание осуществляется импульсными последовательностями, вырабатываемыми ГО_{пер}. В устройстве временного объединения (ВО) считанные цифровые потоки объединяются в групповой цифровой поток. Временной дискриминатор (ВД) осуществляет контроль взаимного временного положения импульсов записи и считывания. В зависимости от результатов контроля ВД формирует сигнал запуска передатчика команд согласования скоростей. При положительном согласовании вводится путем запрета с помощью схемы НЕТ один импульс считывания, а при отрицательном согласовании дополнительно считывается один символ через схему ИЛИ.

На приемной станции в оборудовании временного разделения (ВР) осуществляется распределение группового цифрового потока между приемными блоками асинхронного сопряжения (БАС). Работой оборудования ВР управляют импульсные последовательности, вырабатываемые ГО_{пр}. В БАС осуществляется восстановление первоначальной скорости цифрового потока путем последовательной посимвольной записи его в ЗУ и считывания с частотой, равной средней частоте записи. Последняя устанавливается устройством фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которое состоит из временного детектора, управляемого напряжением генератора, и схемы управления, которая обеспечивает постоянство управляемого напряжения генератора.

На приемной станции при наличии в принятом цифровом потоке символов согласования скорости приемник команд согласования скорости (ПКСС) подает к ЗУ сигнал запрета записи. Его временное положение соответствует моменту передачи согласующего символа. Если на передающей станции имело место отрицательное согласование скорости, то сигнал с выхода ПКСС через схему ИЛИ₁ открывает схему И₁ и в запоминающее устройство вводится дополнительный информационный символ, который одновременно вводится через схему ИЛИ₂ в сигнал управления записью.

Ввод дискретных сигналов в цифровой тракт, как и объединение цифровых потоков, может быть синхронным и асинхронным.

При синхронном вводе необходимо, чтобы тактовые частоты вводимого цифрового сигнала и системы, в которую вводится этот сигнал, были синхронизированы. Для этого от ГО системы к источнику информации передается синхронизирующий сигнал. Так как источник информации может находиться на некотором расстоянии от системы, то для выравнивания временных соотношений между импульсными последовательностями системы и вводимого сигнала последний записывается в буферную память, которая вносит требуемую задержку Δt . С выхода буферной памяти сигнал подается в устройство временного объединения системы, где занимает либо свободные импульсные позиции группового ЦП, либо импульсные позиции разрядов канала тональной частоты.

Асинхронный ввод дискретной информации можно осуществить методом наложения, кодирования или согласования скорости передачи дискретной информации и символов цифрового канала.

При методе наложения дискретный сигнал стробируется короткими импульсами с частотой, равной тактовой частоте канала. Последняя вырабатывается ГО системы. Импульсы, полученные в результате стробирования, подаются на устройство временного объединения системы, где осуществляется их ввод в групповой ЦП. На приемной станции стробированные импульсы выделяют в устройстве временного разделения. Выделенные стробированные импульсы расширяются до величины канального интервала T_k . При этом фронт передаваемого импульса может сместиться. Максимально возможная величина смещения равна $\Delta T_k = T_k$. Этот метод иллюстрирует рис. 8.27.

Метод наложения используется для ввода сигналов с относительно низкими скоростями передачи, так как при больших скоростях коэффициент использования канала незначителен. При этом методе ввода величина краевых искажений $\delta = (T_k/T_n) \times 100\% = (f_n/f_k) \cdot 100\%$. При вводе телеграфных сигналов и сигналов СУВ, скорость передачи которых относительно мала, допустимая величина краевых искажений не должна превышать 10%. Это означает, что $f_n/f_k \approx 0,1$, т. е. тактовая частота импульсного канала должна быть больше тактовой частоты вводимого сигнала не менее чем в 10 раз. Коэффициент использования канала для этих сигналов не будет превышать $K_{исп} = T_k/T_n = 0,1$.

При методе кодирования на приемную станцию передаются не импульсы вводимого сигнала, а информация о наличии фронта импульса, его местоположении относительно соседних импульсов и характере фронта. Эта информация передается кодовыми группами из трех сигналов. Кодовые группы формируются по следующему алгоритму: первый разряд несет информацию о наличии (1) или отсутствии (0) фронта между канальными импульсами; второй разряд — информацию о положении фронта в канальном тактовом интервале T_k (1 — фронт в первой половине T_k , 0 — во второй половине); третий разряд — информацию о характере фронта (1 — переход от 1 к 0 и 0 — переход от 0 к 1). Пример кодирования сигнала по этому алгоритму показан на рис. 8.28. Метод кодирования может использоваться при соблюдении условия $T_n \geq 3T_k$. В этом случае коэффициент использования канала $K_{исп} \leq 0,33$. Максимально возможное изменение дли-



Рис. 8.27



Рис. 8.28

тельности импульса будет равно $0,5T_n$, что соответствует $\delta=0,16$. Таким образом, этот метод позволяет увеличить коэффициент использования канала, так как для получения $\delta=0,16$ при использовании метода наложения $K_{исп}=T_n/T_n=0,16$.

Метод согласования скорости передачи дискретных сигналов со скоростью передачи символов цифрового канала осуществляется аналогично асинхронному объединению ЦП. Дискретные сигналы записываются в ЗУ и считываются последовательностью импульсов, частота следования которых несколько превышает частоту следования дискретных сигналов. Таким образом, наступает момент, когда в ячейках памяти не будет записан ни один информационный символ. В этом случае схема, контролирующая состояние этих ячеек, подает сигнал на схему запрета, которая исключает один из импульсов считывания. В импульсной последовательности появляется согласующий символ (здесь согласующий символ — нуль). На приемной станции специальная схема обнаруживает эти согласующие символы и через схему запрета препятствует их записи в ЗУ. Считывание с ЗУ осуществляется последовательностью канальных импульсов, которая поступает от ГО_{пр}. При использовании этого метода ввода дискретной информации в групповой ЦП коэффициент использования канала увеличивается до 0,85...0,9. Однако оборудование ввода более сложное, чем в рассмотренных выше методах ввода.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что представляют собой аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразования?
2. Что такое квантование сигнала и зачем оно применяется? Расскажите о равномерном и неравномерном квантовании.
3. Каковы причины возникновения шумов квантования, ограничения и способы их уменьшения?
4. Что такое симметричный и асимметричный код? Нарисуйте их кодовые таблицы.
5. Поясните принцип построения кодера взвешивающего типа.
6. Как осуществляется неравномерное квантование?
7. Каков принцип работы линейного и нелинейного кодеков?
8. Что такое дельта-модуляция и как она осуществляется? Как выбирается f_d при дельта-модуляции?
9. Зачем при ДМ используется неравномерное квантование и как оно осуществляется?
10. Что такое дифференциальная импульсно-кодовая модуляция и каково ее отличие от ИКМ и ДМ?
11. Какие виды синхронизации и зачем применяются в ЦСП с ИКМ?
12. Как осуществляется тактовая синхронизация?
13. Каковы принципы работы формирователя и приемника цикловой синхронизации?
14. Что такое иерархия ЦСП?
15. Как строятся вторичные, третичные и т. д. ЦСП с ИКМ?

16. Назовите назначение основных элементов аппаратуры оконечной станции СП с ИКМ и непосредственным кодированием.
17. Что такое цикл передачи и как он строится?
18. Перечислите способы объединения цифровых потоков и как они осуществляются?
19. Как можно осуществить ввод дискретных сигналов в цифровой тракт?

9. ЛИНЕЙНЫЙ ТРАКТ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

9.1. ЛИНЕЙНЫЙ ТРАКТ КАБЕЛЬНЫХ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Структура линейного тракта. Линейный тракт цифровой системы передачи (рис. 9.1) содержит передающее и приемное оконечное оборудование линейного тракта (ОЛТ), направляющую среду, в качестве которой используются электрический кабель, радиорелейные линии и оптический кабель, и регенерационные пункты, которые могут быть обслуживаемыми (ОРП) и необслуживаемыми (НРП). Большая часть регенерационных пунктов является необслуживаемыми, питание которых осуществляется дистанционно с ОРП. Кроме того, с ОРП обеспечивается контроль за состоянием линейного тракта.

Оборудование линейного тракта предназначено для согласования характеристик группового ИКМ-сигнала с характеристиками направляющей среды.

Регенераторы восстанавливают первоначальную форму, амплитуду и временные положения импульсов, т. е. параметры цифрового сигнала, которые претерпевают искажения при передаче по линии. В процессе регенерации в результате воздействия помех и различных дестабилизирующих факторов в исходной последовательности (рис. 9.2, а) возникает ошибки, представляющие собой неправильно опознанные и восстановленные символы (на рис. 9.2, б показаны стрелкой), и фазовые флуктуации, представляющие собой неточно восстановленные по временному положению импульсы и пробелы (на рис. 9.2, в показаны *). Ошибки, возникающие в процессе регенерации цифрового сигнала, приводят к искажениям передаваемого аналогового сигнала после его демодуляции на приеме. В соответствии с этим качество пе-



Рис. 9.1

редачи сигналов по трактам ЦСП характеризуется коэффициентом ошибок $K_{\text{ош}}$, равным отношению числа ошибочно восстановленных символов к их общему числу, и величинной фазовых флуктуаций, определяемой отношением отклонения временного положения восстановленных символов от тактовых точек к длительности тактового интервала. Следует отметить, что при теоретических расчетах и оценках определяется вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$, а не $K_{\text{ош}}$.

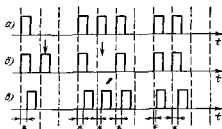


Рис. 9.2

При передаче телефонных сигналов по каналам систем ИКМ с ВРК влияние ошибок проявляется в виде щелчков. Экспериментально установлено, что эти щелчки наиболее заметны, если произошла ошибка в одном из двух наибольших по весу символов в кодовой группе некоторого канала, так как в результате таких ошибок наиболее существенно изменяется амплитуда соответствующего АИМ отсчета на выходе декодера. С точки зрения качества передачи информации допустимо не более одного щелчка в минуту. Так как в течение одной минуты для каждого канала передается $60 \cdot f_{\text{д}} = 60 \cdot 8 \cdot 10^3 = 480 \cdot 10^3$ кодовых групп, то допустим ошибочный прием одного из $2 \cdot 480 \cdot 10^3 = 960 \cdot 10^3$ символов/мин. Если принять, что ошибочный прием любого символа равновероятен, то допустимая вероятность ошибки для всего тракта $P_{\text{ош}} \leq 1/960 \cdot 10^3 \approx 10^{-6}$.

При передаче сигналов стандартных групп каналов в системах передачи с ИКМ (ИКМ с ЧРК) ошибочная регенерация любого символа в цифровом линейном тракте приводит к искажению в каждом канале, входящем в передаваемую методом ИКМ группу. Однако, как показывают расчеты, при вероятности ошибки в линейном тракте $P_{\text{ош}} \approx 10^{-6}$ психометрическая мощность помех в одном канале ТЧ не превышает 300 пВт, т. е. относительно мала.

При прохождении цифрового сигнала по линии число ошибок в нем будет увеличиваться пропорционально числу включенных регенераторов (если помехозащищенность на всех участках одинакова). Если же на одном из участков регенерации из-за чрезмерно высокого уровня помех коэффициент ошибок оказывается более чем на порядок выше требуемого, то он будет определять и коэффициент ошибок всего тракта в целом. Это обстоятельство надо учитывать при проектировании линейного тракта ЦСП с ИКМ, уменьшая длину соответствующих участков регенерации до требуемой величины.

Величина фазовых флуктуаций в линейном тракте, как будет показано в дальнейшем, в основном определяется структурой и статистическими характеристиками передаваемого цифрового сиг-

нала, а также способом построения регенератора. Наличие фазовых флуктуаций, с одной стороны, приводит, как будет показано ниже, к увеличению $K_{\text{ош}}$ в линейном тракте за счет флуктуаций моментов формирования стробирующих импульсов в регенераторах, а с другой стороны — к дополнительным искажениям в каналах ТЧ за счет появления фазовых флуктуаций в АИМ-сигнале на выходе декодера.

При этом в зависимости от частоты относительных изменений начальной фазы импульсов в линейном сигнале изменяется характер влияния фазовых флуктуаций на качество передачи. Так высокочастотные фазовые флуктуации, частота которых близка к тактовой частоте, приводят к увеличению $K_{\text{ош}}$, а на шумы в канале ТЧ не влияют, поскольку их величина практически не увеличивается при прохождении цепочки регенераторов. Во же время низкочастотные фазовые флуктуации, частота которых сравнима с частотой дискретизации, не приводят к существенному увеличению $K_{\text{ош}}$, но, возрастая пропорционально квадратному корню из числа участков регенерации, вызывают появление дополнительных искажений в канале ТЧ. Для обеспечения требуемой защищенности от шумов, вызванных флуктуациями (обычно не менее 40 дБ), среднее значение фазовых флуктуаций на выходе линейного тракта не должно превышать 1,5... 1,7 тактового интервала.

Допустимая величина $K_{\text{ош}}$ определяет максимальную длину участка регенерации, а шумы в канале, вызываемые фазовыми флуктуациями, определяют максимальное число регенераторов, используемых на переприемных участках по ТЧ. Величины коэффициента ошибок и фазовых флуктуаций, как будет показано, определяются многими факторами, в частности параметрами линии в передаваемом сигнале, способом построения регенераторов и т. д.

Помехи в цифровом линейном тракте. Длина участка регенерации. Основными видами помех в цифровом линейном тракте являются: межсимвольные, собственные, переходные, вызванные наличием несогласованностей на участках регенерации, а также помехи от устройств коммутации (например, приборов АТС) и индустриальные.

Основной причиной появления межсимвольных помех являются искажения цифрового сигнала, вызванные ограничением полосы пропускания линейного тракта в области как нижних, так и верхних частот. Ограничение полосы частот сверху имеет место из-за увеличения затухания линии с ростом частоты. Возникающие при этом искажения символов показаны на рис. 9.3, а. Следует отметить, что аналогичные искажения импульсов возникают за счет нелинейности фазо-частотной характеристики тракта. Ограничение полосы частот линейного тракта снизу связано с подавлением составляющих низкочастотной части спектра передаваемого сигнала за счет включения на входе и выходе регенераторов симметрирующих трансформаторов, обеспечивающих гальва-

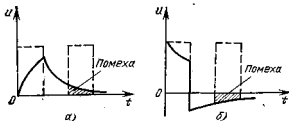


Рис. 9.3

ническую развязку между регенератором и линией и организацию дистанционного питания регенераторов по фантомной цепи. Величина межсимвольной помехи данного вида (рис. 9.3, б) определяется значениями частот нижнего среза АЧХ симметрирующих трансформаторов. Если частота среза не превышает 1% тактовой частоты, то межсимвольная помеха при передаче квазитрочичных кодов составляет не более 5% амплитуды импульса и ее дополнительное подавление в регенераторе не требуется.

Уменьшить межсимвольные влияния можно как за счет формирования кода в линии с оптимальным для передачи энергетическим спектром, так и за счет выбора параметров узлов регенератора (корректирующего усилителя, трансформаторов и др.).

На местных и внутризоновых сетях цифровые линейные тракты организуются с использованием симметричных кабелей, в которых основным видом помех являются переходные влияния между сигналами, передаваемыми по различным парам одного кабеля. Поэтому предельная длина участка регенерации в основном определяется из условия обеспечения минимально допустимой защищенности от переходных помех.

Напомним, что переходные помехи появляются вследствие наличия магнитных и емкостных связей между парами кабеля. При организации линейного тракта по однокабельной системе наиболее существенны влияния на ближний конец, а при использовании двухкабельной системы — переходные влияния на дальний конец и через третьи цепи. Характер переходной помехи в цепи, подверженной влиянию, зависит от числа влияющих систем. При малом числе влияющих систем (две—четыре) переходная помеха имеет практически детерминированную амплитуду и сложение переходных помех от различных цепей осуществляется по напряжению. При большем числе влияющих цепей статистические характеристики переходной помехи приближаются к нормальным и сложение помех осуществляется по мощности.

На рис. 9.4 показано возникновение переходных влияний в кабеле на ближнем и дальнем концах участка и влияний в НРП (штриховые линии). Величина переходных помех в симметричных кабелях зависит от длины участка и частоты передаваемого сигнала. С ростом частоты защищенность на дальнем конце снижа-

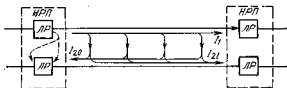


Рис. 9.4

ется примерно на 6 дБ на октаву, а на ближнем конце — на 4,5 дБ на октаву. Защищенность на ближнем конце

$$A_{0\text{бл}} = p_{\text{пр}} - p_{\text{по}} = p_{\text{пер}} - \alpha l - p_{\text{по}} = A_0 - \alpha l, \quad (9.1)$$

где $p_{\text{пер}}$ — уровень передаваемого сигнала во влияющей и подверженной влиянию цепях; $p_{\text{пр}}$ — уровень принимаемого сигнала в подверженной влиянию цепи; $p_{\text{по}}$ — уровень переходной помехи на ближнем конце в подверженной влиянию цепи; α — километрическое затухание кабеля; l — длина участка регенерации.

Защищенность от переходных помех на дальнем конце

$$A_{0\text{дл}} = p_{\text{пр}} - p_{\text{от}} = A_l - \alpha l. \quad (9.2)$$

При оценке величины защищенности от переходных влияний следует учитывать общее число влияющих пар, т. е. систем передачи, работающих по одному кабелю. Если число влияющих пар равно M , то значение защищенности должно быть уменьшено по сравнению с (9.1) и (9.2) на $20 \lg M$ при малом числе влияющих пар и на $10 \lg M$ при большом числе влияющих пар.

Поскольку в диапазоне длин участков регенерации величина A_0 практически постоянна, то при увеличении длины участка регенерации защищенность регенератора на ближнем конце уменьшается на величину рабочего затухания кабеля. Поэтому необходимая защищенность при однокабельной системе обеспечивается на гораздо меньших длинах участков регенерации, чем при двухкабельной системе. С целью повышения переходного затухания на ближнем конце в случае применения однокабельной системы для различных направлений передачи используют пары кабеля, размещенные в различных повивах.

При построении однокабельной СП улучшение условий работы регенераторов может быть достигнуто за счет размещения регенераторов различных направлений передачи в шахматном порядке. В этом случае регенераторы для направления А—Б размещаются в середине участка регенерации для направления Б—А

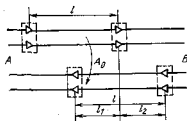


Рис. 9.5

(рис. 9.5), вследствие чего помехи из-за переходного влияния на ближнем конце из пар одного направления попадают в пары другого направления в середине участка, претерпевая дополнительное затухание, что улучшает отношение сигнал-помеха. Если

каждый участок регенерации будет разбит регенераторами противоположного направления на две неравные части, то получаемый выигрыш в помехозащищенности будет определяться затуханием самого короткого участка. Следует заметить, что при малом числе систем, работающих по одному кабелю, расположение регенераторов в шахматном порядке может привести к увеличению затрат за счет установки дополнительных контейнеров НРП. При большом числе систем такая схема размещения регенераторов может оказаться еще выгодной и потому, что размещение большого числа регенераторов в одном колодце ограничено, например, его размерами.

Величина переходной помехи во многом зависит от симметричности входных и выходных цепей регенераторов. Обычно добиваются, чтобы затухание асимметрии на входе и выходе регенератора составляло не менее 40 дБ.

Весьма опасными для цифровых систем передачи оказываются импульсные помехи, источниками которых являются процессы коммутации электрических сигналов на АТС и в энергосетях. Импульсные помехи, как правило, состоят из относительно редких пакетов коротких импульсов большой амплитуды. Спектр импульсных помех имеет широкий частотный диапазон (до нескольких мегагерц), поэтому импульсные помехи быстро затухают в кабеле и их влияние распространяется только на прилегающие к АТС участки регенерации, которые рекомендуется выполнять укороченными.

К возникновению помех также приводит наличие несогласованностей в линейном тракте, которые обуславливаются несогласованностью на входах и выходах регенераторов и неоднородностью волнового сопротивления кабеля и приводят к возникновению отраженных сигналов.

Длина участка регенерации l выбирается таким образом, чтобы с учетом всех видов помех и аппаратурных погрешностей вероятность ошибки для всего линейного тракта в целом не превышала допустимого значения 10^{-6} . Если принять, что помехозащищенность на всех участках одинакова, то вероятность ошибки для одного регенератора $P_{\text{ош}1} \leq P_{\text{ош}}/n = 10^{-6}/n$, где n — число регенераторов.

В цифровом линейном тракте, организованном на симметричном кабеле, как уже указывалось, преобладающим видом помех являются переходные помехи, поэтому длину участка регенерации в этом случае определяют исходя из допустимой величины этих помех. Как будет показано ниже, энергетический спектр квази-трончного сигнала имеет максимум на частоте $0,5f_T$, поэтому все расчеты производятся на этой частоте. Учитывая (9.1) и (9.2), легко получить следующие соотношения для определения длины участка регенерации при малом числе M влияющих пар:

для однокабельной системы

$$l \leq \frac{A_0(0,5f_T) - 20 \lg M - A_3}{\alpha(0,5f_T)}$$

для двухкабельной системы

$$l \leq \frac{A_1(0,5f_T) - 20 \lg M - A'_3}{\alpha(0,5f_T)},$$

где A'_3 — требуемая защищенность. С учетом необходимых запасов $A'_3 = 15 \dots 20$ дБ.

При большом числе влияющих пар длина участка регенерации определяется из следующих соотношений:

для однокабельной системы

$$l \leq \frac{A_0(0,5f_T) - 10 \lg M - A''_3}{\alpha(0,5f_T)},$$

для двухкабельной системы

$$l \leq \frac{A_1(0,5f_T) - 10 \lg M - A''_3}{\alpha(0,5f_T)},$$

где A''_3 — требуемая защищенность, которая с учетом необходимых запасов обычно берется порядка 35 дБ.

В цифровом линейном тракте, организованном с использованием коаксиального кабеля, преобладающим видом помех являются собственные помехи кабеля и регенератора. Поэтому длину участка регенерации в этом случае определяют исходя из допустимой величины защищенности от этих помех.

Можно показать, что для квазитрочного кода ориентировочная длина участка регенерации определяется из совместного решения следующих двух выражений:

$$20 \lg(u_{\max}/u_n) - \alpha(0,5f_T)l = 20 \lg 2k + \Delta a_{\text{ш}}$$

и

$$L \cdot 0,5 [1 - \Phi(k)] = 10^{-6} l,$$

где l — длина участка регенерации; L — протяженность однородного участка линейного тракта; u_{\max} — амплитуда импульсов на выходе регенераторов; u_n — действующее значение напряжения собственной помехи; ku_n — выброс напряжения собственной помехи; $\Delta a_{\text{ш}}$ — запас по защищенности с учетом межсимвольных помех и аппаратурных искажений; $\Phi(k)$ — интеграл вероятности.

Коды, используемые в цифровых линейных трактах. Код, используемый для передачи по линейному тракту ЦСП, должен удовлетворять следующим основным требованиям:

спектр линейного сигнала не должен содержать постоянной составляющей, что позволяет использовать симметрирующие трансформаторы и обеспечивать дистанционное питание регенераторов постоянным током;

энергетический спектр сигнала должен занимать как можно более узкую полосу частот, причем желательно, чтобы максимум этого спектра лежал в области относительно низких частот, что позволяет получить большие длины участков регенерации, так как

в области более низких частот уменьшаются затухание кабеля и переходные влияния;

должна обеспечиваться возможность выделения сигнала тактовой частоты, необходимого для нормальной работы регенераторов;

структура кода должна быть такой, чтобы в случае ее нарушения за счет возникновения ошибок в процессе регенерации можно было бы осуществлять контроль за коэффициентом ошибок в процессе эксплуатации.

Формирование энергетического спектра сигнала в соответствии с указанными требованиями позволяет свести к минимуму величину искажений цифрового сигнала при его передаче по линейному тракту, а следовательно, уменьшить вероятность ошибки в процессе регенерации сигнала.

Для минимизации постоянной составляющей в спектре сигнала необходимо, чтобы на любом интервале времени T алгебраическая сумма последовательных значений появляющихся за это время символов линейного кода (цифровая сумма) была минимальной, т. е.

$$Z = \sum_{t=T_0}^T (a_{it}) \rightarrow \min, \quad (9.3)$$

где (a_{it}) — i -е значение символа в момент времени t . Очевидно, что для выполнения указанного требования в коде примерно с одинаковой вероятностью должны появляться импульсы противоположной полярности. Поскольку на вероятность появления двоичных символов на выходе кодирующего устройства практически не могут быть наложены ограничивающие условия, то для удовлетворения отмеченным требованиям код в линии должен обладать некоторой избыточностью.

Избыточность в линейном сигнале можно, например, получить, если при формировании кода в линии использовать число уровней сигнала больше двух. При n -уровневом коде в линии число передаваемых состояний за единицу времени будет больше числа возможных состояний за то же время в двоичном коде, т. е. выполняется неравенство

$$\frac{n^k}{T} \geq \frac{2^M}{T} \text{ или } k \log_2 n \geq M, \quad (9.4)$$

где k — число символов n -уровневого кода, используемых для передачи M символов двоичного кода за некоторое время T .

Очевидно, что при формировании кода в линии должно выполняться условие

$$T_2 M = T_n k, \quad (9.5)$$

где T_n и T_2 — длительности n -уровневого и двоичного символов соответственно.

С учетом (9.4) и (9.5) нетрудно получить следующее соотношение между скоростью передачи сигнала в линии $f_{тп}$ и скоростью передачи исходного двоичного сигнала f_T :

$$f_{тп} = \frac{k}{M} f_T \geq \frac{f_T}{\log_2 n}. \quad (9.6)$$

Выражение (9.6) может быть записано также в следующем виде

$$f_{тп} = \frac{f_T}{\log_2 n} (1+r), \quad (9.7)$$

где r — избыточность кода в линии.

В свою очередь, избыточность кода в линии в случае необходимости может быть оценена с помощью соотношения, вытекающего из (9.6) и (9.7):

$$r = \frac{k}{M} \log_2 n - 1. \quad (9.8)$$

В первичных и вторичных ЦСП, работающих на местных и внутризональных сетях при относительно малой протяженности линейного тракта, при преобразовании кодов не стремятся к снижению тактовой частоты передаваемого сигнала, так как требующееся при этом усложнение оконечного и промежуточного оборудования не компенсируется сокращением числа НРП.

Наиболее часто на практике один символ двоичного кода (Віпагу) преобразуется в один символ триничного кода (Терпагу). В этом случае говорят о формировании кода типа 1В—1Т. Как следует из (9.6), скорость передачи сигнала в линии оказывается равной скорости передачи исходного двоичного сигнала, а получаемая избыточность в соответствии с (9.8)

$$r = \frac{1}{1} \log_2 (3-1) = 0,58.$$

Указанная избыточность достаточно велика и позволяет реализовать несколько разновидностей кода типа 1В—1Т, удовлетворяющих отмеченным выше требованиям. Рассмотрим два наиболее распространенных кода, используемых в линейном тракте ЦСП: квазитриничный код с чередованием полярности импульсов (ЧПИ) и код с высокой плотностью единиц (КВП).

В коде с ЧПИ (рис. 9.6,б) осуществляется чередование импульсов положительной и отрицательной полярности при преобразовании единичных символов исходной двоичной последовательности, изображенной на рис. 9.6,а, вне зависимости от числа нулевых символов между ними. Благодаря указанному принципу преобразования в энергетическом спектре кода в линии исключается постоянная составляющая. При этом цифровая сумма Z , определяемая выражением (9.3), не будет выходить за пределы $+1/2$ и $-1/2$, если полный размах линейного сигнала принять равным 1.

Энергетический спектр цифрового сигнала с ЧПИ (рис. 9.7,б) при равной вероятности появления единичного и нулевого симво-



Рис. 9.6

лов в исходной двоичной последовательности определяется выражением

$$G(f) = \frac{1 - \cos 2\pi f T}{T}$$

На рис. 9.7.а для сравнения изображен энергетический спектр исходного двоичного сигнала. Как видно из рис. 9.7.б, энергетический спектр кода с ЧПИ не содержит составляющую с частотой f_T , поэтому при выделении сигнала тактовой частоты в регенераторах необходимо преобразовать код в линии в униполярный двоичный код, в спектре которого (рис. 9.7.а) содержится составляющая с частотой f_T .

Основная энергия кода с ЧПИ сосредоточена в области частот, близких к $0,5f_T$. Поэтому расчет затухания участка регенерации и оценка взаимных влияний, как уже упоминалось, должны осуществляться на $0,5f_T$.

Благодаря используемому принципу чередования полярности импульсов код с ЧПИ позволяет легко обнаруживать ошибки, возникающие при регенерации сигнала, так как ошибка при регенерации любого символа приведет к нарушению принципа чередования полярностей символов в линейном тракте. По числу таких нарушений за определенное время можно оценить коэффициент ошибок в линейном тракте. При этом следует иметь в виду,

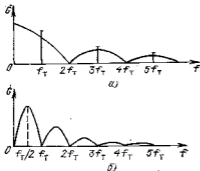


Рис. 9.7

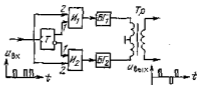


Рис. 9.8

что в некоторых случаях ошибки могут оставаться необнаруженными (если, например, ошибки имели место при регенерации нескольких подряд следующих символов и не нарушили при этом указанный принцип построения кода).

Наиболее существенным недостатком кода с ЧПИ является необходимость передачи по линейному тракту сигнала с длинными сериями нулей, что может нарушить нормальную работу регенераторов, так как затрудняется процесс выделения тактовой частоты. С целью устранения этого недостатка было разработано несколько модификаций кода с ЧПИ, наибольшее распространение среди которых получил код КВП-3.

Принцип построения кода КВП-3 такой же, как и кода с ЧПИ, до тех пор, пока между двумя единичными символами не появится более трех следующих подряд нулевых символов. При этом каждая последовательность из четырех нулевых символов (0000) в исходном двоичном коде заменяется одной из двух последовательностей вида $V00V$ или $000V$, где V обозначает импульс, полярность которого противоположна полярности предшествующего импульса, а V — импульс, полярность которого повторяет полярность предыдущего импульса V . Комбинация вида $000V$ используется в том случае, если после предыдущего символа V появилось нечетное число символов V , а комбинация $V00V$, если после предыдущего символа V появилось четное число символов V . Использование двух замещающих последовательностей обеспечивает чередование полярности символов V , появляющихся в различных местах линейного сигнала, что, в свою очередь, позволяет устранить влияние этих символов на среднее значение, которое так же, как и у кода ЧПИ, оказывается равным нулю. Однако цифровая сумма кода КВП-3 из-за введения символов V оказывается больше, чем для кода с ЧПИ, и может составлять $2(+1/2)$ или $2(-1/2)$. Формирование кода КВП-3 поясняется на рис. 9.6,а.

Таким образом, при использовании кода КВП-3 существенно сокращается диапазон изменения вероятности появления единичных символов в линейном сигнале, который ограничивается пределами $0,25 \leq p(1) \leq 1$, в то время как в коде с ЧПИ вероятность появления единичного символа в случайной последовательности практически может уменьшаться до нуля. Следовательно, при использовании кода КВП-3 существенно улучшаются условия работы устройств хронирования регенераторов. Энергетический спектр кода КВП-3 весьма близок к виду, представленному на рис. 9.7,б.

При использовании кода КВП-3 также возможен контроль за величиной коэффициента ошибок в линейном тракте. В этом случае оценку коэффициента ошибок можно осуществлять путем анализа таких нарушений чередования полярности следования импульсов типа V , которые оказались нескомпенсированными. При этом следует иметь в виду, что ошибки, возникающие в цифровом линейном тракте, могут привести к размножению ошибок в процессе преобразования кода в линии в двоичный код на приеме. Например, если в процессе передачи по линейному тракту после-

довательность символов $+10-1+1$ трансформируется в последовательность $+100+1$, то на приеме она будет воспринята как комбинация вида $000V$ и заменена двоичной комбинацией 0000 , т. е. вместо одной ошибки появятся три. Среднее значение коэффициента размножения ошибок оказывается равным 1,2.

Преобразование исходной двоичной последовательности в квазитрочный код с ЧПИ в СП с ИКМ осуществляется в преобразователе кода, схема которого показана на рис. 9.8. Триггер T , на счетный вход которого подается исходная двоичная последовательность, при поступлении очередного единичного символа меняет свое состояние на обратное. Выходы триггера соединены с первыми входами I_1 и I_2 ; на вторые входы этих схем подается исходная последовательность. Переключения триггера приводят к тому, что схемы I открываются поочередно. В соответствии с их состоянием происходит запуск соответствующих блокинг-генераторов ($БГ_1$ или $БГ_2$), находящихся в ждущем режиме. Блокинг-генераторы формируют импульсы с заданными параметрами, а благодаря использованию выходного трансформатора (Tr) со средней точкой полярность выходных импульсов, поступающих от каждого плеча схемы, оказывается различной, т. е. создается квазитрочный сигнал с ЧПИ.

Для формирования кода КВП-3 требуется некоторое усложнение схемы, вызванное необходимостью контроля за количеством нулей между единичными символами и формированием выходных символов V , нарушающих правило чередования полярности импульсов.

Регенерация цифрового сигнала. Цифровой сигнал, проходя по линии связи, ослабляется, искажается и подвергается воздействию различных помех, что приводит к изменению формы и длительности импульсов, уменьшению их амплитуды и случайным временным сдвигам. Поэтому для восстановления параметров цифрового сигнала в линейном тракте СП с ИКМ через определенные расстояния устанавливаются регенераторы.

Поскольку число регенераторов, устанавливаемых в линейном тракте, обычно велико (может достигать нескольких сотен), то к ним предъявляются более высокие требования в отношении надежности и экономичности, чем к другим узлам ЦСП. Регенераторы, используемые в ЦСП с ИКМ, относятся к регенераторам с внутренней синхронизацией (самохронированием) и полным восстановлением временных интервалов. В таких регенераторах колебания тактовой частоты, необходимые для формирования последовательности стробирующих импульсов, выделяются непосредственно из спектра входного цифрового сигнала. При внешней синхронизации необходимо было бы обеспечить подачу в регенератор специального сигнала тактовой частоты (например, по отдельной паре кабеля).

Кроме того, регенераторы этих СП являются регенераторами прямого действия, поскольку колебания тактовой частоты выделяются из входного сигнала. В регенераторах обратного действия,

выделяющих колебания тактовой частоты из выходного сигнала, образуется цепь обратной связи, вследствие чего снижается устойчивость регенератора.

В процессе регенерации цифрового сигнала выполняются следующие основные операции:

- усиление восстанавливаемых импульсов и коррекция их формы;
- стробирование откорректированных импульсов, в результате которого создаются такие условия, при которых импульсы на выходе формируются в строго определенные моменты времени;
- сравнение полученного после стробирования значения амплитуды импульса с эталонным (пороговым) значением;
- формирование новых импульсов с заданными параметрами.

Воспользовавшись структурной схемой регенератора, приведенной на рис. 9.9, рассмотрим более подробно каждую из перечисленных операций.

Предположим, что на вход участка регенерации, т. е. на выходе предыдущего регенератора, цифровой сигнал имел вид, представленный на рис. 9.10,а. После прохождения участка линии на вход регенератора подается искаженный и задержанный на некоторое время сигнал (рис. 9.10,б). Через линейный трансформатор (ЛТр), этот сигнал подается на вход линейного корректора (ЛК), в состав которого входит регулируемая искусственная линия (РИЛ), корректирующий усилитель (КУс) и схема АРУ. Коррекция формы импульсов осуществляется для полного или частичного устранения влияния одних импульсных посылок на другие за счет концентрации энергии импульсов в их тактовых интервалах. Это позволяет уменьшить вероятность ошибочной регенерации символов. Вид сигнала, формируемого на выходе ЛК, показан на рис. 9.10,в.

К выходу ЛК через трансформатор (Тр) подключен блок выделения тактовой частоты (ВТЧ), на выходе которого формируется последовательность коротких стробирующих импульсов. Стробирующие импульсы фазированы относительно входных символов таким образом, что оказываются в середине тактовых интервалов, где амплитуда входных символов максимальна. Это также способствует уменьшению вероятности ошибки в процессе регенера-

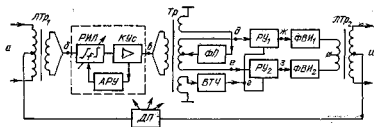


Рис. 9.9

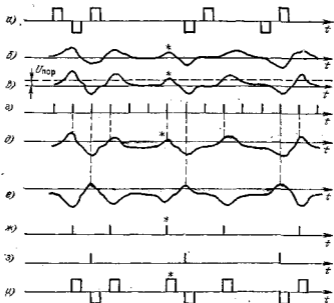


Рис. 9.10

цин. Строблирующие импульсы (рис. 9.10,г) подаются на решающие устройства (PY_1 и PY_2).

Кроме того, на PY через Tr подаются скорректированные импульсы, смещенные на величину порогового напряжения, вырабатываемого устройством формирования порога (рис. 9.10,д, е). Последний содержит выпрямитель, работающий на инерционную нагрузку, и вырабатывает постоянное напряжение, равное половине амплитуды выходных импульсов ЛК.

Поскольку система АРУ обеспечивает постоянство амплитуды импульсов на выходе ЛК, то порог решения остается практически неизменным. В некоторых схемах регенераторов система АРУ воздействует не на параметры ЛК, а на величину порогового напряжения, однако такое решение оказывается менее эффективным.

В PY осуществляется строблирование (опробывание) в каждом такте поступающих символов. Если в момент прихода на PY строблирующего импульса входной сигнал имеет положительную полярность (т. е. разность между выходным сигналом ЛК и пороговым напряжением положительна), то на выходе PY формируется импульс, поступающий на вход соответствующего формирователя выходных импульсов (ФВИ) (рис. 9.10,ж, з). Если указанная разность отрицательна, то импульс на выходе PY не формируется.

В ФВИ, которое может быть реализовано в виде ждущего блокинг-генератора, при поступлении импульсов с выхода PY формируется импульсы стандартной формы, амплитуды и длительности

ти, следующие с тактовой частотой. Поскольку ФВИ₁ и ФВИ₂ подключены к линии через дифференциальный трансформатор, то импульсы на выходе ЛТр₂ будут иметь разную полярность (рис. 9.10, д).

Как видно из принципа работы регенератора, ошибка при регенерации может иметь место, если величина помехи окажется больше порогового напряжения. В качестве примера на рис. 9.10 показан процесс возникновения ошибки при передаче одного из символов (этот символ помечен *).

Рассмотрим некоторые особенности работы отдельных узлов регенератора.

Основной задачей ЛК является максимизация отношения сигнал-помеха на входе РУ и ВТЧ регенератора. Для подавления межсимвольных помех в выходном сигнале ЛК корректирующий усилитель компенсирует затухание и нелинейность фазочастотной характеристики предшествующего участка в некоторой полосе частот $0 < f < f_в$. При этом чрезмерное расширение, а также сужение полосы частот компенсации приводит к уменьшению отношения сигнал-помеха на выходе ЛК. Расширение полосы пропускания участка «кабель — корректирующий усилитель» в принципе позволяет уменьшить длительность импульса после коррекции и соответственно уменьшить величину переходных межсимвольных помех, однако при этом увеличивается мощность шумов и помех, действующих в полосе пропускания. Сокращение же полосы частот, в которой осуществляется коррекция и усиление, уменьшает уровень шумов, но приводит к увеличению межсимвольных влияний. Поэтому верхняя граница полосы частот компенсации в корректирующем усилителе обычно выбирается в районе $0,5f_в$. Устройство АРУ линейного корректора обеспечивает возможность корректирования цифрового сигнала в требуемом диапазоне затуханий участков регенерации. С помощью РИЛ обеспечивается компенсация изменения затуханий участка регенерации в зависимости от длины.

На практике для оценки качества коррекции цифрового сигнала, от которой во многом зависит достоверность регенерации, пользуются так называемыми глаз-диаграммами, которые представляют собой картину наложения осциллограмм возможных

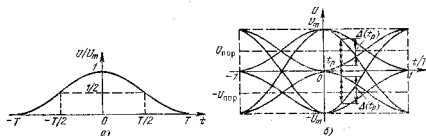


Рис. 9.11

реализаций скорректированного цифрового сигнала обычно в течение одного или двух тактовых интервалов. Типичный вид глаз-диаграммы показан на рис. 9.11,б, а на рис. 9.11,а — форма скорректированного импульса. Такую картину можно наблюдать на экране осциллографа, подключенного на выход ЛК регенератора, если на вход регенератора подать псевдослучайную цифровую последовательность. При соответствующем выборе частоты следования синхронизирующих импульсов осциллографа на его экране будет формироваться устойчивая картина наложения всех реализаций случайной цифровой последовательности. Если процесс принятия решения осуществляется в момент времени t_p , а пороговое напряжение равно $U_{пор}$, то отношение сигнал-помеха на выходе ЛК

$$H = \Delta(t_p) / \sigma_n,$$

где $\Delta(t_p)$ — величина раскрытия глаз-диаграммы в момент времени t_p ; σ_n — среднеквадратическое значение напряжения помехи.

На практике достаточно просто определяются структуры импульсных последовательностей, при передаче которых возникают межсимвольные помехи максимальной величины, определяющие раскрытие глаз-диаграммы. Например, раскрытие глаз-диаграммы для трюичного кода при гауссовской форме скорректированного импульса определяется следующими комбинациями: $-1+1-1$ и $+10+1$ — для глаз-диаграммы, соответствующей положительному импульсу, $+1-1+1$ и $-10-1$ — для глаз-диаграммы, соответствующей отрицательному импульсу.

Очевидно, что максимальное значение сигнал-помеха может быть достигнуто при $t_p=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, т. е. большое значение приобретает правильный выбор моментов решения в регенераторе, которые должны соответствовать минимуму межсимвольных помех. Кроме того, следует обеспечить требуемую величину раскрытия глаз-диаграммы. Указанные обстоятельства принимаются во внимание при проектировании регенераторов.

На практике имеет место целый ряд причин, приводящих к погрешностям при корректировании цифрового сигнала:

отклонение формы импульсов, поступающих в линию, от номинальной;

- разброс частотных характеристик затухания линий;
- влияние помех на работу устройств АРУ ЛК регенератора;
- разброс затуханий кабельных линий.

Все это приводит к соответствующему уменьшению раскрытия глаз-диаграммы и к снижению отношения сигнал-помеха на входе решающего устройства. Обычно требуется, чтобы максимальное уменьшение раскрытия глаз-диаграммы не превышало 25% от амплитуды импульсов на выходе ЛК.

В блоке ВТЧ (рис. 9.12) осуществляется формирование стробирующих импульсов, которые управляют работой решающего устройства регенератора, обеспечивая в идеальном случае опознавание кодовых символов в моменты времени, соответствующие

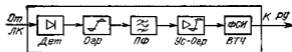


Рис. 9.12

максимальному раскрытию глаз-диаграммы (рис. 9.11,б), а также обеспечивают требуемые временные интервалы между символами сигнала на выходе регенератора.

Поскольку коды, используемые в линии, не содержат дискретных составляющих в своем спектре (в том числе и составляющей тактовой частоты), для получения сигнала тактовой частоты необходимо нелинейное преобразование сигнала, поступающего на вход ВТЧ от ЛК. В связи с этим ВТЧ содержит выпрямитель, преобразующий биполярный входной сигнал в однополярный, спектр которого содержит составляющую тактовой частоты. Однако вследствие межсимвольных помех после выпрямления формируется однополярная последовательность импульсов различной длительности. В частности, могут формироваться символы, имеющие длительность, равную тактовому интервалу, т. е. следующие со скважностью, равной единице, в спектре которых также отсутствует составляющая тактовой частоты. Поэтому перед выделением составляющей тактовой частоты выпрямленный сигнал подвергается ограничению снизу, вследствие чего длительность импульсов уменьшается и в их спектре появляется дискретная составляющая тактовой частоты (рис. 9.7,а). Повысив напряжение ограничения, можно уменьшить колебания уровня тактовой частоты при изменении структуры линейного сигнала, однако при этом снижается амплитуда импульсов на выходе ограничителя. В соответствии с этим уровень ограничения обычно устанавливается в пределах 0,5...0,7 амплитуды импульса на выходе выпрямителя.

Затем сигнал поступает на устройство, выполняющее функции выделения сигнала тактовой частоты (полосовой фильтр). Выделенный квазигармонический сигнал тактовой частоты поступает на усилитель-ограничитель, а с его выхода на формирователь стробирующих импульсов (ФСИ), который формирует последовательность стробирующих импульсов, сфазированных соответствующим образом относительно регенерируемых символов (рис. 9.10,ж).

Реальная помехоустойчивость регенератора во многом определяется точностью работы устройства выделения тактовой частоты (ВТЧ), обеспечивающего тактовую синхронизацию регенератора. Точность стробирования полностью определяется статистическими характеристиками временных отклонений стробирующих импульсов относительно номинальных тактовых точек.

Временные флуктуации стробирующих импульсов вызываются двумя основными причинами: флуктуациями выделенных колебаний тактовой частоты и неточностью работы устройств формирования стробирующих импульсов.

Флуктуации колебаний тактовой частоты на выходе фильтра ВТЧ обусловлены: влиянием различных помех на канал ВТЧ, расстройкой фильтров-выделителей f_r , влиянием непрерывной случайной составляющей спектра цифрового сигнала, влиянием переходных помех от систем, работающих по этому же кабелю.

Неточность работы устройств формирования стробирующих импульсов (в частности, наличие зоны нечувствительности у формирователя стробирующих импульсов) приводит к тому, что точность стробирования зависит не только от фазовых, но и от амплитудных флуктуаций квазигармонического сигнала на выходе фильтра ВТЧ.

В качестве схемы выделения тактовой частоты используется либо узкополосный фильтр, настроенный на тактовую частоту, либо контур ударного возбуждения, период собственных колебаний которого равен периоду следования символов в линейном тракте. При поступлении на вход контура импульсной последовательности с тактовой частотой в нем поддерживаются незатухающие квазигармонические колебания тактовой частоты.

Как видно из рис. 9.7,а энергетический спектр однополярного цифрового сигнала состоит из двух составляющих: дискретной и непрерывной, причем дискретная часть соответствует регулярной, а непрерывная — случайной составляющей сигнала. Регулярная составляющая не переносит никакой информации, но необходима для формирования стробирующих импульсов в регенераторах. Случайная составляющая переносит информацию, но является помехой для устройств формирования стробирующих импульсов.

Так как реализовать контур с бесконечно большой величиной добротности Q практически невозможно, то спектр его выходного сигнала будет состоять из выделяемой составляющей тактовой частоты и прилегающих к ней относительно небольших участков непрерывной части спектра, содержащей составляющие спектра передаваемого сигнала, а также случайной составляющей, возникающей за счет шума и переходных помех, вносимых на предшествующем участке. При этом последняя составляющая будет полностью некоррелированной для соседних регенераторов и при определении результирующих фазовых флуктуаций, вызванных шумами и переходными помехами, можно пользоваться законом сложения мощностей. Составляющие фазовых флуктуаций, определяемые спектром сигнала, будут одинаковыми для всех регенераторов и могут складываться по амплитуде, вызывая систематические фазовые дрожания цифрового сигнала.

Однако при неточной настройке контура ударного возбуждения собственная частота его колебаний f_0 отличается от f_r . Поэтому в этом случае временные интервалы между моментами перехода через нуль характеристики реакции контура на отдельные входные импульсы не равны целому числу тактовых интервалов, что приводит к соответствующей нестабильности перехода через нуль выходного квазигармонического сигнала. Величина отклонений будет возрастать при увеличении числа подряд следующих

нулевых символов во входном сигнале. Дисперсия фазовых флуктуаций, вызванных расстройкой контура, может быть оценена соотношением $D_{\phi} = cQ\delta^2 f$, где $\delta_f = |(f_T - f_0)/f_T|$ — относительная расстройка контура, Q — добротность контура, c — коэффициент пропорциональности, зависящий от вероятности появления импульсов во входном сигнале.

Таким образом, для уменьшения фазовых флуктуаций, вносимых контуром, следует уменьшать его расстройку и добротность. Однако при уменьшении добротности увеличивается влияние зоны нечувствительности (дрейфа) ФСИ за счет быстрого затухания колебаний в контуре. Это может привести к неустойчивой работе ВТЧ даже при небольшом числе подряд следующих нулевых символов. На практике добротность контура выбирается в пределах 80...120. Полная величина расстройки контура складывается из погрешности настройки при его изготовлении и расстройке, связанной со старением и изменением температурных режимов в условиях эксплуатации. В целом относительная расстройка контура оказывается менее 10^{-4} .

Следует обратить внимание на следующее важное обстоятельство. Если средняя частота полосы пропускания контура f_0 совпадает с тактовой частотой, т. е. частотой следования символов в исходной последовательности f_T , то в полосу пропускания контура попадают составляющие спектра выпрямленной последовательности, симметричные относительно f_T и с практически равными амплитудами. Таким образом, сигнал на выходе контура содержит несущую с двумя симметричными боковыми полосами, что соответствует амплитудной модуляции. В этом случае смещение моментов перехода через нуль сигнала тактовой частоты должно отсутствовать, поскольку отсутствует фазовая модуляция. Однако эта идеальная ситуация является недостижимой, так как всегда реально существуют условия, при которых изменения амплитуды сигнала приводят к изменению положения фронта импульса.

Расстройка контура относительно тактовой частоты сигнала нарушает равенство боковых полос в выходном сигнале, что фактически приводит к фазовой модуляции несущей на разностной частоте. На рис. 9.13 приведено спектральное распределение фазовых флуктуаций G_{ϕ} , вызванных расстройкой контура, показанных на графике в условных единицах $Q \cdot \delta_f$.

В формирователе стробирующих импульсов (ФСИ) вырабатываются импульсы в моменты перехода квазигармонического сигнала тактовой частоты через нуль. В идеальном случае, если порог срабатывания ФСИ равен нулю, стробирующие импульсы формируются точно в моменты перехода квазигармонического сигнала через нуль. В реальном случае ФСИ обладает некоторой зоной нечувствительности Δt к изменению входного сигнала, вследствие чего стробирующие импульсы могут формироваться в случайные моменты времени в пределах зон, указанных на рис. 9.14. Величина этой зоны, а следовательно, и возникающие фазовые флуктуации зависят от амплитуды сигнала. Таким образом,

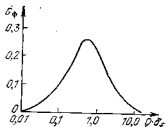


Рис. 9.13

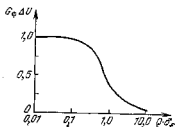


Рис. 9.15

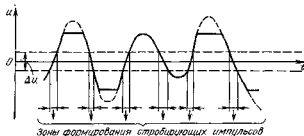


Рис. 9.14

амплитудные флуктуации квазигармонического сигнала преобразуются в фазовые флуктуации стробирующих импульсов. На рис. 9.15 показано спектральное распределение фазовых флуктуаций, вызванных наличием зоны нечувствительности ФСИ.

В современных регенераторах дрейф зоны нечувствительности ФСИ уменьшен настолько, что уменьшение амплитуды квазигармонического сигнала на входе ФСИ более чем в 10 раз приводит к увеличению фазовых флуктуаций стробирующих импульсов примерно в 1,5 раза.

Если флуктуации длительности и временного положения импульсов на входе контура будут относительно высокочастотны по сравнению с полосой пропускания контура, то они в значительной степени будут подавлены в регенераторе. Низкочастотные флуктуации входных импульсов практически без подавления преобразуются во флуктуации моментов перехода через нуль формируемого квазигармонического сигнала, а следовательно, вызывают соответствующие флуктуации стробирующих импульсов. При этом влияние различных помех будет зависеть от уровня ограничения: с повышением уровня ограничения выпрямленного сигнала флуктуации длительности и временного положения входных импульсов контура, вызванные межсимвольными помехами, уменьшаются, а флуктуации, вызванные помехами других видов, например переходными помехами, увеличиваются. С целью минимизации флуктуаций моментов перехода через нуль при достаточной амплиту-

де квазигармонического сигнала уровень ограничения выбирается примерно равным 0,7 амплитуды импульсов на выходе ЛК.

Подавление высокочастотных флуктуаций длительности и временного положения в контуре ударного возбуждения приводит к некоторым негативным моментам. В частности, поскольку эти флуктуации имеют место во входном сигнале, подлежащем регенерации, а в схеме ВТЧ они подавляются, то возникают отклонения моментов принятия решения в регенераторе от моментов максимума импульсов на выходе ЛК, т. е. фактически уменьшается раскрыв глаз-диаграммы (рис. 9.11,б).

Помехоустойчивость регенератора. Коэффициент ошибок на одном участке регенерации должен быть таким, чтобы результирующий коэффициент ошибок на всю магистраль не превышал допустимого значения 10^{-6} . Таким образом, для участков регенерации должны выполняться более жесткие требования к величине коэффициента ошибок. Для номинальной эталонной цепи протяженностью 2500 км значения коэффициента ошибок $K_{\text{ошн}}$ для одного участка регенерации длиной l , км, приведены в табл. 9.1. Расчет значений производился по формуле $K_{\text{ошн}} = 10^{-6} / (2500/l)$.

Причиной возникновения ошибок при передаче цифрового сигнала являются шумы и помехи, описанные выше, если их мгновенные напряжения превышают допустимые пределы в моменты принятия решения при восстановлении (регенерации) сигнала. При этом в процессе регенерации цифрового сигнала в результате принятия ошибочного решения символ 1 может быть восстановлен как символ 0, а символ 0 — как символ 1, т. е. происходит трансформация передаваемых символов. При использовании квазитранных сигналов (например, когда с ЧПИ) трансформация символа 1 в 0 может произойти в том случае, если в момент принятия решения мгновенное напряжение шума превысит допустимую величину и будет иметь знак, противоположный знаку символа. Если же осуществляется прием символа 0, то превышение допустимого уровня шума при любой его полярности приведет к возникновению ошибки, т. е. к формированию 1. В реальном случае допустимое значение напряжения шума не должно превышать $\Delta(t_p)/2$, т. е. половины раскрыва глаз-диаграммы (при идеальной глаз-диаграмме допустимое напряжение шума равно половине амплитуды импульсов на входе решающего устройства, т. е. $u_{\text{ш.доп}} = \Delta(t_p)/2 = u_m/2$).

Можно считать, что шумы, действующие в цифровых линейных трактах, имеют нормальное распределение $p(x)$, где $x = u_{\text{ш}}/\sigma_{\text{ш}}$,

Таблица 9.1

l , км	2	3	4	5	10
$K_{\text{ошн}}$	$8 \cdot 10^{-9}$	$1,2 \cdot 10^{-9}$	$1,6 \cdot 10^{-9}$	$2 \cdot 10^{-9}$	$4 \cdot 10^{-9}$

$u_{ш}$ — мгновенное значение напряжения шума, $\sigma_{ш}$ — эффективное значение напряжения шума. В этом случае вероятность превышения допустимого напряжения шума будет определяться интегралом вероятностей. Как уже отмечалось, при регенерации символа 0 не должна быть превышена некоторая величина напряжения $u_m/2$, которому соответствует величина $\pm X_0 = u_m/2\sigma_{ш}$.

Обозначим через $P(0/+1)$ и $P(0/-1)$ вероятности формирования символов $+1$ и -1 соответственно при ошибочной регенерации символа 0.

Вероятности превышения шумом величины $-X_0$ (при регенерации символа -1) или величины X_0 (при передаче символа $+1$) будут, очевидно, определять вероятности формирования символа 0 при ошибочной регенерации символов $-1 - P(-1/0)$ и $+1 - P(+1/0)$. Очевидно, в силу симметрии $p(x)$, $P(0/+1) = P(0/-1) = P(+1/0) = P(-1/0) = P'_{ош}$.

Если принять, что в исходном двоичном сигнале символы 1 и 0 появляются с равной вероятностью, то в квазитрочном коде с ЧПИ вероятность появления символа 0 будет $P_0 = 0,5$, а вероятность символов $+1$ и -1 соответственно $P_{+1} = P_{-1} = 0,25$.

С учетом сказанного вероятность ошибки

$$\begin{aligned} P_{ош} &= P_0 [P(0/+1) + P(0/-1)] + P_{+1} P(+1/0) + P_{-1} P(-1/0) = \\ &= 2P_0 P'_{ош} + P_{+1} P'_{ош} + P_{-1} P'_{ош} = P'_{ош} (2P_0 + P_{+1} + P_{-1}) = 1,5P'_{ош} = \\ &= \frac{1,5}{\sqrt{2\pi}} \int_{X_0}^{\infty} e^{-X^2/2} dX. \end{aligned} \quad (9.9)$$

Если раскрыв глаз-диаграммы $\Delta(t_p)$ принимает различные значения, т. е. $\Delta(t_p) \neq u_m$, то вероятность ошибки, определяемая (9.9), будет являться функцией X_0 .

С учетом принятых обозначений для защищенности на входе регенератора справедливо соотношение

$$A_{\text{зет}} = 20 \lg \frac{u_m}{\sigma_{ш}} = 20 \lg X_0. \quad (9.10)$$

Используя (9.9) и (9.10), можно по заданному коэффициенту ошибки рассчитать требуемую защищенность на входе регенератора. Результаты расчетов приведены в табл. 9.2.

Указанные соотношения справедливы для кода с ЧПИ. Для кода КВП-3 несколько изменяются вероятности появления символов 1 и 0 в линейном тракте, вследствие чего к указанным значениям защищенности необходимо ввести поправки, величина ко-

Таблица 9.2

$P_{ош}$	10^{-8}	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}	10^{-4}	10^{-3}	10^{-2}	10^{-1}	10^{-0}	10^{+1}
$A_{\text{зет}}, \text{ дБ}$	16,1	17,7	18,8	19,7	20,5	21,1	21,7	22,2	22,6	23

торых не превышает 0,1 дБ. Следует заметить, что с точки зрения требований к защищенности более эффективным оказывается двоичный код, для которого требуемое отношение сигнал-шум примерно на 6 дБ меньше величин, приведенных в табл. 9.2. Однако, как было указано выше, такой код не может быть использован для передачи по линейному тракту.

Анализ полученных результатов свидетельствует о том, что даже небольшое увеличение отношения сигнал-помеха на входе регенератора, которое легко получить за счет незначительного сокращения длины участка регенерации, приводит к значительному уменьшению коэффициента ошибки, а следовательно, к улучшению качества передачи. Кроме того, из этих результатов видно, что в процессе эксплуатации ЦСП можно ожидать изменения коэффициента ошибок примерно на один порядок из-за имеющих место случайных отклонений отношения сигнал-помеха от расчетной величины.

Более существенное влияние на возникновение ошибок оказывают импульсные шумы АТС, вызванные работой коммутационных устройств в процессе установления соединений. Плотность распределения вероятностей для такого шума описывается довольно сложными соотношениями, которые во многом зависят от типа АТС, интенсивности телефонного обмена и многих других факторов. Однако общим свойством является более медленный по сравнению с нормальным распределением характер убывания функции. Одно из экспериментально полученных соотношений для вероятности ошибки при использовании кода с ЧПИ выглядит следующим образом:

$$P_{\text{ош}} = P(X > X_0) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{4X_0^3} \quad (9.11)$$

Воспользовавшись (9.10) и (9.11), можно получить соотношения между вероятностью ошибки и помехозащищенностью от шумов АТС, приведенные в табл. 9.3.

На участках регенерации, прилегающих к АТС, одновременно действуют шумы АТС и шумы, вызванные переходными влияниями и межсимвольными влияниями, однако при этом обычно достаточно учитывать только шумы АТС. Для обеспечения требуемой защищенности на входе регенератора приходится сокращать длины этих участков.

Следует отметить, что при оценке помехоустойчивости регенератора необходимо учитывать еще следующие факторы, приводя-

Таблица 9.3

$P_{\text{ош}}$	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}	10^{-11}	10^{-12}
$A_{\text{рег}}, \text{дБ}$	19,7	26,4	33	39,7	46,4	53	59,7	68,4	73	79,7

щие к снижению помехоустойчивости: межсимвольные помехи, допуски на величину амплитуды и длительности импульсов, нестабильность порога и конечная чувствительность РУ, отклонение момента стробирования и др.

Как правило, в цифровых системах передачи обеспечить заданные требования к вероятности ошибки, определяющей качество передачи, при увеличении дальности связи за счет установки дополнительных регенераторов относительно легко. Для этого необходимо незначительно увеличить отношение сигнал-шум на входе регенератора за счет небольшого сокращения длины участка регенерации либо предусмотреть в регенераторе запас по помехоустойчивости. Например, в тракте, содержащем 100 участков регенерации, можно обеспечить такую же вероятность ошибки, как и на одном участке, если повысить отношение сигнал-шум на входе регенераторов на 1 дБ, что требует сокращения длины участка примерно на 2%.

9.2. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

Структурная схема волоконно-оптической системы передачи в общем случае имеет вид, изображенный на рис. 9.16. Формирование многоканального сигнала на передаче и разделение каналов на приеме осуществляются в стандартном оборудовании оконечных станций ЦСП с ИКМ. На передаче многоканальный цифровой сигнал через согласующее устройство передатчика ($СУ_{пер}$), в котором многоканальный сигнал преобразуется в форму, целесообразную для передачи по волоконно-оптическому линейному тракту, поступает либо на оптический модулятор (ОМ), либо непосредственно на источник излучения (ИИ) в зависимости от вида и способа модуляции. Модулированный оптический сигнал затем поступает на специальную передающую оптическую систему ($ОС_{пер}$), обеспечивающую согласование между диаграммой направленности излучателя и апертурой оптического кабеля, т. е. обеспечивается эффективный ввод оптического сигнала в кабель.

В линии через определенные расстояния устанавливаются регенераторы (ЛР), где осуществляется восстановление параметров линейного сигнала.

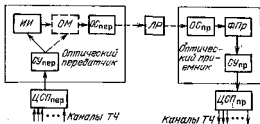


Рис. 9.16

На приеме сигнал с выхода приемной оптической системы ($ОС_{пр}$), обеспечивающей эффективный вывод оптической мощности из кабеля, поступает в фотоприемник (ФПр), где происходит преобразование оптического сигнала в электрический. После соответствующего преобразования в приемном согласующем устройстве ($СУ_{пр}$) многоканальный цифровой сигнал подается в приемное оборудование оконечной станции ЦСП.

Для осуществления двухсторонней связи требуются два волокна световода, причем ввиду отсутствия влияния между волокнами оптического кабеля тракты передачи и приема организуются в одном кабеле, поэтому волоконно-оптическую систему передачи можно рассматривать как однополосную, четырехпроводную и однокабельную.

Линейный тракт волоконно-оптических систем передачи содержит устройства сопряжения с оконечной аппаратурой ЦСП, обслуживаемые и обслуживаемые регенерационные пункты, оптический кабель, а также систему электропитания, служебной связи, телеконтроля и телесигнализации. Устройства сопряжения с оконечной аппаратурой ЦСП предназначены для преобразования электрических сигналов в оптические и обратно, а также для обеспечения эффективного ввода и вывода оптической мощности из кабеля и т. д. Необходимо, чтобы источники излучения и приемники были согласованы с оптическим кабелем, в частности, требуется, чтобы длина волны излучения совпадала с областью малого затухания кабеля и диаграмма излучения источника соответствовала апертуре кабеля.

Как отмечалось, в световодах при передаче импульсных сигналов происходит их расширение, вследствие чего они искажаются, возникают влияния и в конечном счете ошибки при восстановлении цифрового сигнала. Это явление получило название дисперсии и является одним из факторов, ограничивающих длину участка регенерации. Кроме того, величина дисперсии определяет предельные скорости передачи цифровой информации по световоду.

Полоса пропускания кабеля зависит от типа волокна, но общее для волокон всех типов ограничение полосы пропускания связано с различием скорости распространения в световоде отдельных частотных составляющих спектра источника света. Поэтому полоса пропускания ограничивается величиной порядка 80 МГц·км, если используется некогерентный источник (например, светодиод), и величиной до нескольких гигагерц на километр при использовании лазерного источника. При этом в многомодовом волокне за счет разной скорости мод полоса пропускания сужается до 30 МГц·км. В градиентных волокнах происходит выравнивание скоростей распространения мод за счет плавного изменения показателя преломления и полоса пропускания составляет сотни мегагерц на километр.

Кроме затухания и полосы пропускания оптический кабель характеризуется числовой апертурой, которая определяет конус лучей, который можно ввести в волокно, и численно выражается си-

нусом максимального угла ввода. Апертура волокон относительно невелика (порядка 0,2), поэтому при вводе световой энергии от излучателя в волокно неизбежно возникают потери, которые при использовании светодиода составляют порядка 12... 18 дБ, а при использовании лазерного диода 3... 8 дБ.

В качестве оптического излучателя используется либо светодиод (СД), либо полупроводниковый лазер (ППЛ). Применение СД более предпочтительно благодаря меньшей стоимости, простоте осуществления модуляции и большему сроку службы. Однако он имеет такие существенные недостатки, как малая мощность излучения (порядка 1 мВт) и невысокий КПД соединения с оптическим волокном. Полоса пропускания СД может достигать 100 МГц, что позволяет использовать их весьма широко.

Полупроводниковый лазер имеет такие преимущества перед СД, как широкая полоса пропускания (сотни мегагерц), более высокая мощность излучения (около 10 мВт), высокий КПД согласования с оптическим волокном. Однако необходимость температурной стабилизации параметров, относительно малый срок службы и высокая стоимость ограничивают область применения ППЛ.

Обычно в волоконно-оптических системах передачи осуществляется непосредственный прием, аналогичный приему с прямым усилением высокочастотных сигналов (супергетеродинный используется при приеме когерентных сигналов). Для непосредственного приема характерна схема фотоприемника ФПр, показанная на рис. 9.17. Сигнал с выхода фотодетектора 1 поступает на малошумящий усилитель 2 с переменной составляющей выходного тока фотодетектора, обрабатывается в схеме оптимальной обработки 3 и подается в схему принятия решения 4. Оптическое предусиление в лазерном усилителе практически не дает особого выигрыша и приводит к усложнению и удорожанию схемы. Иногда между фотодетектором и усилителем или на выходе усилителя устанавливают фильтры, выделяющие спектр сигнала.

Для преобразования света в электрический ток используются фотодиоды с внутренним лавинным усилением (ЛФД) и без него (ФД). Лавинный ФД обладает большей чувствительностью и более высоким уровнем выходного сигнала, однако его импульсный отклик имеет относительно длительный спад, в результате чего возникают межсимвольные искажения. Кроме того, для обеспечения оптимального режима усиления требуется использовать высоковольтный источник (100... 500 В). Несмотря на отмеченные недостатки, ЛФД широко применяется на практике.

Вид сигналов, передаваемых по линейному тракту оптических систем передачи, выбирается с учетом особенностей элементов, входящих в его состав. Так как излучение большинства источников носит шумовой характер, то применяемые виды модуляции ограничиваются. Наиболее часто осуществляется модуляция по интенсивности, так как для используемых в оптических передат-

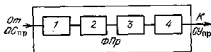


Рис. 9.17

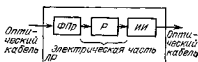


Рис. 9.19

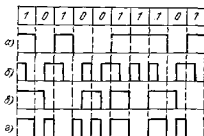


Рис. 9.18

чиках полупроводниковых источников излучения она выполняется относительно простыми техническими средствами в широком диапазоне частот. Кроме того, эта модуляция приводит и к простым решениям обратного преобразования оптического сигнала в электрический. Поскольку модуляционные характеристики излучателей отличаются большой нелинейностью, а процесс фотодетектирования носит квадратичный и дискретный характер, то наиболее целесообразным оказывается использование импульсных цифровых методов модуляции.

При выборе линейного сигнала в оптических системах передачи учитывают следующие обстоятельства. Код должен обладать соответствующей помехоустойчивостью, которая определяет минимальную среднюю мощность сигнала в линии, обеспечивающую заданное качество приема на фоне принципиально неустранимых шумов (тепловых, фотодетектирования, лавинного умножения), и отвечать требованиям, сформулированным в § 9.1. Следует иметь в виду, что использование многоуровневых кодов оказывается весьма проблематичным из-за существенной нелинейности тракта.

Поскольку импульсы излучаемой оптической мощности могут быть только положительными или нулевыми, то нельзя непосредственно использовать биполярные коды, которые применяются при передаче информации по проводным линиям.

Для третичных, четверичных и более высокого иерархического уровня ЦСП целесообразно использовать коды блочного типа $mBnB$, в которых каждое кодовое слово передаваемого сообщения, содержащее m разрядов, преобразуется по определенному алгоритму в слово, содержащее n разрядов, причем $n > m$. При более низких скоростях передачи отношение сигнал-шум обычно достаточно велико и можно использовать более простые двоичные коды с относительно широким спектром частот. На рис. 9.18 представлены некоторые простейшие типы кодов, которые нашли применение в световодных ЦСП.

Коды, приведенные на рис. 9.18, отличаются простотой формирования и наличием только двух уровней (1 и 0).

Код «без возвращения к нулю» (рис. 9.18,а) формируется следующим образом: двоичному символу 1 соответствует уровень 1, а 0 — уровень 0 на всем тактовом интервале.

Алгоритм формирования кода: а) двухфазного типа L (рис. 9.18,б): двоичному символу 1 соответствует уровень 1 на первой половине тактового интервала, а 0 — уровень 1 на второй половине тактового интервала; б) электронно-фотонного (рис. 9.18,в): двоичному символу 1 соответствуют попеременно уровни 1 и 0 на всем тактовом интервале, а 0 — переход от уровня 1 к уровню 0 (или наоборот) в середине тактового интервала; в) двухфазного типа S (рис. 9.18,г): двоичному символу 1 соответствует переход в начале интервала от уровня 1 к уровню 0 (или наоборот) на всем тактовом интервале, а 0 — переход от одного уровня к другому в начале и середине тактового интервала.

Код «без возвращения к нулю» благодаря своей простоте и узкой полосе частот (порядка f_T) находит применение при скоростях передачи до 10 Мбит/с.

На более высоких скоростях применяются двухфазные коды (полоса частот $\approx 3f_T$), электронно-фотонный код (полоса частот $\approx 1,5f_T$), блочные коды типа $nBmB$ и др.

Структурная схема линейного регенератора цифровой волоконно-оптической системы передачи (ЦВОСП) приведена на рис. 9.19. Как видно, на входе регенератора включен фотоприемник, а на выходе — оптический передатчик. В остальной схема ничем не отличается от схемы регенератора ЦСП с ИКМ. Следует заметить, что на магистральных сетях более перспективным представляется использование гибридного тракта, который в основном будет содержать оптические усилители, в состав которых будет входить оптическое устройство развязки, создающее однонаправленную передачу сигнала, и полупроводниковый лазер, усиливающий входной оптический сигнал. С целью поддержания требуемой помехозащищенности через определенные расстояния будет осуществляться регенерация сигнала. Разработанные в настоящее время оптические усилители имеют усиление порядка 20 дБ.

Длина участка регенерации определяется тремя параметрами, характеризующими условия передачи сигнала на этом участке:

мощностью на выходе излучателя $P_{пер}$, в качестве которого может использоваться СД или ППЛ;

суммарными потерями в оптическом кабеле a_{Σ} ;

минимально допустимой мощностью на входе приемника $P_{пр min}$, которая зависит от типа фотоприемника и транзисторов, используемых в предусилителе (биполярные или полевые).

При определении суммарных потерь в оптическом кабеле необходимо учитывать потери при вводе и выводе световой энергии из кабеля ($a_{в.в}$), потери в соединениях (a_c) и собственно километровое затухание кабеля (a_k). Для качественной передачи информации должно выполняться следующее условие:

$$P_{пер} - (a_{в.в} + a_c + a_k L) = P_{пер} - a_{\Sigma} \geq P_{пр min}. \quad (9.12)$$

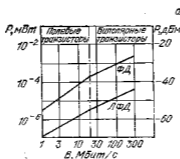


Рис. 9.20

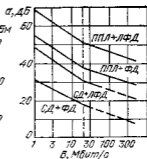


Рис. 9.21

На рис. 9.20 приведена зависимость минимально необходимой оптической мощности на входе приемника от пропускной способности тракта при коэффициенте ошибок, равном 10^{-8} , а на рис. 9.21 — максимально допустимые потери на участке регенерации при той же величине коэффициента ошибок. Учитывая только потери на участке регенерации, нетрудно определить его максимально допустимую длину, если будут известны $P_{\text{пер}}$, α_{Σ} , α_k и $P_{\text{пр}}$.

Длина участка регенерации, кроме того, ограничивается дисперсионными искажениями в оптическом кабеле. Для обеспечения допустимых искажений требуется выполнение условия

$$B \leq 1/4 \sigma_0 l, \quad (9.13)$$

где B — скорость передачи информации, σ_0 — среднеквадратическое уширение импульса в оптическом кабеле длиной l км, l — длина участка регенерации, км. Выражение (9.13) можно представить в следующем виде:

$$l \leq 0,25/\sigma_0 B. \quad (9.14)$$

Максимальная длина участка регенерации с учетом как максимальной потерь, так и дисперсии оптического кабеля находится при одновременном выполнении условий (9.12) и (9.14). На рис. 9.22 приведены зависимости максимальной длины участка регенерации от скорости передачи и километрического затухания кабеля.

В реальных оптических кабелях переходное затухание составляет 70 ... 100 дБ, что обеспечивает высокую защищенность от переходных помех.

Сравнительно слабая зависимость коэффициента затухания оптического кабеля в пределах используемых спектральных диапазонов от частоты оптической несущей позволяет осуществить построение ВОСП со спектральным разделением оптических каналов. В таких системах по одному волокну одновременно передается несколько спектрально разнесенных оптических несущих, каждая из которых модулируется многоканальным цифровым сигналом. Таким образом, по одному волоконному световоду можно организовать несколько широкополосных оптических каналов, уве-

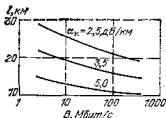


Рис. 9.22



Рис. 9.23

личив тем самым результирующую скорость передачи информации.

Структурная схема СП со спектральным разделением оптических каналов приведена на рис. 9.23. Оптические передатчики (ОП) излучают оптические несущие соответственно с длинами волн $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$. Устройство объединения (УО) осуществляет ввод различных оптических несущих в один волоконный световод. В устройстве разделения (УР) оптические несущие разделяются в пространстве и подаются на фотодиоды. В качестве устройств объединения и разделения используются различные оптические спектральные устройства, работа которых основана на таких физических явлениях, как дисперсия, дифракция и интерференция.

Широкие перспективы внедрения волоконно-оптических систем передачи на различных участках ЕАСС во многом обусловлены успешным развитием оптоэлектронной техники, производством высококачественных оптических кабелей и успешным использованием на сети ЦСП. К основным достоинствам линейных трактов волоконно-оптических систем передачи можно отнести:

малые потери энергии при ее распространении по оптическому кабелю, что позволяет существенно увеличить расстояние между промежуточными станциями;

широкую полосу пропускания (до нескольких гигагерц на километр), обеспечивающую возможность передачи большого объема информации даже без использования дополнительного мультиплексирования;

слабую чувствительность к электромагнитным помехам и воздействиям;

малые размеры и массу, что особенно важно на стадиях производства и строительства магистралей;

низкую потенциальную стоимость, снижение которой будет происходить по мере совершенствования технологии изготовления кабеля и оптоэлектронных устройств.

Дальнейшее совершенствование ВОСП связано с широким применением устройств интегральной оптики, в которых отдельные компоненты системы выполняются на одной подложке с использованием тонкопленочных диэлектрических световодов. Такие устройства оказываются малогабаритными, надежными, обладают достаточной механической прочностью и хорошей температурной

стабильностью. Эти устройства интегральной оптики, содержащие большое число тонкопленочных пассивных и активных элементов (устройств ввода и вывода излучения, световодов, лазеров, модуляторов, фотоприемников, фильтрующих устройств и т. д.), могут выполнять не только различные оптические функции, но и некоторые электрические. С помощью интегральной оптики можно создать более экономичные и качественные оптические системы передачи и обработки информации.

9.3. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА ЦИФРОВЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

В связи с широким внедрением на сети цифровых систем передачи возникла необходимость в разработке цифровых радиорелейных систем передачи (ЦРРСП), которые должны найти широкое использование на различных участках ЕАСС.

Цифровые РРСП имеют ряд существенных преимуществ перед аналоговыми системами, к которым относятся возможность широкого применения ЦРРСП на современной сети и при ее дальнейшем развитии, возможность работы практически в любом диапазоне СВЧ за счет меньшей чувствительности к замираниям сигнала, возможность более простого выделения необходимого числа каналов на промежуточных станциях и, наконец, экономичность, надежность и компактность оборудования. Однако по сравнению с аналоговыми ЦРРСП имеют и некоторые недостатки. К ним относятся более широкая полоса частот для организации одинакового количества каналов, т. е. уменьшение экономичности использования выделенной полосы частот и необходимость использования диапазона свыше 10 ГГц, что обусловлено необходимостью получения широкополосных трактов. Так как условия распространения радиоволн в более высокочастотном диапазоне ухудшаются, то приходится сокращать длины участков между ретрансляторами ЦРРСП.

Различают ЦРРСП с малой пропускной способностью (скорость передачи менее 10 Мбит/с), со средней пропускной способностью (скорость передачи до 100 Мбит/с) и с большой пропускной способностью (скорость передачи свыше 100 Мбит/с).

На рис. 9.24 показана упрощенная структурная схема цифровой РРСП. На вход согласующего устройства передающей части оконечной станции ЦРРСП поступает линейный цифровой сигнал, сформированный в стандартном оборудовании ЦСП с ИКМ соответствующего уровня иерархии. В СУ обычно происходит преобразование линейного квазитроничного сигнала, передаваемого со скважностью, равной двум (длительность импульса соответствует половине тактового интервала), в униполярный сигнал со скважностью, равной единице (длительность импульса соответствует длительности тактового интервала). Этот сигнал используется

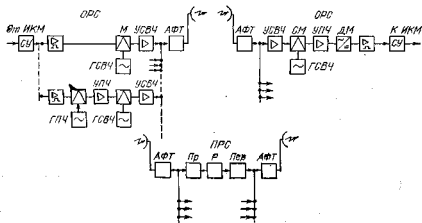


Рис. 9.24

для манипуляции несущей частоты в модуляторе передатчика, причем может использоваться как непосредственная модуляция, так и модуляция с преобразованием на промежуточной частоте. Модулированный СВЧ сигнал после соответствующей обработки (ограничения спектра частот, усиления и т. д.) через антенно-фидерный тракт (АФТ) поступает в передающую антенну.

На промежуточной станции СВЧ сигнал, формируемый на выходе приемника (Пр), регенерируется в регенераторе (Р), модулирует несущую передатчика (Пер) и через АФТ подается в антенну.

На приемной стороне оконечной станции СВЧ сигнал из приемной антенны через АФТ после фильтрации и усиления поступает в смеситель (СМ), где преобразуется в сигнал промежуточной частоты (ПЧ). В демодуляторе (ДМ) сигнал ПЧ преобразуется в цифровой униполярный сигнал, который после преобразования в квазитронный в СУ поступает в приемную часть ЦСП или цифровой линейный тракт проводной СП.

Для ЦРРСП протяженностью номинальной эталонной цепи 2500 км обычно допускаются следующие значения коэффициента ошибки: меньше 10^{-7} в течение 80% времени, меньше 10^{-6} в течение 0,1% времени и меньше 10^{-5} в течение 0,01% времени. Следует иметь в виду, что на величину коэффициента ошибок оказывают влияние: межсимвольные помехи, вызываемые искажениями символов из-за ограничения полосы пропускания тракта, замирания, интерференционные помехи между отдельными стволами и внешние помехи различного характера. При этом большое значение имеет используемый вид модуляции. Более правильным будет вместо термина «модуляция» применять термин «манипуляция», поскольку происходит скачкообразное изменение состояния одного из параметров переносчика (амплитуды, частоты или фазы). В качестве примера на рис. 9.25 показаны принципы амплитудной манипуляции.

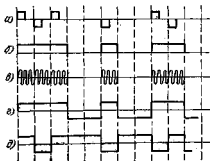


Рис. 9.25

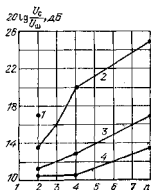


Рис. 9.26

литудной манипуляции (рис. 9.25,а), синхронной и относительной фазовой манипуляций (рис. 9.25,б и в соответственно). При амплитудной манипуляции осуществляется прерывание несущего колебания синхронно с цифровым информационным сигналом. На рис. 9.25,а показан линейный сигнал с ИКМ, а на рис. 9.25,б — однополярный сигнал на выходе СУ. При синхронной (когерентной) фазовой манипуляции в соответствии со значением цифрового сигнала изменяется фаза (например, состоянию 0 соответствует фаза, равная нулю, а состоянию 1 — фаза 180°), а при относительной фазовой манипуляции изменение фазы происходит при появлении каждого символа 1 в цифровом сигнале. В реальных ЦРРСП чаще используется фазовая манипуляция, обеспечивающая наибольшую помехоустойчивость, и в некоторых случаях амплитудная манипуляция, являющаяся наиболее простой с точки зрения технической реализации.

Поскольку цифровые СП в принципе требуют более широкой полосы частот по сравнению с аналоговыми СП при одинаковом числе организуемых каналов, то для сужения ее в ряде случаев используется четырех- или восьмипозиционная фазовая манипуляция. При использовании четырехпозиционной фазовой манипуляции фаза может принимать значения 0, 90° , 180° , 270° . В этом случае по сравнению с двухпозиционной манипуляцией занимаемая полоса частот сокращается в 2 раза, однако несколько снижается помехоустойчивость.

Выбор вида модуляции оказывает существенное влияние на сложность реализации и такие важные характеристики системы, как помехоустойчивость, ширина полосы частот, требуемая для организации определенного числа каналов. На рис. 9.26 показаны зависимости требуемого отношения сигнал-помеха для различных видов манипуляции в зависимости от числа позиций (n), используемых при модуляции. Точка 1 соответствует АМ при детектировании огибающей, кривая 2 — ЧМ при демодуляции с помощью

дискриминатора, 3 — ФМ при относительной демодуляции 4 — ФМ при когерентной демодуляции.

Многопозиционные виды манипуляции могут применяться не только в указанных выше целях, но и при передаче цифровой информации многоуровневыми кодами.

Для более экономичного использования спектра радиочастот необходимо ограничивать ширину полосы пропускания ЦРРСП, что вызывает искажения символов, приводящие к межсимвольным переходным помехам и увеличению вероятности ошибки. Обычно оптимальной считается полоса, ширина которой примерно в 1,5 раза больше ширины полосы, численно равной скорости передачи информации.

Пропускную способность ЦРРСП можно удвоить, не увеличивая полосу пропускания, если использовать двухкратные методы модуляции. В этом случае передатчик одновременно манипулирует двумя независимыми групповыми цифровыми сообщениями, имеющими одинаковые синхронные тактовые частоты, в соответствии с заранее определенными логическими условиями. В табл. 9.4 в качестве примера показана связь исходной информации (значений двоичных символов в первом и втором групповых цифровых потоках) с параметрами четырехпозиционной ЧМ и ФМ.

При использовании многопозиционной модуляции без расширения полосы частот уменьшаются интервалы между соседними значениями модулируемого параметра, что приводит к соответствующему снижению помехоустойчивости. Чтобы компенсировать эти потери, приходится увеличивать мощность передатчиков, это увеличение оказывается наименьшим при использовании фазовой манипуляции.

Возможно использование когерентной или относительной (дифференциальной) демодуляции. При когерентной демодуляции двоичному состоянию выходного сигнала (1 или 0) соответствует определенное значение фазы (амплитуды или частоты) модулированного входного сигнала. При относительной демодуляции двоичное состояние выходного сигнала формируется в результате сравнения фазы (амплитуды или частоты) принимаемого в данный момент символа с аналогичным параметром предыдущего символа. Например, если фазы совпадают, то на выходе демоду-

Таблица 9.4

Значения символов потока		Частота колебаний при ЧМ	Фаза колебаний при ФМ, °
1-го	2-го		
1	1	f_1	0
1	0	f_2	90
0	0	f_3	180
0	1	f_4	270

Таблица 9.5

Метод модуляции	Число позиций при модуляции	в. дБ	
		АМ	ФМ
Когерентный	АМ	2	10,6
	ФМ	2	10,6
	АМ	4	16,2
	ФМ	4	10,8
Некогерентный	АМ	2	11,4
	ФМ	2	11,1
	АМ	4	16,9
	ФМ	4	13,4

лятора формируется 1, если фазы противоположны — 0. Когерентная демодуляция дает определенный выигрыш в помехоустойчивости, однако она более сложна в реализации, поскольку требует формирования высокостабильного опорного сигнала, так как предполагает точное совпадение фаз опорных несущих колебаний демодулятора и передаваемых несущих колебаний. В связи с этим в аппаратуре ЦРРСП чаще используется относительная демодуляция.

При выборе метода модуляции можно воспользоваться также так называемым индексом эффективности

$$\beta = \frac{P_{с.ср}}{P_{п.ср}} \cdot \frac{\Delta F}{B},$$

где $P_{с.ср}$ и $P_{п.ср}$ — средние мощности сигнала и помехи соответственно; B — скорость передачи, бит/с; ΔF — требуемая полоса частот, Гц. Очевидно, наиболее эффективным можно признать такой метод модуляции, при котором требуется наименьшее отношение сигнал-помеха для получения высокой скорости передачи B в более узкой полосе частот ΔF , т. е. β является наименьшей. Величину β можно рассматривать и как эффективное отношение сигнал-помеха, требуемое для передачи 1 бит/с в полосе 1 Гц. Эти значения β для двух- и четырехпозиционных АМ и ФМ приведены в табл. 9.5. Этот критерий носит достаточно общий характер, однако определяющим при выборе метода модуляции может оказаться ограничение ширины спектра или требуемая мощность сигнала.

Следует отметить, что приведенные количественные оценки помехоустойчивости предполагали использование оптимального приема. Однако на практике в ЦРРСП могут использоваться и методы неоптимального приема; например: детектирование огибающей при амплитудной модуляции, детектирование с помощью дискриминатора при частотной модуляции. При этом проигрыш в помехоустойчивости методу оптимального приема незначителен.

Учитывая сказанное выше, для ЦРРСП с большой и средней пропускной способностью рекомендуется использовать четырехпозиционную относительную фазовую манипуляцию при когерентном детектировании, а для ЦРРСП с малой пропускной способностью целесообразно применение двухпозиционной ОФМ, а в некоторых случаях и АМ.

В диапазоне частот свыше 11 ГГц, который используется в ЦРРСП, нельзя пренебрегать потерями в атмосфере, что иллюстрирует рис. 9.27, где показаны зависимости потерь в атмосфере за счет поглощения в парах воды (кривая 1) и в кислороде (кривая 2). Кроме того, необходимо иметь в виду, что наряду с замираниями из-за многолучевого распространения возможны замирания из-за сильного дождя. Вследствие сильной зависимости коэффициента ошибок от отношения сигнал-помеха этот эффект может быть весьма резким, т. е. переход от нормальной работы к пол-

ному отказу может произойти мгновенно. Поэтому в диапазоне свыше 11 ГГц длины участков регенерации приходится существенно укорачивать. Однако в ряде случаев это может дать и определенные выгоды. Например, при использовании ЦРРСП на местных сетях повышается гибкость в организации связи и снижается мощность передатчиков, что позволяет реализовать их на полупроводниковых приборах.

Стволы ЦРРСП большой пропускной способности рассчитываются на передачу цифровой информации со скоростью порядка 140 Мбит/с, соответствующей скорости четверичной ЦСП, в которой предусмотрена возможность цифровой передачи сигналов цветного телевидения. То обстоятельство, что при цифровой передаче можно пренебречь помехой, если ее уровень не менее чем на 20 дБ ниже уровня полезного сигнала, позволяет для каждой пары стволы выбирать одинаковые рабочие частоты при использовании разной поляризации, так как величина поляризационной развязки превышает 30 дБ. Кроме того, позволяет организовать дополнительные узкополосные стволы в частотном интервале между соседними поддиапазонами, который в аналоговых РРСП выполнял роль защитного, а следовательно, увеличить пропускную способность частотного диапазона ЦРРСП.

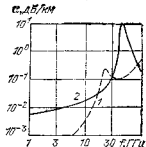


Рис. 9.27

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы причины искажения сигналов в цифровых линейных трактах?
2. Каким требованиям должен удовлетворять цифровой сигнал в линии и почему?
3. Как в СП с НКМ удовлетворяются требования, предъявляемые к цифровому сигналу в линии?
4. Начертите структурную схему преобразователя кода и поясните принцип ее работы.
5. Зачем используется регенератор и какие функции он выполняет?
6. Что такое глаз-диаграмма и зачем она используется?
7. Как определяется длина участка регенерации?
8. Какие виды кодов и почему используются в оптических системах передачи?
9. Как осуществляется регенерация в оптических системах передачи?
10. Какой вид модуляции и почему применяется при преобразовании электрических сигналов в оптические?
11. Как осуществляется спектральное разделение оптических каналов и на чем оно основано?
12. Как формируется СВЧ сигнал в ЦРРСП?
13. Какие виды манипуляции используются в ЦРРСП?
14. Зачем используется в ЦРРСП двукратная модуляция?
15. Как осуществляется регенерация в ЦРРСП?

10.1. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ
ДЛЯ МЕСТНЫХ СЕТЕЙ

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

Система ИКМ-15 обеспечивает передачу цифрового сигнала по линии со скоростью 1024 кбит/с. Два таких сигнала с помощью оборудования ВГ-15×2 могут быть объединены в общий цифровой поток со скоростью передачи 2048 кбит/с, а восемь сигналов — в групповой сигнал со скоростью 8448 кбит/с. Таким образом обеспечивается возможность совместной работы на сети системы передачи ИКМ-15 с ИКМ-30 и ИКМ-120.

Дальность действия этой системы передачи при использовании обслуживаемой промежуточной станции (ОПС) до 100 км, а максимальная длина участка регенерации составляет 7,2 (для кабеля КСПП-1×4×0,9) и 7,4 км (для кабеля КСПП-1×4×1,2). С учетом возможностей АРУ в корректирующем усилителе регенератора затухание участка регенерации должно находиться от 26 до 46 дБ.

На рис. 10.1 представлен цифровой сигнал, передаваемый по линии ($U_m = 3$ В, $\tau = 0,98$ мкс).

Временной спектр системы передачи ИКМ-15, т. е. структура цикла передачи, показан на рис. 10.2. Длительность цикла передачи $T_{ц} = 125$ мкс, что соответствует частоте дискретизации $f_{д} = 8$ кГц. Каждый цикл содержит 16 канальных интервалов (КИ₀ ... КИ₁₅), каждый из которых состоит из восьми тактовых интервалов (ТИ) или восьми разрядов (Р). Канальные интервалы КИ₁ ... КИ₁₅ используются для передачи информации, поступающей на вход каналов ТЧ и преобразованной в восьмиразрядные кодовые комбинации (Р₁ ... Р₈). Канальный интервал КИ₀ предназначен для передачи сигналов цикловой и сверхцикловой синхронизации (СС), сигналов управления и взаимодействия (СУВ), а также сигналов телеграфирования ТГ.

Сигнал цикловой синхронизации передается в виде комбинации 110, формируемой на ТИ₆ ... ТИ₈ КИ₀.

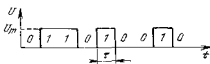


Рис. 10.1

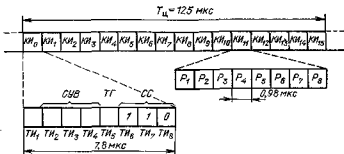


Рис. 10.2

Сверхцикл образуется для передачи СУВ всех телефонных каналов и содержит 16 циклов ($\Pi_0 \dots \Pi_{16}$). В начале каждого сверхцикла в Π_0 на месте $ТИ_1$ $КИ_0$ передается сигнал сверхциклового синхронизации, обеспечивающий правильное распределение СУВ на приеме. Для передачи СУВ организуется до трех сигнальных каналов (на $ТИ_2 \dots ТИ_4$ $КИ_0$), причем в Π_1 передаются СУВ первого информационного канала, в Π_2 — второго, в Π_3 — третьего и т. д., т. е. в течение сверхцикла осуществляется передача СУВ всех каналов.

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

Структурная схема системы передачи ИКМ-15 изображена на рис. 10.3, где показаны оконечные станции ($ОС_1$ и $ОС_2$) и оборудование линейного тракта. Блоки сигнализации (БС) обеспечивают ввод напряжения питания на оконечную станцию и формируют сигналы аварийной сигнализации. Блок комплектов низкочастотных окончаний (КНО) организует двухпроводные окончания каналов с уровнями 0 и -7 дБ0 соответственно на их входе и выходе при осуществлении соединений между каналами ИКМ-15 и приборами АТС. Кроме того, сигналу с МТС обеспечивается автоматическое переключение каналов на четырехпроводное окончание с

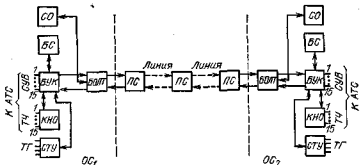


Рис. 10.3

уровнями на входе и выходе —3,5 дБ0 или на двухпроводное окончание с уровнями 0 и —3,5 дБ0 соответственно. Блок управления и кодирования (БУК) осуществляет объединение и разделение каналов и аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование исходных сигналов. Блок согласующих телеграфных устройств (СТУ) согласует характеристики телеграфных сигналов и канала передачи цифровой информации ИКМ-15. Блок сервисного оборудования (СО) обеспечивает организацию служебной связи по фантомной цепи и контроль каналов ТЧ и СУВ.

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

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

Система передачи ИКМ-15 совместно с ИКМ-30С, характеристики которой будут приведены ниже, позволяет создать гибкую и надежную цифровую сеть сельской связи.

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

Система может быть построена как двух-, так и однокабельной. При использовании одного кабеля регенераторы противоположных направлений передачи подключаются к разным парам одного кабеля, а двух кабелей — к парам разных кабелей. Необходимо иметь в виду, что в первом случае осуществляется специальный отбор пар по величине переходного затухания. При двухкабельной системе цифровые линейные тракты могут быть организованы практически на всех парах кабеля, что равноценно увеличению емкости кабелей примерно в 13—14 раз; при однокабельной системе, когда используется только 1/3 емкости кабеля, примерно в 10 раз.

Аппаратура ИКМ-30 может работать совместно с аппаратурой цифрового вещания (АЦВ). При использовании аппаратуры АЦВ в линейном тракте ИКМ-30 может быть организовано четыре канала звукового вещания высшего класса.

Схема организации связи с помощью СП ИКМ-30 показана на рис. 10.4. Аналого-цифровое оборудование (АЦО) предназначено для аналого-цифрового (на передаче) и цифро-аналогового (на приеме) преобразования 30 телефонных сигналов, формирования и распределения группового цифрового потока со скоростью 2048 кбит/с в соответствии с принятой структурой цикла передачи,

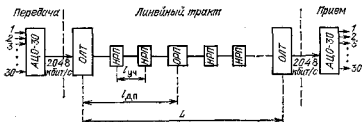


Рис. 10.4

ввода и вывода дискретной информации, а также для сопряжения с помощью согласующих устройств с оборудованием АТС. Оборудование линейного тракта (ОЛТ) предназначено для формирования и приема линейного цифрового сигнала, организации дистанционного питания и телеконтроля НРП, а также организации служебной связи.

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

Система телеконтроля аппаратуры ИКМ-30 обеспечивает возможность локализации с обслуживаемой станции неисправного регенератора, участка регенерации, на котором произошел обрыв кабеля, а также НРП с пониженным давлением. Номер НРП с пониженным давлением и неисправный регенератор определяются с помощью специально выделенной пары телеконтроля, причем контроль регенераторов осуществляется с перерывом связи. Для определения места обрыва кабеля дополнительные пары не используются.

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

В зависимости от типа кабеля и диаметра его жил длина участка регенерации составляет 1,5 ... 2,7 км, а протяженность переприемного участка по ТЧ — 50 ... 86 км. Максимальное расстояние между обслуживаемыми регенерационными пунктами, определяемое возможностями ДП НРП, в зависимости от типа кабеля составляет 25 ... 43 км.

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

Тактовая частота равна 2048 кГц, частота дискретизации при передаче телефонных сигналов и сигналов дискретной информа-

ции составляет 8 кГц, при передаче сигналов звукового вещания — 32 кГц и СУВ — 0,5 кГц.

Временной спектр линейного сигнала или цикл передачи ИКМ-30 (рис. 10.5) состоит из последовательно следующих друг за другом сверхциклов, каждый из которых содержит 16 циклов. Циклы, в свою очередь, разделяются на 32 канальных интервала, каждый из которых содержит восемь разрядов. Длительность цикла равна 125 мкс, что соответствует частоте дискретизации 8 кГц, длительность сверхцикла соответственно равна 2 мс, длительность канального интервала 3,9 мкс, а разряда 0,488 мкс.

Циклы в сверхцикле нумеруются следующим образом; $\Pi_0, \Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_{14}, \Pi_{15}$. Отсчет циклов в сверхцикле начинается с Π_0 , в котором передается сверхцикловой синхросигнал (СЦС) в виде комбинации 0000 в разрядах $P_1 \dots P_4$ 16-го канального интервала (KI_{16}). Символы остальных разрядов KI_{16} в Π_0 имеют вид: $P_5-1; P_7-0; P_8-1$, а P_6 используется для передачи сигнала о нарушении сверхциклового синхронизма на противоположную станцию.

Организация сверхциклов связана с тем, что передача СУВ для каждого телефонного канала (ТК) осуществляется не в каждом цикле передачи, а один раз в сверхцикле. При этом в каждом цикле в KI_{16} передаются СУВ для двух телефонных каналов, каждому из которых соответствуют два одноразрядных канала СУВ. Они располагаются в KI_{16} следующим образом: СУВ TK_1 — в Π_1 (P_1 и P_2); СУВ TK_2 — в Π_2 (P_1 и P_2), ..., СУВ TK_{15} — в Π_{15} (P_1 и P_2), СУВ TK_{16} — в Π_1 (P_5 и P_6), СУВ TK_{17} — в Π_2 (P_5 и P_6), ... СУВ TK_{30} — в Π_{15} (P_5 и P_6). Символы P_3 и P_7 KI_{16} имеют значение 0, а символы P_4 и P_8 KI_{16} — 1.

Канальные интервалы в каждом цикле нумеруются следующим образом: $KI_0, KI_1, KI_2, \dots, KI_{31}$. Отсчет KI в цикле начинается с KI_0 , содержащего цикловой синхросигнал вида 0011011, передаваемый в $P_2 \dots P_8$ четных циклов сверхцикла. Разряд P_1 в KI_0 всех циклов используется для передачи дискретной информации со скоростью 8 кБод. Символ разряда P_3 в KI_0 нечетных циклов используется для передачи сигнала о нарушении циклового синхронизма на противоположную станцию: P_2 имеет значение 0, а P_8 используется для передачи сигнала автоматического контроля остаточного затухания канала (по TK_{23}). Использование символов P_4, P_5, P_7 и P_8 в KI_0 нечетных циклов не регламентируется и на их местах формируется 1.

Таким образом, канальные интервалы KI_0 и KI_{16} используются для передачи синхросигналов и СУВ, а канальные интервалы $KI_1 \dots KI_{15}$ и $KI_{17} \dots KI_{31}$ — для организации 30 телефонных каналов.

Рассмотрим структурную схему оконечной станции СП ИКМ-30 (рис. 10.6). Телефонные сигналы и СУВ от АТС поступают на согласующие устройства (СУ). Квазиэлектронные согласующие устройства обеспечивают работу аппаратуры ИКМ-30 с оборудованным декадно-шаговых и координатных АТС. Из исходящего СУ в сторону входящего СУ осуществляется передача следующих сиг-

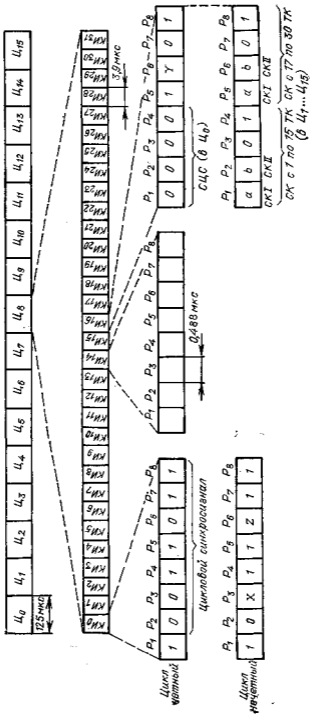


Рис. 10.5

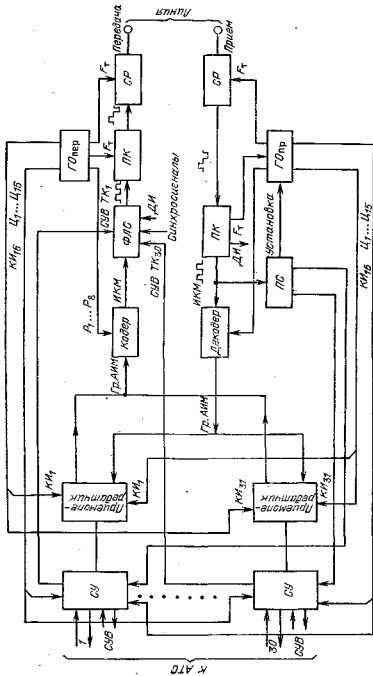


Рис. 10.6

налов управления и взаимодействия: занятие, набор номера, отбой вызывающего абонента и др. В обратном направлении передаются сигналы контроля исходного состояния, ответа абонента, отбой вызываемого абонента и др. Кроме того, согласующие устройства формируют сигналы к приемопередатчикам для организации четырехпроводного транзита. Затем информационные сигналы поступают в приемопередатчик, который обеспечивает двух- и четырехпроводное окончание канала ТЧ, причем при двухпроводном окончании остаточное затухание может быть установлено равным 1,8; 3,5 и 7 дБ, а при четырехпроводном — 0 дБ с измерительными уровнями на входе и выходе канала — 3,5 дБм0. В приемопередатчике после ограничения частотного диапазона осуществляется АИ модуляция сигнала, т. е. дискретизация сигнала по времени. Управление работой ключей АИМ-модуляторов осуществляется импульсными последовательностями, поступающими от канальных делителей ГО передачи. С выхода всех 30 приемопередатчиков АИМ-сигналы, сдвинутые относительно друг друга, объединяются и поступают на вход кодирующего устройства.

В кодере происходит преобразование группового АИМ-сигнала в цифровой. Кодирование осуществляется восьмиразрядным кодом с использованием квазилогарифмического закона А-87,6/13.

С выхода кодера цифровой сигнал поступает на схему формирования линейного сигнала (ФЛС), где происходит объединение выходного сигнала кодера, импульсных сигналов СУВ, поступающих после преобразования из согласующих устройств, сверхциклового и циклового синхросигналов, а также сигналов дискретной информации (ДИ). Временное объединение указанных сигналов происходит в соответствии со структурой цикла передачи, показанной на рис. 10.5.

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

В приемном оборудовании пришедший цифровой сигнал через линейный трансформатор поступает в приемную часть станционного регенератора (СР), где осуществляется восстановление его параметров. Восстановленный ИКМ-сигнал поступает на вход преобразователя кода (ПК) приема, где квазитрончный сигнал преобразуется в двоичный, а также происходит выделение тактовой частоты, которая подается в ГОпр.

С выхода преобразователя кода групповой ИКМ-сигнал поступает на вход декодера и приемника синхросигнала (ПС). В декодере цифровой ИКМ-сигнал преобразуется в групповой АИМ-сигнал, который поступает на входы приемной части приемопередат-

чиков. В каждом приемеопередатчике с помощью временного селектора выделяется индивидуальный АИМ-сигнал, из спектра которого фильтр НЧ выделяет разговорный сигнал, который через согласующие устройства (СУ) поступает к АТС.

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

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

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

Структурная схема генераторного оборудования ИКМ-30 показана на рис. 10.7. Устройство тактовой синхронизации (УТС) вырабатывает импульсную последовательность $f_{\tau} = 2048$ кГц. В ГО_{пер} таким устройством является высокостабильный генератор, а в ГО_{пр} — выделитель тактовой частоты.

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

Делитель каналный (ДК) вырабатывает 32 импульсные последовательности с частотой следования циклов. Эти последовательности соответствуют канальным интервалам ($KI_0, KI_1, \dots, KI_{31}$) в цикле передачи.

Делитель цикловой (ДЦ) формирует 16 импульсных последовательностей, соответствующих циклам ($\Pi_0, \Pi_1, \dots, \Pi_{15}$) в сверхцикле и следующих с частотой сверхцикла.

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

На крупных оконечных станциях ИКМ-30 размещается на стойках аналого-цифрового преобразования (САЦО) и оборудования линейного тракта (СОЛТ). На САЦО устанавливается обо-

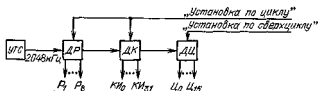


Рис. 10.7

рудование для четырех 30-канальных комплектов АСО. На СОЛТ размещается оборудование для организации 30 линейных трактов; оно может также использоваться на обслуживаемых регенерационных пунктах (ОРП).

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

Необслуживаемые регенерационные пункты (НРП) предназначены для установки в смотровых колодцах ГТС, подъездах и нишах домов и рассчитаны на размещение до 12 двухсторонних линейных регенераторов.

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

Для сельских телефонных сетей была разработана модификация системы передачи, получившая название ИКМ-30С. В качестве направляющей среды используются кабели типа КСПП-1×4×1,2 или КСПП-1×4×0,9. Эта СП строится как однокабельная и позволяет организовать 30 каналов ТЧ, которые используются в качестве либо абонентских, либо соединительных линий между станциями, до трех сигнальных каналов на каждый канал, канал вещания второго класса вместо четырех каналов ТЧ, канал ПДИ и общий канал сигнализации со скоростью 64 кбит/с.

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

При использовании каналов ИКМ-30С в качестве соединительных линий между АТС для согласования этих каналов с оборудованием станций предусмотрена установка комплектов низкочастот-

ных окончаний каналов (КНО), а для организации абонентских линий вместо КНО устанавливаются комплекты прямых абонентов.

Возможны несколько вариантов построения сети с использованием трех СР. Одна система позволяет установить связь центральной станции (ЦС) с семью пунктами путем распределения 30 каналов между ними с помощью СР. На станциях разветвления устанавливается стойка, содержащая оборудование цифрового разветвления (ОРЦ), обеспечивающее организацию каналов между любыми оконечными станциями. На рис. 10.8 показаны некоторые возможные варианты организации сети с использованием СР, а на рис. 10.9,а — схема перераспределения каналов, приходящих с четырех направлений 0, 1, 2 и 3 (режим «квадрат»). Стрелками показаны связи между различными направлениями, а буквами k , m и n обозначено число каналов, организуемых между соответствующими направлениями. Очевидно, должно выполняться условие $k+m+n=30$. Оборудование цифрового разветвления может быть включено в режиме «треугольник» (рис. 10.9,б), когда происходит перераспределение 15-канальных групп между различными направлениями. При этом с целью согласования временных спектров предусмотрен сдвиг 16-канальной группы одного направления на половину цикла.

На оконечных станциях обычно устанавливается стойка линейного и каналообразующего оборудования (СОЛК), на которой размещается оборудование для двух систем.

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

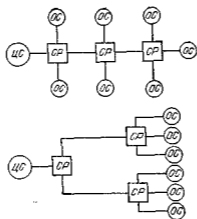


Рис. 10.8

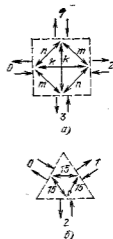


Рис. 10.9

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

Цифровая система передачи ИКМ-120. Система ИКМ-120 предназначена для организации каналов на местных и внутризональных сетях при использовании симметричных кабелей ЭКПАП и МКС. Она позволяет организовать 120 каналов ТЧ при скорости передачи цифрового группового потока 8448 кбит/с. Кроме того, дополнительно можно организовать четыре цифровых канала для передачи дискретной информации с суммарной пропускной способностью 32 кбит/с. Предусмотрена возможность аналого-цифрового преобразования вторичной стандартной группы (312 ... 552 кГц).

Требуемая дальность связи 600 км, определяемую максимально возможной протяженностью внутризональной сети, обеспечивают обслуживаемые (ОРП) и необслуживаемые (НРП) регенерационные пункты. Номинальная длина участка регенерации составляет 5 км. Расстояние между ОРП, определяемое возможностями ДП необслуживаемых регенерационных пунктов, равно 200 км. На внутризональных сетях линейный тракт строится с использованием двух кабелей, на местных сетях — одного. В линейном тракте используется код типа КВП-3.

На рис. 10.10 показана структурная схема организации связи при использовании СП ИКМ-120. В состав оконечной аппаратуры ИКМ-120 входит оборудование вторичного временного группообразования (ВВГ), аналого-цифрового преобразования сигнала вторичной группы (АЦО ЧРКВ), оконечное оборудование линейного тракта (ОЛТ) и комплект контрольно-измерительных приборов. Линейный тракт кроме ОЛТ содержит обслуживаемые и необслуживаемые регенерационные пункты и кабель.

В передающей части оборудования ВВГ формируется групповой поток со скоростью передачи 8448 кбит/с путем поразрядного объединения четырех цифровых потоков со скоростью 2048 кбит/с.

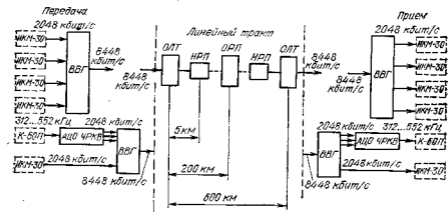


Рис. 10.10

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

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

Использование оборудования АЦО ЧРКВ позволяет обеспечить совместную работу на сети аналоговых и цифровых СП.

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

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

На рис. 10.11 представлена структура цикла передачи ИКМ-120. Число импульсных позиций (ИП) в цикле передачи, имеющем длительность 125 мс, равно 1056. Все позиции цикла разбиты на четыре группы по 264 позиции в каждой, причем 256 позиций отводится для передачи информационных символов объединяемых потоков, а восемь позиций — для передачи синхросигнала, команд согласования скоростей, символов служебной связи (СС) и дискретной информации (ДИ).

На ИП₁...ИП₈ первой группы передается сигнал ЦС (синхронная группа вида 10111000), на ИП₁...ИП₄ второй группы передаются

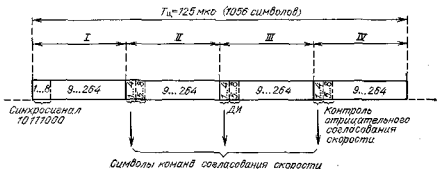


Рис. 10.11

первые символы команд согласования скорости, а на ИП₅ ... ИП₈ — сигналы служебной связи. Для передачи вторых символов команд согласования скорости отводятся ИП₁ ... ИП₄ третьей группы, а для передачи дискретной информации — ИП₅ ... ИП₈. Импульсные позиции 1 ... 4 четвертой группы занимают третьи символы команд согласования скорости, а на ИП₅ ... ИП₈ в одном цикле передаются информационные символы при отрицательном согласовании скорости, а в другом — сигналы аварии и контроля.

Структура цикла передачи, формируемого в АЦО ЧРКВ, следующая: в первом потоке передаются символы первых четырех разрядов передаваемых кодовых групп, во втором — символы 5 ... 8 разрядов, а в третьем — символы 9 ... 11 разрядов и служебные символы, из которых четыре отводятся для передачи сигнала ЦС, два для передачи сигналов СС и один для извещения о сбое ЦС.

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

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

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

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

В начале 80-х годов на СТС вместо ИКМ-12М стала внедряться более совершенная СП ИКМ-15, что привело к необходимости разработки модернизированной СП «Радан-2», рассчитанной на работу с ИКМ-15. Модернизация была вызвана увеличением скорости передачи с 704 кбит/с, принятой для ИКМ-12М, до 1024 кбит/с, принятой для ИКМ-15. Это привело к необходимости пропорционального уменьшения девиации частоты при ЧМ, конструктивной переработки блока ДП для его установки на стойке оконечной

станции ИКМ-15, переработки последетекторных видеорегенераторов на приеме и регенераторов, восстанавливающих параметры сигнала, искаженного при его прохождении по соединительной линии между ЦРСП и ИКМ-15, протяженность которой может достигать 4 км.

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

Структурная схема ЦРСП «Радан-2» приведена на рис. 10.12. Комплекс аппаратуры состоит из стойки ИКМ-15Р и приемопередающей ИКМ-СВЧ станции (СПП). Стойка ИКМ-15Р представляет собой оборудование аппаратуры ИКМ-15, к которому добавлен блок окончания линейного радиотракта (БОЛТ-Р) с устройством для ведения служебных переговоров (СС), регенератором (Р) вводно-кабельным устройством (ВКУ) и устройством дистанционного питания (ДП).

Станция СПП состоит из двух приемопередатчиков ПП (для каждого ствола), объединителя О и антенны. Станция СПП устанавливается на опоре, которая обеспечивает ее необходимый подъем над поверхностью земли. Масса и объем ПП относительно невелики (соответственно 10 кг и 10 дм³), что облегчает работы при строительстве и эксплуатации этой СП.

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

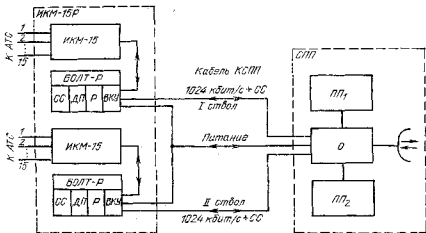


Рис. 10.12

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

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

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

ЦРРСП «Электроника-связь-11Ц». Эта СП предназначена для совместной работы с каналобразующей аппаратурой «Зона-120», обеспечивающей организацию 120 каналов ТЧ при использовании стандартных цифровых потоков: либо одного со скоростью 8448 кбит/с, либо четырех со скоростью 2048 кбит/с каждый, либо восьми потоков со скоростью 1024 кбит/с каждый. Система передачи «Электроника-связь-11Ц» работает в диапазоне частот 10,7 ... 11,7 ГГц и позволяет организовать два дуплексных цифровых ствола. Максимальная дальность связи с включением ПРС примерно через 25 км составляет 250 км.

10.2. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДЛЯ ВНУТРИЗОНОВОЙ И МАГИСТРАЛЬНОЙ СЕТЕЙ

Система передачи ИКМ-480. Линейный тракт этой СП организуется по четырехпроводной схеме с использованием одного кабеля типа МКТС-4 или МКТА-4 с жилами диаметром 1,2/4,6 мм. Настоящая система может работать на внутризоновой и магистральной сетях. Максимальная протяженность линейного тракта на внутризоновой сети составляет 600 км, а на магистральной сети 2500 км. Указанная протяженность обеспечивается применением НРП, ОРП и ОРП с ответвлением цифровых трактов. Номинальная длина регенерационного участка составляет 3 км, расстояние между ОРП — 200 км.

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

Формирование группового потока при передаче сигналов 480 каналов осуществляется путем асинхронного или синхронного объ-

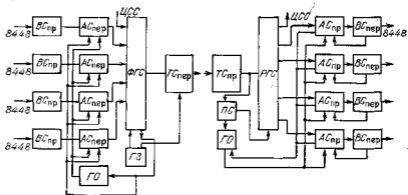


Рис. 10.13

единения четырех вторичных цифровых потоков со скоростью 8448 кбит/с. Это объединение осуществляется в оборудовании третичного временного группообразования (ТВГ), структурная схема которого приведена на рис. 10.13. В устройстве вторичного стыка (ВС) биполярный код преобразуется в униполярный, выделяется тактовая частота 8448 кГц и код КВП-3 декодируется. В устройствах асинхронного сопряжения (АС) объединяемые цифровые потоки синхронизируются путем посимвольной записи входных сигналов со скоростью 8448 кбит/с в запоминающее устройство и считывания с частотой, кратной тактовой частоте следования группового сигнала. Кроме того, в АС контролируются временные интервалы между ИП записи и считывания в ячейках памяти, осуществляется ввод символов согласования скоростей, передача команд согласования скоростей и информации об изменении временного интервала между ИП записи и считывания.

В формирователе группового сигнала (ФГС) осуществляется объединение четырех потоков в групповой поток со скоростью 34368 кбит/с, ввод синхросигнала, сигналов служебной и дискретной информации, а также скремблирование группового сигнала.

В устройстве третичного стыка (ТС) осуществляется преобразование группового цифрового сигнала из двоичного кода в линейный квазитрочный код КВП-3.

Генераторное оборудование (ГО и ГЗ) управляет работой всех устройств.

В устройствах приемной станции происходит обратное преобразование, в результате которого восстанавливается первоначальная скорость переданного вторичного цифрового потока.

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

рактеристика комбинирования А-5,4/5. Для передачи информационного сигнала используется 10-разрядный код, 11- и 12-й разряды отводятся для передачи сигналов ЦС и аварии. Скорость цифрового потока равна 25324 кбит/с. Этот поток в схеме разделения разделяется на три со скоростью 8448 кбит/с каждый. Последние синхронно и асинхронно вводятся в оборудование ТВГ, на четвертый вход которого асинхронно или синхронно подается вторичный цифровой поток, сформированный в ИКМ-120.

На рис. 10.14 представлена структура цикла передачи ИКМ-480. Число импульсных позиций в цикле передачи, имеющем длительность 125 мкс, составляет 2148. Все позиции цикла разбиты на три группы по 716 позиций в каждой. Для передачи информационных символов объединяемых потоков отводится 2108 позиций, по 704 позиции в первой и второй группах и 700 позиций в третьей. Срок позиций отводится для передачи синхросигнала, команд согласования скоростей, символов служебной связи и дискретной информации.

Цикл АЦО ЧРКТ состоит из 2112 импульсных позиций, из которых: 2100 используются для передачи информационного сигнала, 10 для передачи сигнала ЦС и по одной для передачи аварийного и служебного сигналов.

Цифровая система передачи ИКМ-1920. Эта СП предназначена для работы на магистральной сети с использованием коаксиального кабеля с парами 2,6/9,4 мм. Ее пропускная способность позволяет организовать кроме каналов ТЧ канал передачи телевизионного вещания, видеотелефонной связи и удовлетворить практически любые потребности в передаче дискретной информации.

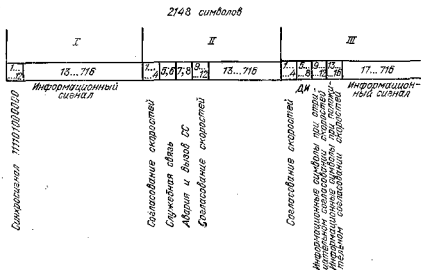


Рис. 10.14

Формирование группового потока при передаче 1920 телефонных сигналов осуществляется путем асинхронного или синхронного посимвольного объединения четырех третичных цифровых потоков со скоростью 34368 кбит/с каждый. При этом скорость передачи группового потока будет равна 139264 кбит/с. Объединение этих потоков происходит в оборудовании четверичного временного группообразования.

Цифровая передача по линии осуществляется с использованием кода КВП-3.

Цикл передачи системы ИКМ-1920 содержит 2176 символов, из них 28 служебных. К последним относятся сигналы цикловой синхронизации, команд согласования скоростей, цифровой служебной связи, сигнализации и низкоскоростной дискретной информации.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите системы передачи, которые используются на местных сетях. Какова скорость передачи цифровых потоков в этих СП?

2. Какие системы передачи используются на внутризоновой и магистральной сетях? Назовите скорости групповых цифровых потоков этих СП.

3. Как осуществляется передача СУВ в цикле передачи ИКМ-15?

4. По структурной схеме ИКМ-15 расскажите о назначении ее основных блоков.

5. Какова длительность цикла, сверхцикла, канального интервала и разряда в ЦСП ИКМ-30?

6. Каково назначение основных узлов структурной схемы оконечной станции ИКМ-30?

7. Как формируется групповой цифровой поток СП ИКМ-120, ИКМ-480 и ИКМ-1920?

8. Каково назначение оборудования ВВГ и ВВТ?

9. Каково назначение оборудования АЦО ЧРКВ и АЦО ЧРКТ?

10. В каком диапазоне частот работают ЦРРСП «Радан», «Радан-2» и сколько каналов ТЧ они позволяют организовать?

11. Сколько каналов ТЧ позволяет организовать СП «Электроника-связь-11Ц» и в каком диапазоне частот она работает?

12. Чему равна скорость группового цифрового потока в ИКМ-1920 и как этот поток формируется?

11. КАНАЛЫ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ

11.1. КАНАЛ ТОНАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ

Как уже отмечалось, сигналы, передаваемые по каналам многоканальных систем передачи, неизбежно претерпевают искажения и подвергаются воздействию помех. Чтобы искажения и помехи не превышали допустимых величин с точки зрения качества передачи

сигналов, необходимо нормировать электрические характеристики каналов.

При нормировании характеристик каналов ТЧ учитывают их протяженность и наличие транзитных соединений. Кроме того, принимают во внимание то обстоятельство, что канал ТЧ используется не только для передачи телефонных сигналов, но и сигналов дискретной информации, тонального телеграфирования и фото-телеграфирования.

Одной из основных характеристик канала ТЧ является остаточное затухание (см. § 3.1), которое не остается постоянным во времени. Поэтому кроме номинальной величины $a_{ост}$ на частоте 800 Гц нормируется величина допустимой нестабильности. Величина среднеквадратического отклонения во времени остаточного затухания от его среднего значения на частоте 800 Гц должна быть не более 1 дБ для простого канала ТЧ (т. е. без транзитных соединений) протяженностью 2500 км при наличии в тракте АРУ. Разность между средней и номинальной величинами остаточного затухания должна быть не более 0,5 дБ. Максимальное отклонение остаточного затухания за один час от его номинального значения должно быть не более 2,2 дБ с вероятностью 0,95.

Зависимость остаточного затухания от частоты называется *амплитудно-частотной характеристикой* (АЧХ) канала. Если эта зависимость в полосе частот канала ТЧ 0,3...3,4 кГц будет постоянной, то в канале будут отсутствовать амплитудно-частотные искажения (АЧИ). Выполнить в полосе частот канала ТЧ частотно-независимую характеристику остаточного затухания невозможно. Этому мешают многие факторы и в первую очередь реальные АЧХ усилителей, трансформаторов, фильтров (особенно полосовых канальных фильтров) и т. д. Поэтому величина остаточного затухания на разных частотах различна. Следовательно, имеется необходимость задать рекомендованную АЧХ канала ТЧ с тем, чтобы АЧИ в нем были не более допустимых. В зависимости от числа последовательно соединенных простых каналов ТЧ допустимые величины превышения и снижения $a_{ост}$ изменяются, так как АЧИ отдельных простых каналов ТЧ суммируются. Нормируемые величины отклонения остаточного затухания ($\Delta a_{ост}$) от номинальной величины на частоте 800 Гц для одного и двенадцати последовательно включенных простых каналов ТЧ приведены на рис. 11.1, а, б соответственно. Нижняя граница выбрана из условия, чтобы при организации двухстороннего канала ни на одной из передаваемых частот не могла возникнуть генерация. Верхняя ступенчатая граница получена в результате исследований допустимых АЧИ при передаче по каналу телефонных сигналов. Частотная зависимость отклонения остаточного затухания реального канала ТЧ должна монотонно изменяться, не выходя за нормированные пределы.

Зависимость фазового сдвига, вносимого каналом, от частоты называется *фазочастотной характеристикой* канала (ФЧХ). В реальных каналах ТЧ ФЧХ отличается от идеальной, т. е. в них име-

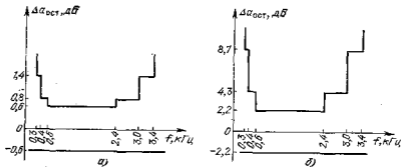


Рис. 11.1

ют место ФЧИ. Обычно эти искажения оцениваются величиной неравномерности группового времени прохождения в полосе частот канала ТЧ. Фазочастотные искажения оказывают наибольшее мешающее влияние на передачу дискретной информации, увеличивая вероятность ошибки. На передачу телефонного сигнала ФЧИ оказывают влияние только тогда, когда неравномерность группового времени прохождения вызывает заметное смещение во времени отдельных компонент звуков, что имеет место при значительных ФЧИ. Поэтому нормирование допустимой неравномерности группового времени прохождения в канале ТЧ осуществляется с учетом требований к безыскаженной передаче сигналов дискретной информации. Нормируются допустимые отклонения величины группового времени прохождения сигнала на любой частоте в пределах 400 ... 3000 Гц от его значения на частоте 1900 Гц. Допустимая величина неравномерности группового времени прохождения для простого канала ТЧ протяженностью 2500 км приведена на рис. 11.2. Следует отметить, что при наличии переприемов (т. е. каскадного включения нескольких простых каналов ТЧ) без использования фазокорректирующих устройств эти нормы не позволяют обеспечить необходимую скорость передачи с требуемой вероятностью ошибки.

Абсолютное групповое время прохождения сигнала в канале ТЧ оказывает влияние не только на степень мешающего действия то-

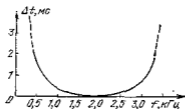


Рис. 11.2

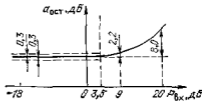


Рис. 11.3

ков эха, но и на интервал времени между репликами собеседников. Значительная его величина может привести к потере чувства контакта между собеседниками. Поэтому величина абсолютного группового времени прохождения сигнала нормируется. Его максимальная величина в канале ТЧ между наиболее удаленными узлами магистральной сети должна быть не более 90 мс. При организации канала с помощью ИСЗ абсолютное групповое время прохождения сигнала не должно превышать 390 мс.

Абсолютное групповое время прохождения не влияет на передачу сигналов тонального телеграфа, фототелеграфа, вещания, дискретной информации и телевидения, поскольку эти сигналы передаются в одном направлении.

Нелинейные искажения в канале ТЧ возникают из-за наличия в его составе нелинейных устройств. Они проявляются в искажении формы передаваемого сигнала, а со спектральной точки зрения — в появлении новых частотных составляющих, отсутствующих в исходном сигнале.

Степень нелинейности канала в первом приближении оценивается его амплитудной характеристикой, представляющей зависимость остаточного затухания канала от уровня на его входе при определенной частоте. Нелинейные искажения не будут превышать допустимых величин, если остаточное затухание простого канала ТЧ будет оставаться постоянным с точностью 0,3 дБ в полосе частот 0,3... 3,4 кГц при изменении уровня сигнала на его входе от -18 до +3,5 дБм0. При входных уровнях 9 и 20 дБм0 остаточное затухание должно увеличиваться не менее чем на 1,7 и 8 дБ соответственно (рис. 11.3).

Для обеспечения требуемой характеристики при уровнях выше 3,5 дБм0 на входе канала включаются специальные устройства — ограничители больших амплитуд. Они рассчитываются таким образом, чтобы при уровнях ниже 3,5 дБм0 вносимое ими в канал затухание было мало, а выше — значительно. Уровень, начиная с которого ограничитель больших амплитуд вносит в тракт передачи большое затухание, называется пороговым. Включение в канал ограничителя больших амплитуд вызвано необходимостью облегчения условий работы устройств группового тракта, так как при входных уровнях, больших порогового, значительно увеличивается их загрузка.

Наиболее объективно нелинейные искажения оцениваются коэффициентом нелинейных искажений

$$K_{\text{н}} = \frac{\sqrt{u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots}}{\sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + \dots}}$$

или затуханием нелинейности

$$a_{\text{н}} \approx 20 \lg \frac{1}{K_{\text{н}}}$$

где u_1 — амплитуда напряжения основной частоты; u_2, u_3, u_n — амплитуды напряжений соответствующих гармоник.

При преобладании одной из гармоник нелинейные искажения оцениваются коэффициентом гармоник $K_{гн} = u_{гн}/u_1$ или затуханием нелинейности по соответствующей гармонике $a_{гн} = 20 \lg(1/K_{гн})$.

Коэффициент нелинейных искажений простого канала ТЧ должен быть менее 1,5% (в том числе менее 1% по третьей гармонике) при номинальном относительном уровне передачи тока частоты 800 Гц. При наличии n каскадно включенных простых каналов ТЧ коэффициент нелинейных искажений не должен превышать $1,5 \sqrt{n}\%$.

Допустимые величины помех в каналах и трактах нормируются в соответствии с их протяженностью, так как в системах передачи с ЧРК помехи возрастают с увеличением дальности связи.

В соответствии с рекомендацией МККТТ помехи на выходе канала ТЧ нормируются в предположении, что он имеет протяженность 2500 км. Псофометрическая мощность помехи (средняя мощность взвешенных шумов) для такого канала в ТНОУ должна быть не более 10 000 пВт, что соответствует абсолютному уровню —50 дБм0 псоф. Предполагается, что 25% мощности помех создается устройствами преобразования спектров (в оконечных и переприемных пунктах), а 75% — непосредственно в линейном тракте. Таким образом, мощность помех, возникающих в линейном тракте, не должна в канале ТЧ превышать 3 пВт псоф на 1 км в ТНОУ.

Для международных каналов ТЧ, протяженность которых может достигать 25 000 км, мощность помех в ТНОУ не должна превышать 50 000 пВт псоф, из которых 37 500 пВт псоф отводится на линейный тракт. Очевидно, что в этом случае качество линейного тракта должно быть существенно выше. Мощность помех, отнесенная к 1 км, не должна превышать 1,5 пВт псоф.

При нормировании импульсных помех и кратковременных перерывов связи также учитывается протяженность канала или тракта. В канале ТЧ протяженностью 2500 км относительное время действия в течение часа импульсных помех в ТНОУ с уровнями —12, —16 и —22 дБ не должно превышать $2 \cdot 10^{-6}$, $5 \cdot 10^{-8}$ и 10^{-5} соответственно. При протяженности канала L , км, указанные величины надо умножить на $L/2500$.

Кратковременные перерывы нормируются в канале ТЧ протяженностью 12 500 км. Относительное время появления перерывов в течение часа допускается не более $0,8 \cdot 10^{-5}$. При протяженности канала L , км, значение относительного времени умножается на $L/12 500$.

В каналах и трактах не наблюдается пропорциональное увеличение селективных и внятных переходных помех с увеличением длины тракта, поэтому внятные переходные помехи нормируются только в каналах и трактах максимальной протяженности 2500 и 12 500 км. В каналах и трактах иной протяженности устанавлива-

ются временные нормы, действующие на конкретных участках сети связи. Защищенность от внятного переходного разговора между составными каналами ТЧ протяженностью 12 500 км на частоте 800 Гц должна быть выше 58 дБ для 90% и 52 дБ для 100% комбинаций каналов. Селективные помехи нормируются в соответствии с числом ступеней преобразования спектров сигналов.

Номинальные значения входного и выходного сопротивлений канала ТЧ равны 600 Ом; затухание несогласованности по отношению к этому номиналу должно быть не менее 20 дБ. Затухание асимметрии на входе и выходе канала должно быть не менее 43 дБ.

11.2. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ КАНАЛЫ

К широкополосным каналам относятся первичный, вторичный и третичный каналы. Организация этих каналов осуществляется следующим образом. Аппаратура типового преобразования (см. § 4.3) формирует групповой тракт, на базе которого создается так называемый сетевой тракт, а затем — широкополосный канал. Сетевой тракт организуется с помощью аппаратуры образования сетевого тракта, которая содержит устройства ввода и подавления групповых КЧ и вспомогательных частот и коррекции АЧХ. Для получения широкополосного канала к сетевому тракту подключают аппаратуру формирования широкополосного канала. Эта аппаратура содержит режекторные фильтры, подавляющие КЧ комплектов АРУ сетевых трактов, фильтр, формирующий полосу широкополосного канала, магистральный фазовый корректор и корректор повышенной точности для коррекции амплитуды и фазы. Для защиты каналов от перегрузки включаются ограничители по средней и пиковой мощностям. Характер ограничения зависит от вида передаваемого сигнала. В качестве примера на рис. 11.4 приведена схема образования первичного широкополосного канала.

Независимо от системы передачи, с помощью которой организуются широкополосные каналы, их характеристики должны быть унифицированы. Нормирование характеристик широкополосных каналов осуществляется с учетом передачи по ним газет и дискретной информации с высокими скоростями. В табл. 11.1 приведены основные характеристики широкополосных каналов.

Необходимо отметить, что эти величины приведены для протяженных широкополосных каналов протяженностью 2500 км.



Рис. 11.4

Таблица 11.1

Характеристика	Широкополосный канал		
	первичный	вторичный	третичный
Номинальная рабочая полоса частот, кГц	65—103	330—530	900—1900
Номинальный относительный уровень передачи, дБМ0:			
на входе	—36	—36	—36
на выходе	—23	—23	—23
Входное и выходное сопротивление, Ом	150	75	75
Остаточное усиление, дБ	13	13	13
	на $f = 82$ кГц	на $f = 420$ кГц	на $f = 1545$ кГц
Среднеквадратическое отклонение остаточного усиления, дБ	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$
Неравномерность АЧХ в рабочей полосе частот, дБ	на $f = 82$ кГц	на $f = 420$ кГц	на $f = 1545$ кГц
	$\leq \pm 1$	$\leq \pm 1$	$\leq \pm 1$
Максимальное отклонение амплитудной характеристики от прямолинейной, дБ, при повышении уровня на входе, дБ:			
24	$\leq 0,3$		
26		$\leq 0,3$	
28			$\leq 0,3$
Среднее за час значение уровня неизвешенного шума, дБМ	≤ -28	≤ -21	≤ -16
Защищенность от выятного перекреста, дБ	74	74	74

11.3. ТРАНЗИТНЫЕ СОЕДИНЕНИЯ КАНАЛОВ

Под транзитным соединением каналов понимается последовательное соединение двух или более каналов для обеспечения обмена информацией между пунктами, не имеющими прямой связи.

При организации транзитных соединений необходимо равенство входных сопротивлений и измерительных уровней в точках соединения каналов.

Транзитные соединения подразделяются на транзитные соединения отдельных каналов (переприем по ТЧ) и групп каналов (переприем по ВЧ). Транзитные соединения отдельных каналов выполняются в спектре частот 300...3400 Гц по двух- или четырехпроводной схеме. Этот вид транзита называется низкочастотным или индивидуальным. Двухпроводные индивидуальные транзитные соединения легко выполнимы и позволяют организовать транзит каналов любых систем передачи без использования каких-либо дополнительных устройств. Сопряжение каналов осуществляется в точках с относительными уровнями $-3,5$ дБМ0 (рис. 11.5). Однако эти транзитные соединения ухудшают качество связи, так как при каждом соединении увеличивается число последовательно включенных замкнутых систем, что снижает ус-

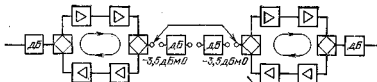


Рис. 11.5

тойчивость канала и увеличивает искажения от токов обратной связи. Этот вид транзита в настоящее время не используется.

Четырехпроводные индивидуальные транзитные соединения (рис. 11.6) не имеют перечисленных выше недостатков. Как видно из рис. 11.6, соединение каналов осуществляется между точками с относительными уровнями $+4$ и -13 дБм0, поэтому для обеспечения нормального режима работы составного канала в точках транзитного соединения включают удлинители. В пункте осуществления транзита дифференциальные системы выключают. Этот вид транзита широко используется на сети, так как практически не ограничивает числа возможных соединений каналов, что особенно существенно при автоматической коммутации каналов. Однако он ухудшает АЧХ и ФЧХ составного канала, что объясняется увеличением числа последовательно включенных полосовых канальных фильтров.

Транзитное соединение групп каналов или высокочастотный транзит осуществляется в спектрах частот стандартных групп. Его особенностью является то, что отпадает необходимость в использовании индивидуального оборудования. Сокращается число ступеней преобразования в пункте осуществления транзитного соединения, уменьшаются шумы и АЧИ по сравнению с индивидуальным транзитным соединением.

Для осуществления высокочастотного транзита из одной системы передачи в другую необходимо применять оборудование высокочастотного транзита. Оно предназначено для согласования уровней в точках осуществления транзита, подавления токов соседних групп каналов, токов контрольных частот, расположенных

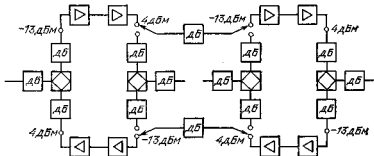


Рис. 11.6

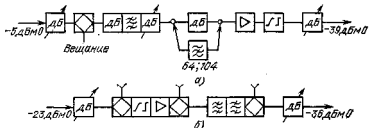


Рис. 11.7

внутри передаваемой полосы, коррекции АЧХ и, если необходимо, ФЧХ.

Функциональные схемы транзитного оборудования первичных и вторичных групп приведены соответственно на рис. 11.7, а и б. Полосовой фильтр имеет полосу пропускания 60,6 ... 107,7 кГц при транзите первичной стандартной группы и 312,3 ... 551,7 кГц при транзите вторичной группы. На крайних частотах фильтр имеет затухание порядка 75 дБ. Удлинитель согласовывает уровни передачи в точках осуществления транзита. Для исключения ложной работы АРУ режекторные фильтры вносят значительное затухание на частотах, совпадающих с контрольными частотами системы, в которую вводится транзит. Корректоры осуществляют коррекцию АЧХ составного канала.

Транзитные соединения 12-канальных групп осуществляются на стойке транзита первичных групп, а 60-канальных групп — на стойке транзита вторичных групп и могут быть как постоянными, так и временными.

При осуществлении высокочастотного транзита необходимо, чтобы системы вызова соединяемых участков были одинаковыми.

11.4. КАНАЛ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

В настоящее время принято целесообразным организовывать каналы звукового вещания трех классов: высшего, первого и второго. По каналам высшего класса осуществляется передача сигналов звукового сопровождения телевизионных программ, по каналам первого класса — передача программ центрального вещания в республиканские и областные центры и передача международных программ, а по каналам второго класса — межобластное, внутриобластное и внутрирайонное вещание.

Допустимые пределы отклонения остаточного затухания каналов звукового вещания для эталонной цепи (с тремя переключателями) протяженностью 2500 км для каналов высшего, первого и второго классов приведены на рис. 11.8.

Канал вещания высшего класса организуется в спектре частот, который специально отводится в линейном спектре системы передачи. Преобразование спектра осуществляется в специальной

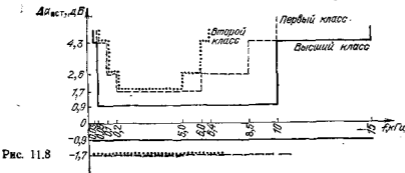


Рис. 11.8

аппаратуре методом АМ с ОБП. Преобразованный сигнал подается на вход оконечной аппаратуры линейного тракта и совместно с другими сигналами передается на оконечную приемную станцию.

Этот метод организации канала звукового вещания имеет существенный недостаток, заключающийся в том, что в различных СП для организации канала выделяются разные полосы частот, следовательно, отсутствует возможность унификации оборудования. Однако он позволяет создать канал звукового вещания с относительно широкой полосой частот 15 ... 17 кГц.

Каналы звукового вещания первого и второго классов организуются взамен нескольких каналов ТЧ в системе передачи. С этой целью объединяются спектры двух или трех каналов ТЧ. В первом случае организуется канал звукового вещания второго класса, во втором — первого класса. Это объединение осуществляется в диапазоне частот первичной стандартной группы. Такой метод организации канала звукового вещания оказывается одинаково пригодным практически для любой системы передачи. При выборе каналов ТЧ, вместо которых должен образовываться канал звукового вещания, учитывается необходимость сохранения нормальных условий работы трактов контроля и управления автоматической регулировки усиления. С учетом этого обстоятельства для организации канала звукового вещания первого класса в спектре первичной группы выделяется полоса частот 84 ... 96 кГц, а второго класса — 88 ... 96 кГц. Перенос спектра сигнала вещания в спектр исключаемых из эксплуатации каналов МККГГ рекомендуется осуществлять с помощью преобразования с использованием несущей частоты 96 кГц. Это преобразование происходит в аппаратуре АВ-2/3.

Кроме того, передача сигналов звукового вещания может быть организована в исходной полосе частот по специальным симметричным экранированным парам с легкой пупиннизацией. Так как АЧХ, ФЧХ и волновое сопротивление кабеля резко изменяются с частотой и зависят от температуры, в схеме усилителей необходимо использовать устройства для согласования сопротивлений усилителя и кабеля, а для коррекции АЧХ и ФЧХ помимо основ-

ных корректоров использовать дополнительные, компенсирующие температурные изменения характеристик кабеля. Чтобы решение этих задач не вызвало чрезмерных затруднений, спектр сигналов звукового вещания ограничивается частотой 8 кГц. Этот метод организации канала звукового вещания очень дорог и по этой причине имеет ограниченное применение. Достоинством метода является относительная простота выделения канала звукового вещания в любом промежуточном пункте.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите основные характеристики канала ТЧ.
2. Что называется АЧХ и ФЧХ канала?
3. Исходя из каких соображений установлены допустимые границы изменения остаточного затухания от частоты в канале ТЧ?
4. Как оцениваются ФЧИ в канале ТЧ?
5. Как нормируется абсолютное групповое время прохождения в канале ТЧ? К каким неприятным последствиям может привести наличие в канале значительного абсолютного группового времени прохождения?
6. Как оцениваются нелинейные искажения в канале ТЧ?
7. Что называется амплитудной характеристикой канала ТЧ и как она нормируется?
8. Как нормируются помехи в канале ТЧ?
9. Как образуются широкополосные каналы?
10. Каково назначение элементов схемы образования первичного широкополосного канала?
11. Как осуществляется низкочастотный 4-проводный транзит, каковы его достоинства и недостатки?
12. Как осуществляется высокочастотный транзит и каковы его достоинства?

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зингеренко А. М., Баева Н. Н., Тверецкий М. С. Системы многоканальной связи. — М.: Связь, 1980. — 439 с.
2. Основы многоканальной связи/Под ред. И. К. Бобровской. — М.: Связь, 1975. — 328 с.
3. Лев А. Ю. Теоретические основы многоканальной связи. — М.: Связь, 1978. — 192 с.
4. Многоканальная электросвязь и РРЛ/Н. Н. Баева, И. К. Бобровская, В. А. Брескин, Е. Л. Федорова. — М.: Радио и связь, 1984. — 216 с.
5. Системы связи и радиорелейные линии/Под ред. Н. И. Калашникова. — М.: Связь, 1977. — 392 с.
6. Мурадян А. Г., Разумихин В. М., Тверецкий М. С. Усилительные устройства. — М.: Связь, 1976. — 280 с.
7. Гуревич В. Э., Лопушнян Ю. Г., Рабинович Г. В. Импульсно-кодовая модуляция в многоканальной телефонной связи. — М.: Связь, 1973. — 336 с.
8. Венедиктов М. Д., Женевский Ю. П., Марков В. В., Эйдус Г. С. Дельта-модуляция. — М.: Связь, 1976. — 271 с.
9. Левин Л. С., Плоткин М. А. Основы построения цифровых систем передачи. — М.: Связь, 1975. — 213 с.
10. Бутицкий И. В. Устройства АРУ многоканальных систем связи. — М.: Связь, 1980. — 144 с.
11. Назаров М. В., Кувшинов Б. Н., Попов О. В. Теория передачи сигналов. — М.: Связь, 1970. — 368 с.

12. Фарбер Ю. Д., Шадрина С. Ю. Системы передачи с частотным разделением каналов. — М.: Связь, 1979. — 278 с.
13. Андрушко Л. М., Гроднев И. И., Панфилов И. П. Волоконно-оптические линии связи. — М.: Радио и связь, 1984. — 135 с.
14. Загрузка многоканальных систем передачи с частотным разделением каналов/Под ред. Н. Э. Поповой. — М.: Радио и связь, 1981. — 135 с.
15. Аппаратура ИКМ-30/Под ред. Ю. П. Иванова и Л. С. Левина. — М.: Радио и связь, 1983. — 184 с.
16. Справочник по радиорелейной связи/Под ред. С. В. Бородича. — М.: Радио и связь, 1981. — 416 с.
17. Аппаратура ИКМ-30 для уплотнения городских телефонных кабелей/Ю. Г. Лопушная, А. Н. Голубев, А. Е. Ботвинник, Ю. П. Иванов//Электросвязь. — 1977. — № 2. — с. 1—15.
18. Аппаратура вторичной цифровой системы передачи ИКМ-120/Ю. Г. Лопушная, А. Н. Голубев, Л. С. Левин и др.//Электросвязь. — 1977. — № 12. — с. 23—32.
19. Электросвязь: Ежемесяц. науч.-техн. журнал. — 1980. — № 11: Цифровые системы передачи. Тем. номер.
20. Электросвязь: Ежемесяц. науч.-техн. журнал. — 1981. — № 11: Радиорелейная связь. Тем. номер.
21. Цифровая радиорелейная система передачи «Электроника-связь-11Ц» для внутризоновых сетей/И. В. Кравчук, В. А. Леонин, А. М. Мартынов и др.// Электросвязь. — 1982. — № 2. — с. 17—19.
22. ТИИЭР. — 1980. — Т. 68, № 10: Волоконно-оптическая связь. Тем. выпуск.
23. Гитлиц М. В., Лев А. Ю. Теоретические основы многоканальной связи. — М.: Радио и связь, 1985. — 256 с.
24. Электронно-цифровые системы коммутации/И. Ф. Болгов, Т. И. Гуан, О. А. Соболев, А. В. Тяпко. — М.: Радио и связь, 1985. — 176 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
1. МНОГОКАНАЛЬНАЯ ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОСВЯЗИ	7
1.1. Основные характеристики сигналов	7
1.2. Уровни передачи	8
1.3. Виды каналов передачи	10
1.4. Принципы построения многоканальных систем передачи	11
2. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ	20
2.1. Общие сведения	20
2.2. Входное и выходное сопротивления	21
2.3. Коэффициенты передачи	22
2.4. Частотные характеристики. Линейные искажения	23
2.5. Собственные помехи усилителей	24
2.6. Амплитудная характеристика. Нелинейные искажения	25
2.7. Понятие о нестабильности параметров и надежности усилителей	26
2.8. Каскады усиления. Принцип работы усилителя	28
2.9. Режимы работы усилительного элемента	30
2.10. Стабилизация режима по постоянному току	33
2.11. Предварительные каскады усиления	37
2.12. Выходные каскады усиления	44
2.13. Обратная связь в усилителях	48
2.14. Общая обратная связь мостового типа	52
2.15. Устойчивость усилителей с обратной связью	55
2.16. Усилители на интегральных микросхемах. Структура усилительных интегральных микросхем	57

2.17. Внешние цепи усилителей на интегральных микросхемах	62
2.18. Усилители аппаратуры систем передачи	64
3. КАНАЛ ДВУХСТОРОННЕГО ДЕЙСТВИЯ	69
3.1. Двухсторонняя передача сигналов	69
3.2. Дифференциальная система	71
3.3. Устойчивость двухсторонних каналов	76
4. ПОСТРОЕНИЕ ТИПОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ И АППАРАТУРЫ СОПРЯЖЕНИЯ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИЙ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК	83
4.1. Методы формирования канальных сигналов	83
4.2. Методы формирования ОБП	92
4.3. Групповой принцип построения аппаратуры систем передачи с ЧРК	96
4.4. Методы формирования стандартных групп каналов	102
4.5. Аппаратура индивидуального преобразования и преобразования групп	107
4.6. Аппаратура сопряжения оконечных станций систем передачи с ЧРК	111
5. ЛИНЕЙНЫЙ ТРАКТ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК	118
5.1. Построение аппаратуры линейного тракта проводных систем передачи с ЧРК	118
5.2. Построение линейного тракта радиорелейных систем передачи с ЧРК	124
5.3. Особенности линейного тракта спутниковых систем передачи	135
5.4. Линейные искажения в проводных системах передачи с ЧРК и их коррекция	138
5.5. Постоянные и переменные корректоры	143
5.6. Принцип автоматического регулирования уровней	147
5.7. Устройства и основные параметры системы АРУ	151
5.8. Помехи в линейных трактах проводных и радиорелейных систем передачи	157
6. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ С ЧРК	181
6.1. Системы передачи с ЧРК для магистральной и внутризональной сетей	181
6.2. Системы передачи с ЧРК для местных сетей	185
7. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ С ВРК	204
7.1. Использование АИМ для построения СП с ВРК	204
7.2. Использование ФИМ для построения СП с ВРК	208
8. ПОСТРОЕНИЕ АППАРАТУРЫ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИЙ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ	214
8.1. Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразования сигнала	214
8.2. Синхронизация в ЦСП с ИКМ	232
8.3. Оконечные станции цифровых систем передачи с ИКМ	235
9. ЛИНЕЙНЫЙ ТРАКТ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ	246
9.1. Линейный тракт кабельных цифровых систем передачи	246
9.2. Особенности построения линейного тракта оптических систем передачи	269
9.3. Особенности построения линейного тракта цифровых радиорелейных систем передачи	276
10. ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ	282
10.1. Цифровые системы передачи для местных сетей	282
10.2. Цифровые системы передачи для внутризональной и магистральной сетей	297
11. КАНАЛЫ И ИХ ХАРАКТЕРИСТИКИ	300
11.1. Канал тональной частоты	300
11.2. Широкополосные каналы	305
11.3. Транзитные соединения каналов	306
11.4. Канал звукового вещания	308
Список литературы	310