

КОЛЛЕКТИВ АВТОРОВ:

АБОЛИЦ И. А.
БЕНЕДИКТОВ Г. А.
БУЙНОВ А. В.
БРЕСКИН В. А.
ЗАХАРОВ В. М.
ЛЕВ А. Ю.

МОЧМАН С. М.
МУРАДЯН А. Г.
НЕЧАЕВ А. М.
РЕЗВЯКОВ А. П.
ТЕТЕРЕВ В. Н.

УДК 621.395.5

М73 Многоканальная связь, под редакцией И. А. Аболица. М., «Связь», 1971.

493/с с илл. и вкл.

На обороте тит. л. авт.: Аболиц И. А., Бенедиктов Г. А., Буйнов А. В., Брескин В. А., Захаров В. М., Лев А. Ю., Мочман С. М., Мурадян А. Г., Нечаев А. М., Резвяков А. П., Тетерев В. Н.

В книге рассматриваются методы многократного использования кабельных, радиорелейных и других линий связи при помощи высокочастотных многоканальных систем связи с частотным и временным разделением каналов. Описываются принципы действия аппаратуры многоканальной связи, схемы и конструкции различных ее узлов. Затронуты основные вопросы проектирования и эксплуатации систем многоканальной связи.

Книга предназначена для студентов вузов связи, специализирующихся в области многоканальной электросвязи. Она может быть также использована студентами факультетов автоматической связи, радиосвязи и вещания.

3-6-2

41-71

6Ф1

МНОГОКАНАЛЬНАЯ СВЯЗЬ

под редакцией И. А. Аболица

Титульный редактор *И. А. Аболиц*
Редактор *Е. В. Комарова*

Техн. редактор *С. Ф. Романова*
Корректор *М. Я. Могильнер*

Сдано в набор 21/V 1971 г.

Подписано в печ. 4/VIII 1971 г.

Форм. бум. 60×90/16 30,05 печ. л.+0,5 печ. л. вкл. 31,0 усл.-п. л. 32,32 уч.-изд. л.
Т-10591 Тираж 25 400 экз. Зак. изд. 12974 Цена 1 р. 37 к.

Издательство «Связь», Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2.

Типография издательства «Связь» Комитета по печати при Совете
Министров СССР, Москва-центр, ул. Кирова, 40. Зак. тип. 208

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	7
Введение	8
Глава 1. ПРИНЦИПЫ МНОГОКРАТНОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЛИНИИ СВЯЗИ	
§ 1.1. Постановка задачи	12
§ 1.2. Метод уравновешенного моста	14
§ 1.3. Основы теории линейного разделения сигналов	17
§ 1.4. Разделение сигналов по частоте	23
§ 1.5. Разделение сигналов по времени	26
§ 1.6. Нелинейные методы разделения сигналов	31
§ 1.7. Взаимные помехи между каналами системы	33
Глава 2. ОСНОВЫ ТЕОРИИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ	
§ 2.1. Формирование сигналов в системах с частотным разделением	35
§ 2.2. Многократное преобразование	49
§ 2.3. Классификация многоканальной аппаратуры	51
§ 2.4. Загрузка группового тракта систем с частотным разделением сигналов	53
§ 2.5. Помехи в каналах и групповых трактах многоканальных систем свя- зи с частотным разделением сигналов	58
Классификация помех	58
Помехи от линейных переходов	60
Собственные помехи	64
Помехи от нелинейных переходов	66
Глава 3. ОСНОВЫ ТЕОРИИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ ПО ВРЕМЕНИ	
§ 3.1. Импульсная модуляция. Основные определения	85
§ 3.2. Спектры частот сигналов при импульсной модуляции	87
§ 3.3. Помехи и переходные влияния в каналах систем с временным уп- лотнением	93
§ 3.4. Принципы построения многоканальной аппаратуры с разделением сигналов по времени	102
§ 3.5. Дискретные методы передачи	104
§ 3.6. Импульсно-кодовая модуляция	108
§ 3.7. Дельта-модуляция (ДМ)	108
§ 3.8. Сравнение различных систем многоканальной связи и области их применения	114
Глава 4. КАНАЛЫ СВЯЗИ	
§ 4.1. Общие понятия	117
Методы оценки качества каналов	117
Уровни передачи	118
Динамический диапазон	120
Диаграммы уровней	120
§ 4.2. Телефонные каналы	122
Особенности телефонных каналов	122
Образование телефонных каналов	122

Условия устойчивости одиночных замкнутых систем и искажения от обратной связи	125
Развязывающие дифференциальные устройства	128
Устойчивость телефонных каналов	138
Влияние времени распространения на качество телефонных кана- лов и явление электрического эха	144
Нормирование основных параметров телефонных каналов	148
§ 4.3. Каналы телевизионного вещания	152
Характеристики телевизионного сигнала	152
Характеристики тракта передачи телевизионных сигналов	154
Построение канала телевизионного вещания	158
§ 4.4. Фототелеграфные каналы	166
§ 4.5. Каналы звукового вещания	168
§ 4.6. Каналы передачи дискретных сигналов	180
Глава 5. УЗЛЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ	
§ 5.1. Преобразователи частоты	182
Общие определения	182
Требования, предъявляемые к преобразователям частоты	183
Пассивные преобразователи частоты	184
Активные преобразователи частоты	197
§ 5.2. Генераторные устройства	203
Общие требования	203
Стабилизация частоты генератора	206
Стабилизация выходной мощности генератора	210
Методы синхронизации частот	215
Делители частоты	215
Генераторы гармоник	222
§ 5.3. Развязывающие устройства	227
§ 5.4. Электрические фильтры	230
Назначение фильтров	230
Требования к характеристикам полосовых фильтров каналов то- нальной частоты	232
Требования к характеристикам направляющих фильтров	240
§ 5.5. Устройства коррекции линейных искажений	243
Амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения	243
Коррекция линейных искажений	245
Влияние неточности коррекции характеристики группового тракта на помехозащищенность от собственных помех	248
Плоская регулировка	251
Частотнозависимая регулировка	254
Переменный выравнитель с одним управляющим активным сопротивлением	257
Гармонические корректоры	263
Коррекция временных характеристик	269
Коррекция линейных искажений в стандартных каналах тональ- ной частоты	269
§ 5.6. Автоматическое регулирование уровня	271
Назначение системы АРУ	271
Принцип действия системы АРУ	272
Динамическая коррекция амплитудно-частотных искажений	276
Основные характеристики систем АРУ	278
Динамика работы АРУ	280
Косвенная регулировка. Регулировка по температуре грунта	286
Многочастотная регулировка уровня со счетно-решающей схемой	288
§ 5.7. Усилители	293
Общие сведения	293
Технические требования к усилителям	293
Усилители с отрицательной обратной связью	300

§ 5.8. Ограничители больших напряжений	311
§ 5.9. Компандерные устройства	314

Глава 6. МНОГОКАНАЛЬНАЯ АППАРАТУРА С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ

§ 6.1. Принципы построения аппаратуры	317
Блок-схема	317
Построение схемы каналаобразующего оборудования	322
Оборудование первичной группы каналов	327
Оборудование вторичной и третичной групп	333
Каналообразующее оборудование многоканальных систем для коротких линий	336
§ 6.2. Аппаратура уплотнения симметричных кабелей	338
Линейный спектр	338
Блок-схемы оконечных станций и промежуточных усилительных пунктов	339
§ 6.3. Аппаратура уплотнения коаксиальных кабелей	347
Линейный спектр	347
Блок-схема аппаратуры	349
§ 6.4. Аппаратура уплотнения воздушных линий связи	351
Линейный спектр	351
Блок-схемы аппаратуры	354
§ 6.5. Уплотнение радиорелейных линий	358
§ 6.6. Типовая аппаратура оконечных станций многоканальных систем	359
§ 6.7. Аппаратура выделения и транзита групповых трактов	362

Глава 7. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АППАРАТУРЫ С ИМПУЛЬСНО-КОВОДОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

§ 7.1. Блок-схема аппаратуры с импульсно-кодовой модуляцией и временным делением каналов (ИКМ-ВД)	365
Особенности и область применения аппаратуры ИКМ	365
Индивидуальное оборудование аппаратуры ИКМ-ВД	367
Групповой тракт аппаратуры ИКМ-ВД	369
§ 7.2. Основные узлы аппаратуры ИКМ-ВД	376
Амплитудно-импульсный модулятор	376
Компандерные устройства	381
Кодер аппаратуры ИКМ	383
Декодер аппаратуры ИКМ	391
§ 7.3. Синхронизация в системах типа ИКМ-ВД	394
Общие понятия	394
Тактовая синхронизация	395
Цикловая синхронизация	396
§ 7.4. Передача импульсных сигналов по кабелю. Регенератор	400

Глава 8. ЛИНЕЙНО-АППАРАТНЫЙ ЦЕХ

§ 8.1. Классификация линейно-аппаратных цехов	409
§ 8.2. Состав оборудования ЛАЦ	410
§ 8.3. Транзитные соединения	416
§ 8.4. Помещение ЛАЦ. Размещение оборудования	419
Обслуживаемые усилительные и оконечные пункты	419
Необслуживаемые усилительные пункты	423
§ 8.5. Схемы прохождения цепей в ЛАЦ	425
§ 8.6. Электропитание аппаратуры ЛАЦ	428
§ 8.7. Каблирование ЛАЦ	428
§ 8.8. Охрана труда	430

Глава 9. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАГИСТРАЛИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЯЗИ

§ 9.1. Общие вопросы проектирования магистрали многоканальной связи	431
§ 9.2. Особенности проектирования телефонных каналов кабельных линий связи	432

Нормы и рекомендации на допустимую величину помех в телефонном канале	432
Размещение усилительных пунктов на кабельной магистрали	435
Диаграмма уровней	437
Расчет помех в каналах кабельных магистралей	438
§ 9.3. Проектирование телефонных каналов воздушных линий связи с про-	
водами из цветных металлов	445
Нормы и рекомендации на допустимую величину помех в телефонном канале	445
Размещение усилительных пунктов на воздушной магистрали	447
Диаграмма уровней	449
Проверка ожидаемой величины напряжения атмосферных помех в каналах воздушной магистрали	450
Глава 10. ОБОРУДОВАНИЕ КОНТРОЛЯ НА МАГИСТРАЛЯХ	
МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЯЗИ	
§ 10.1. Общие сведения	455
§ 10.2. Устройства телемеханики	457
Назначение устройств	457
Разделение телемеханических сигналов	457
Синхронизация распределителей сигналов	459
Передача сигналов. Основные функциональные узлы	460
Построение систем телемеханики	464
§ 10.3. Дистанционный контроль усилителей	470
Параметры контроля усилителей	470
Способы телеконтроля усилителей	471
Параметры испытательных сигналов	473
Глава 11. НАДЕЖНОСТЬ СИСТЕМ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЯЗИ	
§ 11.1. Общие определения	476
§ 11.2. Основные характеристики надежности	476
§ 11.3. Надежность системы при последовательном соединении входящих	
в нее элементов	481
§ 11.4. Особенности оценки надежности оконечной аппаратуры многока-	
нальных систем	482
§ 11.5. Методы обеспечения заданной надежности	482
Общие сведения	482
Резервирование	483
Техническое обслуживание	486
Литература	488

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий учебник написан в соответствии с программой по курсу «Многоканальная связь» и предназначен для студентов факультетов многоканальной электросвязи электротехнических институтов связи.

Учебник содержит разделы, в которых излагаются теоретические основы многоканальной электросвязи, построение многоканальных систем и основных узлов многоканальной аппаратуры, а также требования к каналам связи. Уделено внимание вопросам проектирования, контроля и надежности многоканальных систем связи. При составлении учебника было учтено, что студенты изучали общенаучные и общинженерные дисциплины, к которым относятся: теория линейных электрических цепей, теория нелинейных электрических цепей, теория передачи сигналов, электронные приборы, усилительные устройства, и изучают (отчасти параллельно с курсом «Многоканальная связь») специальные дисциплины: передачу дискретной информации, основы телефонии и теории телефонных сообщений, радиорелейную связь.

Учебник составлен коллективом авторов — преподавателей кафедр многоканальной электросвязи Московского, Ленинградского и Одесского электротехнических институтов связи и при этом, естественно, использован опыт чтения лекций в этих институтах.

Авторы весьма признательны доценту Ю. А. Якуб за тщательное рецензирование учебника и высказанные критические замечания, способствовавшие улучшению книги при окончательном ее редактировании.

Замечания и предложения следует направлять в издательство «Связь» по адресу: Москва-центр, Чистопрудный бульвар, 2.

ВВЕДЕНИЕ

Осуществление широкой программы строительства материально-технической базы коммунизма в СССР требует непрерывного ускорения научно-технического прогресса во всех отраслях народного хозяйства, повышения производительности труда, совершенствования методов управления производством, дальнейшего повышения общеобразовательного и культурно-технического уровня народа. Одним из важнейших условий решения этих задач является разветвленная и технически совершенная система связи. Развитие народного хозяйства Советского Союза, рост науки и культуры ведут к быстрому увеличению объема информации, передаваемой средствами электрической связи. Известно, что объем информации, подлежащей передаче, возрастает приблизительно пропорционально квадрату роста объема производства.

Современные системы электрической связи должны не только гарантировать быструю обработку и надежную передачу информации, но и обеспечивать выполнение этих условий наиболее экономичным способом.

Известные способы передачи сигналов можно разделить на непрерывные (аналоговые) и дискретные. При непрерывном способе передается и преобразуется каждое мгновенное значение сигнала, т. е. сигнал является непрерывной функцией времени. При дискретном способе сигналы в процессе передачи квантуются по уровню или (и) по времени. Квантование по уровню соответствует фиксации дискретных уровней сигнала. В случае квантования по времени фиксируются дискретные (обычно равноотстоящие) моменты времени, при которых сигнал принимает фактическое значение уровня. При одновременном квантовании по уровню и времени непрерывный сигнал заменяется дискретными значениями, ближайшими к значениям непрерывного сигнала в дискретные моменты времени.

В зависимости от вида квантования дискретные системы связи подразделяются на релейные, в которых сигналы квантуются по уровню, импульсные, в которых сигналы квантуются по времени, цифровые или кодовые системы, в которых сигналы квантуются и по уровню, и по времени.

В соответствии с определением, принятым в теории передачи сигналов, сигнал есть материальный носитель информации. В системах связи сигнал представляет собой процесс изменения во времени и в пространстве некоторой физической величины, характеризующей передаваемое сообщение. Так, например, при разговоре (акустическая связь) переносчиком информации служит звуковое поле. Изменение звукового давления, характеризующее передаваемое сообщение, является в этом случае сигналом. В системах электрической связи сигнал представляет собой процесс изменения состояния электрической цепи в соответствии с характером передаваемого сообщения. Например, мгновенное значение тока в цепи микрофона пропорционально звуковому давлению; микрофон преобразует акустические сигналы в электрические и, таким образом, дает возможность передавать звуковые сообщения по системам электрической связи.

В процессе передачи сигналы подвергаются ряду преобразований, важнейшими из которых являются кодирование и модуляция (при передаче) и декодирование и демодуляция (при приеме). В импульсных и цифровых системах связи сигналы подвергаются дискретизации.

При передаче по системам связи сигналы претерпевают искажения, связанные с несовершенством технических устройств, и маскируются помехами. Системы связи должны быть построены таким образом, чтобы, несмотря на искажения и помехи, возникающие при передаче сигналов, было возможно восстановление исходного сообщения с необходимой степенью точности. Для выполнения этого условия необходимо знать основные характеристики сигналов, соответствующих различным сообщениям.

В системе электрической связи важную роль играют первичные преобразователи, превращающие сообщения источника информации в электрические сигналы. При передаче телефонных сообщений и акустическом вещании первичными преобразователями служат микрофоны, в телеграфии — телеграфные аппараты, при передаче изображений (в фототелеграфии и телевидении) — устройства электрооптического анализа.

Сигналы, формируемые первичными преобразователями, называются *сигналами-оригиналами* или *первичными сигналами*. Свойства этих сигналов в значительной степени определяют требования к системам связи. Подходящей математической моделью для описания большинства сигналов связи являются случайные функции, свойства которой характеризуются n -мерной функцией распределения и тем точнее, чем больше n . Однако практическое определение многомерных функций распределения связано с большими трудностями. Поэтому для описания сигналов наряду с некоторыми числовыми характеристиками (средняя и максимальная мощности, динамический диапазон) пользуются понятием энергетического спектра (спектральной плотностью) или полосы частот.

Любое сообщение передается от передатчика к приемнику че-

радиоэлектрические устройства и физическую среду. Такой средой могут быть кабельные, волноводные, световодные линии или радиолинии, снабженные соответствующими усилительными или трансляционными устройствами. Поскольку линии связи в настоящее время весьма дороги, то возникает задача разработки аппаратуры и методов, позволяющих по одной линии связи передавать одновременно большое число независимых сообщений, т. е. использовать линию многократно. Такая аппаратура называется *многоканальной*. Связь, осуществляемую с помощью этой аппаратуры, принято называть *многоканальной связью*.

Начало многократному использованию линий связи было положено во второй половине девятнадцатого столетия проф. Г. И. Морозовым, который в 1869 г. предложил передавать по одному проводу несколько телеграфных сигналов токами различных частот. Одновременное телефонирование и телеграфирование с помощью фильтров было осуществлено в 1880 г. по предложению Г. Г. Игнатьева. Невозможно переоценить значение гениального изобретения А. С. Попова, являющегося основой и для дальнейшего развития многоканальных систем связи.

За сравнительно короткий исторический период теория и техника многоканальной связи в нашей стране достигли очень высокого уровня. В настоящее время сеть многоканальной связи является наряду с коммутационными системами важнейшей частью автоматизированной системы связи страны (ЕАСС).

До сравнительно недавнего времени по каналам многоканальных систем передавались почти исключительно телефонные сообщения. Однако в современных условиях сеть многоканальной связи должна быть приспособлена для передачи различных видов информации: телефонной (передача речи), телеграфной (передача текста), фототелеграфной (передача неподвижных изображений), звукового (акустического) вещания, телевизионного вещания, телеуправления, телесигнализации, телеметрии, цифровой информации для вычислительных центров (передача данных). Все эти виды информации необходимо передавать с использованием универсальной аппаратуры и по возможности стандартных каналов и трактов.

Стандартные каналы тональной частоты обеспечивают передачу сигналов, спектр которых характеризуется полосой частот $300 \div 3400$ гц. Этот спектр соответствует используемому в настоящее время спектру телефонного (речевого) сигнала, который может быть передан по любому стандартному каналу тональной частоты непосредственно. С другой стороны, применение сравнительно несложных технических средств позволяет использовать стандартные каналы тональной частоты и для передачи других видов информации.

Основными направлениями развития многоканальной связи являются: повышение эффективности использования линий связи; увеличение дальности связи; повышение качества и надежности

связи; постоянное техническое усовершенствование элементов и узлов многоканальной аппаратуры.

Повышение эффективности использования линий связи достигается применением все более мощных (по числу каналов) многоканальных систем передачи информации (многоканальных систем связи). В настоящее время для уплотнения симметричных кабельных цепей широко применяются 60-канальные системы связи¹⁾. Известны также 120- и 180-канальные системы. Коаксиальные кабельные цепи уплотняются 300- и 1920-канальными системами, а также 3600-канальными системами. По радиорелейным линиям, в том числе использующим искусственные спутники Земли, также передается большое число сообщений (количество каналов определяется конкретными системами).

Еще большие возможности открывает применение в дальнейшем волноводных и световодных линий, количество каналов которых может достигать десятков и сотен тысяч.

Современные многоканальные системы связи обеспечивают передачу различных видов информации на любые (по крайней мере, в пределах земного шара) расстояния. Увеличение дальности связи сопряжено со значительными трудностями, определяемыми необходимостью включения большого числа усилителей, необходимостью считаться с конечной скоростью распространения электромагнитной энергии и другими специфическими факторами (накопление помех и, следовательно, уменьшение помехозащищенности, наличие линейных и нелинейных искажений, нестабильность характеристик во времени и т. д.). В настоящее время продолжают научные исследования в направлении локализации ограничивающих факторов.

Многоканальная аппаратура состоит из большого числа отдельных электронных узлов. Надежность и высокое качество работы аппаратуры в целом определяются качеством выполнения этих узлов (и отдельных элементов) как в схемном, так и в конструктивном отношении. Большие возможности открываются в связи с применением в качестве усилительных элементов транзисторов. В сочетании с использованием твердотельных конструкций, печатного монтажа и интегральных схем удается создать малогабаритные и надежные узлы многоканальной аппаратуры.

Большое значение имеет применение в многоканальных системах связи устройств автоматики, дистанционного питания и телеуправления. Это тем более важно, что подавляющее число усилительных станций является необслуживаемым.

Настоящий учебник должен помочь студентам институтов связи овладеть теоретическими основами и методами организации и построения многоканальных систем и тем самым подготовить себя к творческой деятельности в качестве инженеров электросвязи.

¹⁾ Емкость многоканальных систем оценивается по числу стандартных каналов тональной частоты.

ПРИНЦИПЫ МНОГОКРАТНОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЛИНИЙ СВЯЗИ

§ 1.1. Постановка задачи

Стремление эффективно использовать линии связи приводит к необходимости их уплотнения, т. е. к одновременной передаче по одной линии связи многих независимых сообщений. На рис. 1.1 схематически показано построение системы связи с многократным использованием линии. К передатчику подводятся сигналы от N источников информации (например, от телефонных аппаратов)

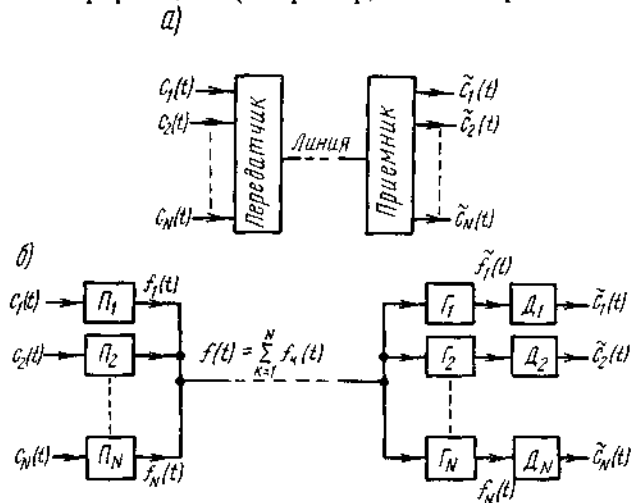


Рис. 1.1

После специальной обработки и смешивания эти сигналы направляются в линию связи. Полученный таким образом сложный суммарный сигнал называется *групповым*. В приемнике производится разделение (селекция) сигналов, т. е. выделение из группового сигнала индивидуальных сигналов, соответствующих отдельным сообщениям.

Совокупность устройств, обеспечивающих независимую передачу сигналов от некоторого источника сообщений к соответствующему получателю, называется *каналом связи*. Аппаратуру, позволяющую образовать на одной линии связи два и более каналов, т. е. одновременно и независимо передать по одной линии связи два и более независимых сигналов, принято называть *многоканальной* (или аппаратурой уплотнения).

При построении многоканальной аппаратуры основной является задача разделения (селекции) сигналов. Известные в современной технике связи методы разделения сигналов можно разбить на две группы.

К первой группе относятся методы, основанные на использовании специальных линейных $2N$ -полюсников с постоянными параметрами. При подключении источника энергии к некоторой паре полюсов токи, протекающие в ветвях схемы, создают отличающуюся от нуля разность потенциалов только между одной какой-либо другой парой полюсов, в то время как между всеми остальными парами полюсов она остается равной нулю. Такая связь имеет место между N парами полюсов. $2N$ -полюсники, обладающие указанным свойством, называются *разделительными*. Примером разделительного $2N$ -полюсника может служить уравновешенный мост (см. § 1.2).

При помощи разделительных $2N$ -полюсников можно построить аппаратуру лишь с небольшим количеством каналов, поэтому в настоящее время методы первой группы играют вспомогательную роль.

Методы, относящиеся ко второй группе, основаны на том, что в передающей части аппаратуры сигналы отдельных каналов выделяются некоторыми, заранее определенными, признаками, по которым на приемном конце линии сигналы могут быть различимы и разделены.

Функциональная схема системы связи, использующей методы второй группы, представлена на рис. 1.1б. Индивидуальные первичные сигналы $c_1(t), c_2(t), \dots, c_N(t)$, поступающие от источников информации в передающую часть многоканальной аппаратуры, обрабатываются преобразователями P_1, P_2, \dots, P_N , формирующими индивидуальные каналные сигналы $f_1(t), f_2(t), \dots, f_N(t)$; при этом формируются отличительные признаки индивидуальных сигналов. Индивидуальные каналные сигналы смешиваются (суммируются), и групповой сигнал $f(t) = \sum_{\kappa=1}^N f_{\kappa}(t)$ направляется в линию.

В приемной части аппаратуры каналные сигналы разделяются устройствами G_1, G_2, \dots, G_N (разделяющие устройства). На выходах этих устройств получают сигналы $\tilde{f}_{\kappa}(t)$, которые преобразуются в первичные сигналы $\tilde{c}_{\kappa}(t)$, направляемые получателем информации. Последнее преобразование осуществляют устройства D_1, D_2, \dots, D_N . Вследствие воздействия помех и несовершенства аппаратуры сигналы $\tilde{f}_{\kappa}(t)$ и $\tilde{c}_{\kappa}(t)$, вообще говоря, отличаются от сигналов $f_{\kappa}(t)$ и $c_{\kappa}(t)$, сформированных при передаче. Это отличие, однако, в определенном смысле должно быть мало.

Операции, производимые над сигналами в многоканальной системе связи, показанной на рис. 1.1б, можно аналитически записать следующим образом.

Индивидуальные каналные сигналы $f_k(t)$ имеют вид

$$f_k(t) = P_k \{c_k(t)\}, \quad (1.1)$$

где P_k — оператор, описывающий действие преобразователя P_k ¹⁾.

Выражение для операции разделения записывается в виде

$$\tilde{f}_k(t) = \Gamma_k \left\{ \sum_{k=1}^N f_k(t) + \xi(t) \right\},$$

где Γ_k — оператор выделения (фильтрации) k -го индивидуального сигнала; $\xi(t)$ — помеха.

В зависимости от типа разделяющих устройств различают системы с линейным разделением, когда операторы Γ_k — линейные, и системы с нелинейным разделением, когда операторы Γ_k — нелинейные.

Восстановление первичного сигнала описывается выражением $\tilde{c}_k(t) = D_k \{ \tilde{f}_k(t) \}$. Ясно, что эти операции должны быть взаимно однозначными.

В современной многоканальной аппаратуре широко используются методы разделения сигналов, относящиеся ко второй группе, так как они принципиально позволяют построить системы с любым количеством каналов.

Техника многоканальной связи быстро совершенствуется и развивается. Теоретической базой этой техники является теория многоканальной связи и ее основополагающая часть — теория разделения (селекции) сигналов, которая призвана: найти характеристики сигналов, обеспечивающие принципиальную возможность их разделения; определить вид операторов P_k и Γ_k , т. е. необходимые свойства преобразователей передачи P_k и разделяющих устройств Γ_k ; указать пути технической реализации этих устройств; дать соображения для сравнительной оценки систем многоканальной связи. Важная задача теории состоит в определении путей построения многоканальной аппаратуры, обладающей требуемой (или максимальной) помехоустойчивостью. В многоканальных системах связи возникает специфический вид помех — переходные влияния между каналами, появляющиеся вследствие неидеальности линий и аппаратуры связи. Теория должна указать методы, позволяющие свести эти влияния до допустимых значений.

§ 1.2. Метод уравновешенного моста

Наиболее простой метод уплотнения линий связи основан на использовании разделительных свойств уравновешенного моста Уитстона. Идея этого метода поясняется рис. 1.2. Если сопротивления проводов линии равны $Z_{n1} = Z_{n2} = Z_n$, то при $Z_1 = Z_2 = Z_3 =$

¹⁾ Оператор — правило, по которому каждой функции $x(t)$ ставится в соответствие некоторая функция $y(t)$. Например, оператор дифференцирования ставит в соответствие каждой дифференцируемой функции $x(t)$ ее производную $y(t) = x'(t)$.

$=Z_4=Z_0$ показанное на рис. 1.2 включение сопротивлений $Z_1 \div Z_4$ образует уравновешенный мост с сопротивлениями плеч Z_0 и $Z_0+Z_{п}$. В такой схеме разность потенциалов, создаваемая источником C_1 между точками ab и $a'b'$, равна нулю и, следовательно, сигнал $c_1(t)$ не воздействует на приемник $Пр_2$; сигнал $c_2(t)$ не воздействует на приемник $Пр_1$, так как равна нулю разность потенциалов, создаваемая источником между точками cd . Таким образом, при идеальной симметрии схемы одну двухпроводную линию связи можно использовать для организации независимых связей между двумя парами источников и приемников информации¹⁾. Разумеется, если $Z_{п1} \neq Z_{п2}$, равновесия моста можно добиться соответствующим подбором сопротивлений $Z_1 \div Z_4$.

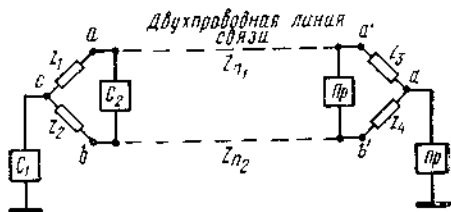


Рис. 1.2

Дополнительные цепи, образованные методом уравновешенного моста, называются *искусственными*, или *фантомными*. Искусственные цепи используются для передачи токов дистанционного питания, телеграфирования, передачи дополнительных телефонных разговоров (в частности, для служебной связи).

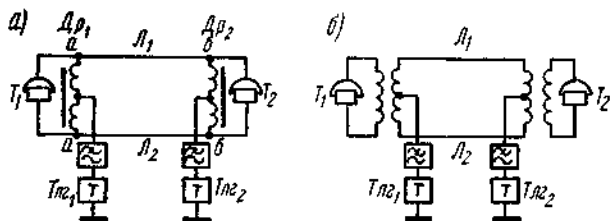


Рис. 1.3

Телеграфирование по искусственной цепи может быть организовано при помощи дифференциальных дросселей (рис. 1.3а) или дифференциальных трансформаторов (рис. 1.3б). В обоих случаях по одной и той же двухпроводной цепи осуществляется как телефонирование токами разговорных (тональных) частот, так и телеграфирование.

Согласно схеме на рис. 1.3а мост переменного тока образуют одинаковые в электрическом отношении полуобмотки дросселей Dr_1 , Dr_2 и провода L_1 , L_2 линии. Индуктивность обмоток дросселей должна быть выбрана достаточно большой для того, чтобы не происходило заметного шунтирования разговорных токов. В цепь телеграфной передачи дроссели вносят только активное сопротивление вследствие компенсации магнитных потоков, создаваемых телеграфными токами в сердечниках дросселей.

¹⁾ Линия связи здесь трехпроводная: третьим проводом является земля.

на схеме при этом существуют недостатки: наличие мосту телеграфной и телефонной цепями гальванической связи, обуславливающей относительно высокие потенциалы по отношению к земле в схемах телефонных устройств; нарушение телеграфной работы при заземлении в телефонной схеме.

Чаще применяется свободная от указанных недостатков схема, приведенная на рис. 1.36, в которой уравнивающий мост образуется при помощи дифференциальных трансформаторов. Телеграфные аппараты включаются в средние точки линейных обмоток дифференциальных трансформаторов. Такая схема «со средней точкой» широко используется на магистралях связи для передачи токов дистанционного питания.

При практическом применении рассмотренных схем следует обращать особое внимание на симметрию двухпроводных цепей по отношению к земле, а также продольную симметрию, так как уже при небольшой асимметрии в телефонных аппаратах будет прослушиваться телеграфная работа.

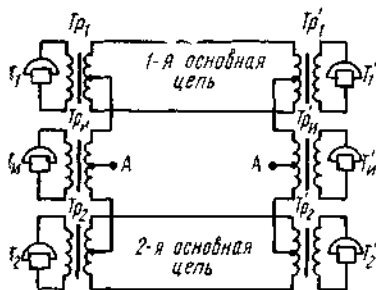


Рис. 1.4

Для уменьшения этого влияния на каждой станции последовательно с телеграфными аппаратами включают фильтры нижних частот, не пропускающие в линию составляющие телеграфных токов с частотами выше 100–150 гц. Этим достигается также уменьшение помех на соседних телефонных цепях.

При наличии двух двухпроводных цепей с помощью дифференциальных трансформаторов может быть организована, как показано на рис. 1.4, искусственная (фантомная) телефонная связь. Двухпроводные цепи в данном случае называются *основными* цепями. В точках А трансформаторов искусственной цепи могут быть включены телеграфные аппараты.

Помехи между связями, организованными по указанной схеме, будут отсутствовать при условии равенства друг другу полных сопротивлений полуобмоток трансформаторов, а также полных сопротивлений по отношению к земле обоих проводов каждой основной цепи.

Распространенность способов уплотнения линий связи по методу моста, предложенных еще в девяностых годах прошлого столетия, объясняется, с одной стороны, их простотой, а с другой стороны, тем, что их можно применять совместно с другими, более совершенными, способами уплотнения.

§ 1.3. Основы теории линейного разделения сигналов

Рассмотрим многоканальную систему, в которой разделители сигналов Γ_k являются линейными устройствами. Как было указано в § 1.1, в этом случае происходит *линейное разделение сигналов*. Выясним условия, при которых такое разделение возможно.

Обратимся к схеме, изображенной на рис. 1.1б. Предположим, что к k -му преобразователю передачи Π_k , кроме информационного сигнала $c_k(t)$, подводится вспомогательное колебание $\psi_k(t)$. Пусть преобразователь представляет собой модулятор, в котором информационный сигнал модулирует некоторый параметр λ колебания $\psi_k(t)$. Если, например, $\psi_k(t) = A_k \sin(\omega_k t + \varphi_k)$, то параметрами модуляции могут быть амплитуда A_k , частота ω_k или начальная фаза φ_k . Вспомогательное колебание $\psi_k(t)$ назовем *переносчиком* k -го сигнала.

На выходе преобразователя (модулятора) Π_k получим *канальный сигнал* $f_k(t) = \psi_k(t, \lambda_c)$ (рис. 1.5). Это обозначение подчеркивает, что параметр λ переносчика $\psi_k(t)$ модулирован сигналом $c_k(t)$.

В групповой части аппаратуры каналные сигналы смешиваются и выражение для группового сигнала имеет вид

$$f(t) = \sum_{k=1}^N f_k(t) = \sum_{k=1}^N \psi_k(t, \lambda_c). \quad (1.2)$$

Канальные сигналы отличаются друг от друга используемыми для их формирования переносчиками. Опираясь на эти отличия, на приемном конце системы связи из группового сигнала $f(t)$ можно выделить каждый из канальных сигналов.

Предположим, что при передаче по линии связи сигнала $f(t)$ помехи и искажения отсутствуют. Тогда операция разделения сигналов может быть представлена в виде

$$\Gamma_n f(t) = \Gamma_n \sum_{k=1}^N \psi_k(t, \lambda_c) = \psi_n(t, \lambda_c). \quad (1.3)$$

Поскольку оператор Γ_n — линейный, то он может быть внесен под знак суммы (1.3). Разделение будет иметь место, если

$$\Gamma_n f_k(t) = \Gamma_n \psi_k(t, \lambda_c) = \begin{cases} \psi_n(t, \lambda_c), & n = k, \\ 0, & n \neq k. \end{cases} \quad (1.4)$$

Разделение канальных сигналов должно осуществляться при *любых* информационных сигналах $c(t)$ на входах каналов многоканальной аппаратуры. Так, например, в телефонной аппаратуре канальные сигналы должны быть разделены независимо от высоты голоса абонента, произношения, языка и т. д. Преобразователь k -го канала преобразует множество возможных информационных

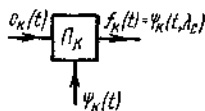


Рис. 1.5

сигналов $s_k(t)$ в множество S_k канальных сигналов $f_k(t)$. Аналогично преобразователь n -го канала преобразует множество сигналов $s_n(t)$ в множество S_n , содержащее сигналы $f_n(t)$ и т. д.

Фундаментальная задача теории линейного разделения состоит в выяснении свойств линейно разделимых множеств сигналов. Нижеследующая теорема определяет эти свойства.

Для того чтобы множества сигналов S_1, S_2, \dots, S_N были линейно разделимыми, т. е. выполнялось соотношение (1.4), необходимо и достаточно, чтобы эти множества были линейными и не имели взаимного пересечения¹⁾.

Перепишем выражение (1.4) для каких-либо двух множеств канальных сигналов, например, для S_1 и S_2 :

$$\Gamma_1 f_1 = f_1 \text{ для всех } f_1 \text{ из } S_1, \quad (1.4a)$$

$$\Gamma_1 f_2 = 0 \text{ для всех } f_2 \text{ из } S_2. \quad (1.4б)$$

Но если выражение (1.4a) справедливо для любых сигналов f_1' и f_1'' , входящих в множество S_1 , то в силу линейности оператора Γ_1 аналогичное выражение справедливо также для $af_1' + bf_1''$, где a и b — произвольные постоянные:

$$\Gamma_1 (af_1' + bf_1'') = a\Gamma_1 f_1' + b\Gamma_1 f_1'' = af_1' + bf_1''.$$

Следовательно, сигнал $af_1' + bf_1''$ также входит в множество S_1 и по определению S_1 — линейно.

Покажем теперь, что множества S_1, S_2 не должны иметь взаимного пересечения. Предположим, что сигнал $f(t) \neq 0$ принадлежит как S_1 , так и S_2 . Тогда в соответствии с ф-лой (1.4a) на выходе разделителя Γ_1 получим сигнал $f(t)$, но одновременно в соответствии с ф-лой (1.4б) отклик того же самого разделителя Γ_1 на тот же сигнал $f(t)$ равен нулю. Из указанного противоречия следует, что не равный нулю сигнал $f(t)$ не может принадлежать и S_1 , и S_2 . Это и означает по определению, что множества S_1 и S_2 не имеют взаимного пересечения²⁾.

Проведенные рассуждения справедливы для любых двух множеств канальных сигналов N -канальной системы связи. Можно также показать, что перечисленные свойства линейно разделимых

¹⁾ В математике множество называется линейным, если в него входит любая линейная комбинация его элементов. Так, если v' и v'' — элементы множества S , то S есть линейное множество, если $av' + bv''$ (где a и b — произвольные постоянные) также является элементом этого множества.

Простым примером линейного множества является множество сигналов, не содержащих частот выше f_c . Ясно, что если $v'(t)$ и $v''(t)$ — два таких сигнала, то сигнал $av' + bv''$ также не содержит частот выше f_c .

Непересекающимися называются множества, не имеющие ни одного общего элемента, за исключением нулевого $v=0$. Например, непересекающимися по частоте являются два множества сигналов, спектры которых расположены в различных участках частотного диапазона.

²⁾ Это свойство относится также и к нелинейным методам разделения сигналов.

множеств являются не только необходимыми, но и достаточными.

Практическая ценность сформулированного утверждения состоит в том, что можно указать большое разнообразие линейных и непересекающихся множеств сигналов. Таким образом, открываются возможности создания многоканальных систем различных типов, из которых можно выбрать наиболее подходящую для некоторых конкретных условий.

Как уже было сказано, различие между канальными сигналами определяется различием между переносчиками $\varphi_k(t)$. В современной технике многоканальной связи в качестве переносчиков используются либо синусоидальные колебания, обычно называемые колебаниями несущих частот (или, короче, несущими частотами), либо последовательности импульсов, причем импульсы различных каналов не совпадают по времени.

При применении в качестве переносчиков колебаний несущих частот они могут быть модулированы входными сигналами $c(t)$ по амплитуде (амплитудная модуляция), по частоте (частотная модуляция) или по фазе (фазовая модуляция). Если в результате модуляции преобразованные сигналы различных каналов размещаются в неперекрывающихся частотных полосах, то говорят, что происходит *разделение по частоте*. Если же преобразованные сигналы различных каналов имеют одинаковые частотные полосы (перекрываются по спектру), но различные фазы, то говорят, что происходит *разделение по фазе*. При этом обычно применяется амплитудная модуляция.

При использовании в качестве переносчиков последовательности импульсов имеет место *разделение по времени*: передача осуществляется так, что элементы сигнала, принадлежащие данному каналу, передаются в те интервалы времени, когда тракт свободен от сигналов других каналов. В многоканальных системах с разделением по времени применяются различные виды импульсной модуляции.

Наиболее общий вид разделения сигналов — *разделение по форме*, когда канальные сигналы перекрываются по спектру и передаются одновременно. Общая теория, изложенная выше, и есть, в сущности говоря, теория разделения сигналов по форме; разделение по частоте, фазе и времени — частные случаи этого общего метода разделения.

Рассмотрим некоторые важные с технической точки зрения случаи разделения сигналов по форме.

Предположим, что k -й преобразователь передачи на рис. 1.1б представляет собой перемножитель, на один вход которого подается информационный сигнал $c_k(t)$, а на другой — переносчик $\varphi_k(t)$. Выражение для k -го канального сигнала будет иметь вид $f_k(t) = \varphi_k(t)c(t)$, а групповой сигнал представится суммой

$$f(t) = \sum_{k=1}^N c_k(t) \varphi_k(t). \quad (1.5)$$

Выберем переносчики $\varphi_{\kappa}(t)$ так, чтобы они образовали систему ортогональных и нормированных на интервале $T_1 < t < T_2$ функций, т. е. чтобы выполнялось условие

$$\int_{T_1}^{T_2} \varphi_{\kappa}(t) \varphi_n(t) dt \begin{cases} = 1 & \text{при } \kappa = n, \\ = 0 & \text{при } \kappa \neq n. \end{cases} \quad (1.6)$$

Предположим также, что сигналы $c(t)$ представляют собой функции времени, медленно меняющиеся в том смысле, что на интервале ортогональности их можно считать постоянными. В этом случае оператор разделения принимает вид

$$\Gamma_{nf}(t) = \int_{T_1}^{T_2} f(t) \varphi_n(t) dt. \quad (1.7)$$

Действительно, подставляя в ф-лу (1.7) $f(t)$ из ф-лы (1.5) и принимая во внимание ортогональность переносчиков $\varphi(t)$, получим

$$\int_{T_1}^{T_2} \left[\sum_{\kappa=1}^N c_{\kappa}(t) \varphi_{\kappa}(t) \right] \varphi_n(t) dt = \sum_{\kappa=1}^N c_{\kappa}(t) \int_{T_1}^{T_2} \varphi_{\kappa}(t) \varphi_n(t) dt = c_n(t). \quad (1.8)$$

Функция $c_{\kappa}(t)$ вынесена за знак интеграла, поскольку по условию при $T_1 < t < T_2$ ее можно считать константой.

Из выражения (1.8) видно, что при ортогональных переносчиках в результате операции выделения получается информационный сигнал соответствующего канала $c_n(t)$.

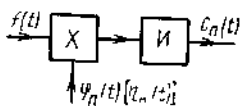


Рис. 1.6

Структурная схема устройства, разделяющего ортогональные сигналы, показана на рис. 1.6. Она состоит из перемножителя и интегратора. На входы перемножителя подаются групповой сигнал и соответствующий выделяемому каналу переносчик; полученная в

результате перемножения функция интегрируется интегратором на интервале ортогональности переносчиков. В составе приемного устройства такой системы должен быть генератор напряжений переносчиков $\varphi(t)$ ¹⁾.

Описанный принцип построения многоканальной системы с ортогональными сигналами используется в некоторых типах аппаратуры передачи дискретных сигналов.

Рассмотрим теперь случай, когда групповой сигнал выражается формулой $f(t) = \sum_{\kappa=1}^N c_{\kappa}(t) \psi_{\kappa}(t)$, где переносчики $\psi_{\kappa}(t)$ линейно-

независимы, но не ортогональны. Из курса математики известно, что для системы линейнонезависимых функций $\psi_{\kappa}(t)$ можно построить некоторую систему функций $\eta_{\kappa}(t)$ таких, что

$$\int_a^b \psi_{\kappa}(t) \eta_n(t) dt \begin{cases} = 1 & \text{при } \kappa = n, \\ = 0 & \text{при } \kappa \neq n, \end{cases} \quad (1.9)$$

¹⁾ Возможны и другие методы приема ортогональных сигналов.

т. е. можно построить систему функций η , ортогональных переносчикам ψ . Основываясь на этом, можно для разделения линейно-независимых сигналов воспользоваться схемой, показанной на рис. 1.6, заменив в ней $\varphi_n(t)$ на $\eta_n(t)$.

Оператор разделения линейнонезависимых неортогональных переносчиков имеет вид

$$r_{nf}(t) = \int_a^b f(t) \eta_n(t) dt. \quad (1.10)$$

Пример. Рассмотрим двухканальную систему передачи сигналов $c_1(t)$ и $c_2(t)$. В качестве линейнонезависимых неортогональных переносчиков выберем колебания $\psi_1(t) = \sin \omega t$ и $\psi_2(t) = \sin(\omega t + \varphi)$, $\varphi \neq \frac{\pi}{2}$. Канальные сигналы в такой системе имеют вид $f_1(t) = c_1(t) \sin \omega t$ и $f_2(t) = c_2(t) \sin(\omega t + \varphi)$. В соответствии с принятыми выше определениями в данной системе производится разделение по фазе.

Подберем функции $\eta(t)$, которые необходимо подать на перемножитель разделяющей схемы взамен $\varphi(t)$ (см. рис. 1.6). Отбрасывая условие нормировки, выражение (1.9) для нашего примера перепишем следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \int_0^T \eta_1(t) \psi_1(t) dt &= \int_0^T \eta_1(t) \sin \omega t dt = A_1 \\ \int_0^T \eta_1(t) \psi_2(t) dt &= \int_0^T \eta_1(t) \sin(\omega t + \varphi) dt = 0 \\ \int_0^T \eta_2(t) \psi_1(t) dt &= \int_0^T \eta_2(t) \sin \omega t dt = 0 \\ \int_0^T \eta_2(t) \psi_2(t) dt &= \int_0^T \eta_2(t) \sin(\omega t + \varphi) dt = A_2 \end{aligned} \right\}. \quad (1.11)$$

Здесь $T = 2\pi/\omega$ — период несущей частоты; A_1, A_2 — некоторые константы. Условием (1.11) удовлетворяет множество пар функций $\eta_1(t), \eta_2(t)$. Одно из решений имеет вид

$$\left. \begin{aligned} \eta_1(t) &= \cos(\omega t + \varphi) \\ \eta_2(t) &= \cos \omega t \end{aligned} \right\}. \quad (1.12)$$

Блок-схема рассматриваемой системы приведена на рис. 1.7а.

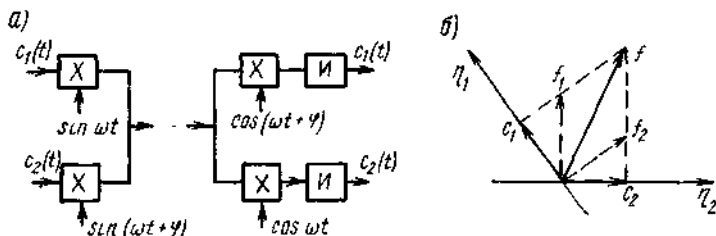


Рис. 1.7

Для восстановления исходных сигналов $c_i(t)$ напряжения с вы-
 борочных разделительных фильтров подаются на демоду-
 ляторы, качество которых можно использовать (как и на переда-
 ченные схемы. При этом на демодуляторы, кроме канал-
 ных сигналов $f_1(t)$, $f_2(t)$, $f_3(t)$, должны быть поданы напряжения

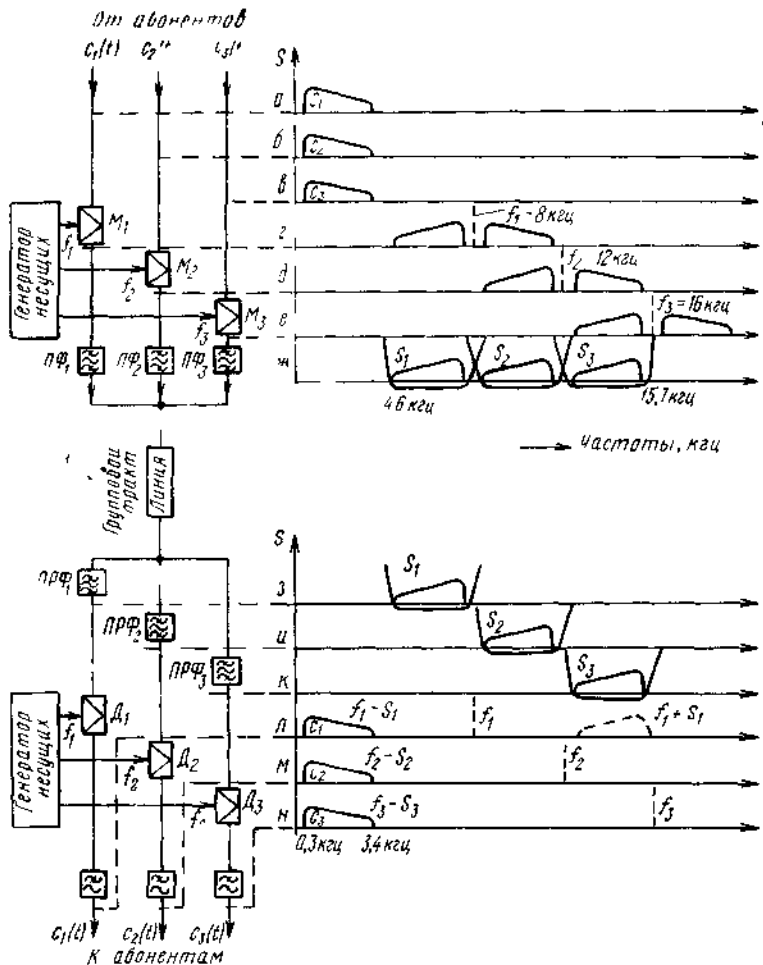


Рис. 1.8

несущих частот f_1 , f_2 , f_3 . На выходах демодуляторов устанавлива-
 ются фильтры нижних частот, подавляющие высокочастотные
 спектральные компоненты, которые появляются в процессе демоду-
 ляции.

Разделение по частоте является частным случаем разделения
 ортогональных сигналов. Покажем, что сигналы на выходах поло-

совых фильтров передающей части аппаратуры ортогональны в частотной области. Для этого рассмотрим N -канальную аппаратуру, построенную в соответствии с принципами, иллюстрируемыми схемой на рис. 1.8. Обозначим через $S_1(\omega)$, $S_2(\omega)$, ..., $S_N(\omega)$ энергетические спектры индивидуальных сигналов на выходах полосовых фильтров передачи. Для них имеют место следующие условия (рис. 1.9):

$$S_1(\omega) \begin{cases} \neq 0, & \omega'_1 < \omega < \omega''_1, \\ = 0, & \omega < \omega'_1, \omega > \omega''_1, \end{cases}$$

$$S_2(\omega) \begin{cases} \neq 0, & \omega'_2 < \omega < \omega''_2, \\ = 0, & \omega < \omega'_2, \omega > \omega''_2, \end{cases}$$

.....

$$S_N(\omega) \begin{cases} \neq 0, & \omega'_N < \omega < \omega''_N, \\ = 0, & \omega < \omega'_N, \omega > \omega''_N. \end{cases}$$

Общий диапазон частот, занимаемый спектром группового сигнала, находится в области от ω'_1 до ω''_N . Спектры канальных сигналов

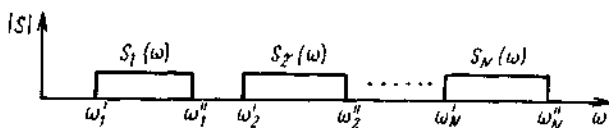


Рис. 1.9

налов не перекрываются, т. е. сигналы $f_1(t)$, ..., $f_N(t)$ образуют N непересекающихся по частоте множеств. В силу этого

$$\int_{\omega'_1}^{\omega''_N} S_k(\omega) S_n(\omega) d\omega = \begin{cases} A_k, & k = n, \\ 0, & k \neq n, \end{cases} \quad (1.16)$$

где A_k — некоторая константа, величина которой определяется энергией k -го индивидуального сигнала. Выражение (1.16) показывает, что спектры канальных сигналов ортогональны. Заметим, что сами канальные сигналы, т. е. функции времени $f_1(t)$, $f_2(t)$, ..., $f_N(t)$ также ортогональны.

Вясним теперь, какой вид имеет оператор разделения Γ для систем с частотным разделением. Обозначим через $g_k(t)$ импульсную реакцию k -го полосового разделительного фильтра. Оператор разделения связывает групповой сигнал $f(t)$ с сигналами на выходах разделяющих фильтров. Воспользовавшись интегралом Дюамеля, имеем

$$\Gamma_k f(t) = \int_{-\infty}^t f(\tau) g_k(t - \tau) d\tau. \quad (1.17)$$

Пользуясь ф-лой (1.17), можно определить передаточную функцию (чистотную характеристику) $K_{\kappa}(\omega)$ κ -го разделяющего фильтра. Выражению (1.17), связывающему входной и выходной сигналы κ -го разделительного фильтра, соответствует выражение

$$G(\omega)K_{\kappa}(\omega) = G_{\kappa}(\omega), \quad (1.17a)$$

связывающее спектры группового и канального сигналов. Из ф-л (1.15) и (1.17a) следует, что

$$K_{\kappa}(\omega) = \begin{cases} 1, & \omega'_\kappa < \omega < \omega''_\kappa \\ 0, & \omega < \omega'_\kappa, \omega > \omega''_\kappa. \end{cases}$$

Как и следовало ожидать, для идеального разделения по частоте необходимы идеальные полосовые фильтры.

Многоканальная аппаратура с разделением по частоте широко применяется в современной технике связи. Такая аппаратура дает возможность получить на одной линии связи от 2—3 до нескольких тысяч каналов, используемых для телефонирования, передачи телеграфных сообщений, дискретных сигналов (данных), фототелеграмм, сигналов звукового художественного вещания. Методы частотного разделения применяются также для одновременной передачи по одной линии связи телевидения и других, перечисленных выше, сообщений.

§ 1.5. Разделение сигналов по времени

При разделении по времени специальные переключающие устройства периодически подключают линию связи на короткие промежутки времени к передатчику и приемнику каждого канала.

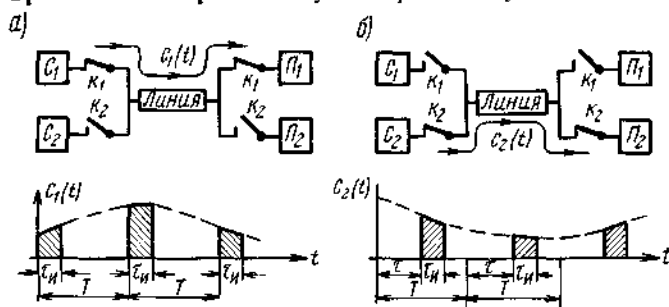


Рис. 1.10

Рисунок 1.10 иллюстрирует этот метод. Здесь C_1, C_2 — передатчики, а P_1, P_2 — приемники канальных сигналов. На рис. 1.10a изображено состояние схемы, при котором замкнуты ключи K_1 , и линия соединяет передатчик C_1 с приемником P_1 . Это происходит в промежутки времени $0 \leq t \leq \tau_n$, $T \leq t \leq T + \tau_n$ и т. д. В течение остального времени передатчик и приемник первого канала отключены

от линии и ее можно использовать для передачи сигналов второго канала. На рис. 1.10б замкнуты ключи K_2 и соединенными оказываются передатчик C_2 и приемник $П_2$. В данном состоянии схема находится в промежутки времени $\tau \leq t \leq \tau + \tau_{\text{к}}$, $T + \tau \leq t \leq T + \tau + \tau_{\text{к}}$ и т. д. Ясно, что для правильного соединения передатчиков с приемниками ключи на концах линии должны работать синхронно.

Таким образом, при разделении по времени от передатчиков к приемникам отдельных каналов периодически передаются мгновенные значения канальных сигналов, а групповой сигнал $f(t)$ представляет собой последовательность импульсов; система связи является импульсной. Возможность передачи непрерывных сигналов $c(t)$ в виде последовательности мгновенных значений, отсчитанных через интервалы времени, кратные T , основана на известной теореме В. А. Котельникова: функция $c(t)$ с частотным спек-

ром $S_c(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} c(t)e^{-i\omega t} dt$, сосредоточенным в полосе частот

$|\omega| < \omega_c$ (функция с ограниченным спектром), полностью характеризуется своими мгновенными значениями, отсчитанными через интервалы времени $\Delta t = \pi/\omega_c$.

Сигналы связи всегда описываются функциями с практически ограниченным спектром. Граничная частота спектра определяется свойствами отправителя и получателя информации: особенностями слуха при передаче речи и художественном вещании; особенностями зрения и скоростью передачи при передаче изображений; требованиями к точности восстановления сигналов и особенностями приемной аппаратуры при передаче «машинной» информации. Так, например, полоса частот, необходимая для коммерческой телефонии достаточно высокого качества, простирается от $F_{\text{н}} = 300$ гц до $F_{\text{в}} = 3400$ гц. Следовательно, при телефонной передаче в соответствии с теоремой Котельникова интервал времени T должен быть не больше величины $\Delta t = \pi/\omega_c = 1/2F_{\text{в}} = 1/6800$ сек.

Процесс выборки мгновенных значений сигнала называется *квантованием по времени*; величина T — *периодом*, а величина $F = 1/T$ — *частотой квантования*. Из теоремы Котельникова следует, что наименьшее значение частоты квантования $F_{\text{мин}} = 2f_c$ ($f_c = \omega_c/2\pi$). Мгновенные значения сигнала $c(nT)$, соответствующие моментам выборки, называют *отсчетами*, *дискретам* или *выборками сигнала*. Мы будем пользоваться термином «отсчеты».

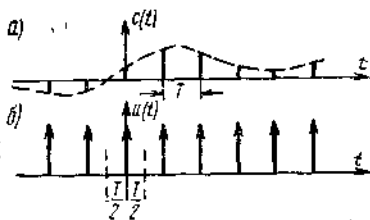


Рис 1.11

Итак, на приемный конец канала в системе с разделением по времени поступает последовательность отсчетов сигнала. Чтобы установить, как по отсчетным значениям восстановить исходный

сигнала и спектра — это спектры непрерывного сигнала и спектров его отсчетов.

Пусть непрерывный сигнал $c(t)$, спектр которого сосредоточен в полосе частот $|\omega| < \omega_c$. На рис. 1.11а пунктиром показан график функции $c(t)$, а сплошными линиями — последовательность отсчетов, взятых с периодом T . Обозначая через $f(t)$ функцию, соответствующую последовательности отсчетов, можно записать

$$f(t) = c(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT), \quad (1.18)$$

где $\delta(t)$ — импульсная функция Дирака, определяемая выражениями

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases} \quad \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1.$$

На рис. 1.11б приведен условный график функции $\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT)$, которая является периодической с периодом T и поэтому может быть разложена в ряд Фурье

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_{\text{макс}} e^{im\Omega T}, \quad (1.19)$$

где $\Omega = 2\pi/T$ — круговая частота квантования и

$$A_{\text{макс}} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) e^{-im\Omega t} dt. \quad (1.20)$$

Меняя в ф-ле (1.20) порядок интегрирования и суммирования, имеем $A_{\text{макс}} = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-T/2}^{T/2} \delta(t - nT) e^{-im\Omega t} dt$. В область интегрирования $-T/2 < t < T/2$ попадает только одна из последовательностей δ -функций, соответствующая $n=0$. В силу свойств δ -функции $\int_{-T/2}^{T/2} \delta(t) e^{-im\Omega t} dt = 1$ и, следовательно, $A_{\text{макс}} = 1/T$. Подставляя значение $A_{\text{макс}}$ в ф-лу (1.19), получаем

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im\Omega T}. \quad (1.21)$$

После подстановки выражения (1.21) в ф-лу (1.18) имеем

$$f(t) = \frac{1}{T} c(t) \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im\Omega t}. \quad (1.22)$$

Найдем теперь спектр сигнала $f(t)$:

$$S_f(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-i\omega t} dt = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} c(t) \left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{im\Omega t} \right) e^{-i\omega t} dt = \\ = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} c(t) e^{-i(\omega - m\Omega)t} dt.$$

Но $\int_{-\infty}^{\infty} c(t) e^{-i(\omega - m\Omega)t} dt = S_c(\omega - m\Omega)$ и, следовательно,

$$S_f(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{\infty} S_c(\omega - m\Omega). \quad (1.23)$$

Формула (1.23) показывает, что частотный спектр последовательности отсчетов $f(t)$ является периодической относительно частоты функцией и с точностью до постоянного множителя $1/T$ представляет собой сумму частотных спектров непрерывной функции $c(t)$, смещенных друг относительно друга на величину частоты ω квантования Ω .

На рис. 1.12 показаны спектры непрерывного сигнала $c(t)$ и его отсчетов при различных соотношениях между граничной частотой непрерывного сигнала ω_c и частотой квантования Ω . На рис. 1.12а изображен спектр непрерывного сигнала $c(t)$ с граничной частотой ω_c ¹⁾. Если частота квантования удовлетворяет условию $\Omega > 2\omega_c$ (рис. 1.12б), то участки (периоды) спектра квантованного сигнала отделены друг от друга полосой $\Delta\omega = \Omega - 2\omega_c$.

Если в этом случае пропустить последовательность отсчетов через фильтр нижних частот, частотная характеристика затухания которого показана на рис. 1.12в пунктиром, то через него пройдет только низкочастотная часть спектра, совпадающая со спектром $S_c(\omega)$ сигнала $c(t)$. Иными словами, на выходе фильтра будет восстановлен исходный сигнал $c(t)$.

При $\Omega < 2\omega_c$ (рис. 1.12г) происходит периодическое наложение смещенных по оси частот спектров исходного сигнала и поэтому его выделение без искажений невозможно. При соответствующей теореме Котельникова частоте квантования $\Omega = 2\omega_c$ (рис. 1.12б)

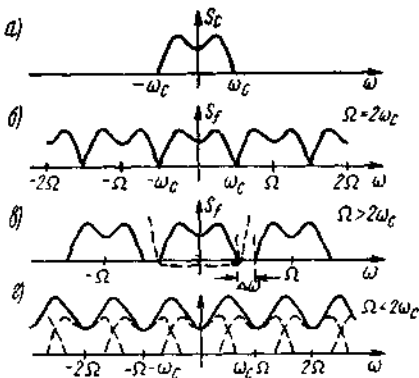


Рис. 1.12

¹⁾ Предполагается, что спектр $S_c(\omega)$ — вещественный

... (точно) приходят друг к другу. Исходный
 ... (можно) было бы восстановить, пропуская
 ... отсчетов через идеальный фильтр нижних частот
 ... физически нереализуем. Поэтому практически
 ... $\Omega = (2,3 \div 2,4) \omega_c$ и восстанавливают исходный сигнал из
 ... его отсчетов фильтром нижних частот с наи-
 ... частотой пропускания, равной ω_c .

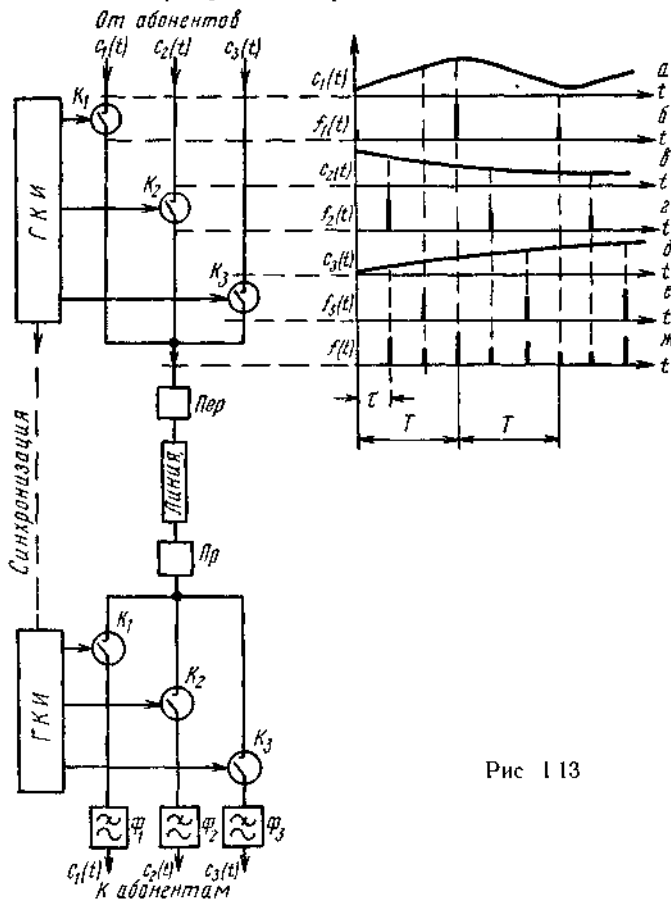


Рис 113

Представление о принципах построения многоканальной аппаратуры с разделением по времени дает рис. 1.13.

Предположим, что аппаратура предназначена для телефонной связи. Наивысшая частота сигналов $f_c = F_B = 3400$ гц. Частота квантования должна быть больше $2F_B$; в современной аппаратуре она принята равной 8000 гц. Следовательно, $T = 125$ мксек; длительность импульсов $\tau_{и} \approx 1$ мксек. Ясно, что квантующие ключи K_1 , K_2 и K_3 должны быть электронными. Для управления ключами используется генератор каналных импульсов ГКИ.

На рис. 1.13а—ж представлены графики сигналов в различных точках схемы. Как будет показано в дальнейшем, непосредственно передавать по линиям связи отсчеты сигналов нецелесообразно, а в ряде случаев и невозможно (например, по радиорелейной линии). Поэтому групповой сигнал (рис. 1.13) поступает в групповую часть аппаратуры, где подвергается специальной обработке, в результате которой формируется линейный сигнал. В приемной части аппаратуры после групповых устройств производится разделение канальных сигналов ключами K_1 , K_2 и K_3 . Генераторы канальных импульсов (ГКИ) приемника и передатчика должны быть при этом синхронизированы. Непрерывные сигналы $c_1(t)$, $c_2(t)$ и $c_3(t)$ восстанавливаются из отсчетов фильтрами нижних частот Φ_1 , Φ_2 и Φ_3 .

§ 1.6. Нелинейные методы разделения сигналов

Общая теория нелинейного разделения в настоящее время не разработана. Рассмотрим два примера нелинейного разделения: разделение по уровню и комбинационное разделение.

При разделении по уровню канальные сигналы $f_1(t)$, $f_2(t)$, ..., $f_N(t)$ различаются только величиной. Заметим, что такие сигналы линейно зависимы и поэтому линейными методами их разделить невозможно. Рассмотрим в качестве примера передачу двух последовательностей прямоугольных импульсов. Пусть известно, что в первом канале амплитуда импульсов равна A_1 , а во втором — A_2 , причем $A_1 > A_2$. В линию направляется сумма канальных сигналов $f(t) = f_1(t) + f_2(t)$ (рис. 1.14). На рис. 1.15 представлена схема разделения сигналов. Первый сигнал $f_1(t)$ формируется при помощи релейного элемента P с уровнем срабатывания $u_1 = (A_1 + A_2)/2$; сигнал $f_2(t)$ получается вычитанием из группового сигнала $f(t)$ сигнала $f_1(t)$.

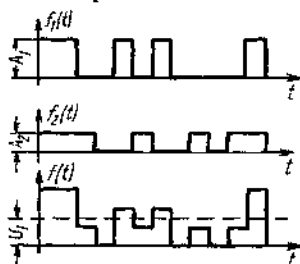


Рис. 1.14

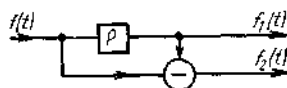


Рис. 1.15

Разделение по уровню возможно и в том случае, когда количество каналов больше двух, при условии, что амплитуды канальных импульсов убывают, т. е. $A_1 > A_2 > A_3 \dots$, и что $A_{k-1} > \sum_{n=k}^N A_n$, где N — количество каналов.

Для пояснения идеи комбинационного разделения рассмотрим передачу двух двоичных импульсных последователь-

... значения, что амплитуды импульсов в обоих каналах одинаковы. Цифра 1 обозначает посылку (импульс), а 0 — ее отсутствие (рис. 1.16). На входе линии возможны сочетания канальных импульсов соответствующие табл. 1.1.

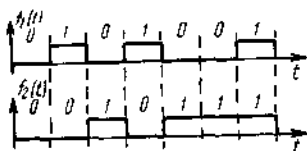


Рис. 1.16

Таблица 1.1

Канал 1	0	1	0	1
Канал 2	0	0	1	1
№ комбинации	1	2	3	4

Построим передатчик так, чтобы каждой из возможных комбинаций канальных импульсов он ставил в соответствие один из четырех вариантов линейного сигнала. Например, в качестве линейных сигналов можно применить синусоидальные колебания, начальная фаза которых в зависимости от комбинации канальных импульсов принимает одно из четырех возможных значений. Приемник системы должен произвести обратную логическую операцию: приняв один из вариантов линейного сигнала, сопоставить ему соответствующую комбинацию канальных импульсов.

Таким образом, линейный сигнал не есть просто смесь канальных сигналов; он представляет собой отображение определенной комбинации канальных сигналов, причем выбор способа отображения, т. е. характера линейного сигнала, зависит от нашего усмотрения. Такой способ разделения сигналов называется *комбинационным*.

При комбинационном методе разделения построение передатчика многоканальной системы сводится к созданию некоторого устройства, на N входов которого поступают канальные сигналы и которое вырабатывает линейный сигнал, отображающий комбинацию мгновенных значений канальных сигналов в данный момент. Ясно, что в такой системе количество возможных состояний каждого из канальных сигналов должно быть конечным. Число возможных комбинаций и, следовательно, число вариантов линейного сигнала равно $M = m^N$, где N — число каналов; m — количество возможных состояний канального сигнала¹⁾.

Приемник такой системы каждому из M вариантов линейного сигнала должен ставить в соответствие определенную комбинацию канальных сигналов, посылаемых N получателям информации.

Комбинационное разделение применяется в некоторых типах аппаратуры передачи дискретных сигналов.

¹⁾ Предполагается, что количество состояний сигналов во всех каналах одинаково.

§ 1.7. Взаимные помехи между каналами системы

При формулировке основ теории разделения сигналов было установлено, что разделимые множества функций S_1, S_2, \dots, S_N не должны иметь взаимных пересечений. Физически это означает, что принятый для разделения признак должен быть общим для всех сигналов, передаваемых в данном канале (т. е. сигналов, принадлежащих данному множеству S_k), и различным для сигналов разных каналов (т. е. сигналов, принадлежащих разным множествам $S_i, S_k, i \neq k$). В реальной аппаратуре это условие никогда точно не соблюдается, что приводит к неполному разделению канальных сигналов, т. е. к появлению взаимных помех между каналами многоканальной системы¹⁾.

Появление взаимных пересечений между множествами сигналов различных каналов вызывается следующими двумя причинами: несовершенством преобразователей, в которых происходит модуляция переносчиков информационными сигналами и искажениями канальных сигналов в тракте передачи. Однако, даже если многоканальная аппаратура выполнена так, что удалось избежать взаимного пересечения множеств канальных сигналов, взаимные помехи между каналами могут появиться вследствие несовершенства разделяющих устройств в приемной части системы связи.

Для иллюстрации этих общих соображений рассмотрим причины возникновения переходных влияний между каналами многоканальной аппаратуры с разделением сигналов по частоте (см. рис. 1.8). Напомним, что на этом рисунке изображена упрощенная блок-схема трехканальной телефонной аппаратуры. Спектры канальных сигналов занимают неперекрывающиеся полосы частот, образуя три непересекающиеся по частоте множества канальных сигналов.

Рассмотрим причины возникновения переходных помех, например, во втором канале.

1. **Несовершенство преобразователей передачи.** В данном случае преобразователи передачи состоят из модуляторов и полосовых фильтров. Как видно из рис. 1.8г, д, спектр верхней боковой полосы частот первого канала, которая должна подавляться фильтром $ПФ_1$, почти полностью совпадает с рабочим спектром сигнала второго канала. Затухание фильтра $ПФ_1$ в полосе задерживания конечно — порядка $6 \div 8$ *дБ*; верхняя боковая полоса частот сигнала, появляющегося на выходе модулятора первого канала, подавляется неполностью. Таким образом, в рабочую полосу частот второго канала попадает остаток верхней боковой полосы частот первого канала, вследствие чего появляется переходная помеха с первого канала на второй.

2. **Искажения в тракте передачи.** Тракт передачи группового сигнала состоит из узлов аппаратуры — усилителей,

¹⁾ Взаимные помехи между каналами называют также переходными влияниями.

групповых преобразователей, фильтров и т. д. (на рис. 1.8 эти узлы не показаны) - и линии связи. Все эти элементы вносят искажения частотные и нелинейные. Частотные искажения изменяют форму сигналов в каждом канале, но не приводят к изменению ширины спектров канальных сигналов. В результате нелинейных искажений появляются гармоники и комбинационные частоты спектральных составляющих сигналов. В рассматриваемом примере полоса частот первого канального сигнала лежит в пределах от 4,6 до 7,7 кГц; вторые гармоники занимают полосу частот от 9,2 до 15,4 кГц, т. е. почти полностью перекрывают рабочий диапазон частот второго и третьего каналов (см. рис. 1.8ж), вследствие чего появляются переходные помехи с первого канала на второй и третий. Наличие комбинационных частот также приводит к взаимным помехам между всеми каналами системы.

Таким образом, нелинейные искажения группового сигнала являются одной из причин появления переходных помех между каналами многоканальной аппаратуры с разделением по частоте.

3. Несовершенство разделяющих устройств. В рассматриваемой схеме разделение канальных сигналов производится разделительными полосовыми фильтрами $ПРФ_1$, $ПРФ_2$ и $ПРФ_3$. Затухание этих фильтров в полосе задерживания (так же, как и у полосовых фильтров передающей части аппаратуры) — порядка 6÷8 *дБ*. При таком затухании они не могут полностью подавить сигналы соседних каналов и, например, во второй канал просачиваются ослабленные сигналы первого и третьего каналов.

Более подробно вопрос о взаимных помехах между каналами многоканальных систем с частотным и временным разделением сигналов будет изучен в дальнейшем.

Одна из основных задач, стоящих при разработке многоканальной аппаратуры, заключается в обеспечении условий, при которых взаимные помехи между каналами не превосходят допустимой величины. Эта величина определяется в каждой конкретной ситуации в зависимости от вида сигналов, назначения аппаратуры, требований к качеству связи и т. д.

ОСНОВЫ ТЕОРИИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ

§ 2.1. Формирование сигналов в системах с частотным разделением

Многоканальная электросвязь, как было установлено ранее (см. § 1.4), может быть осуществлена методом частотного разделения сигналов. Этот метод поясняется рис. 2.1, на котором изображена схема формирования линейной полосы частот, и рис. 2.2, на котором приведена блок-схема передающей оконечной аппаратуры.

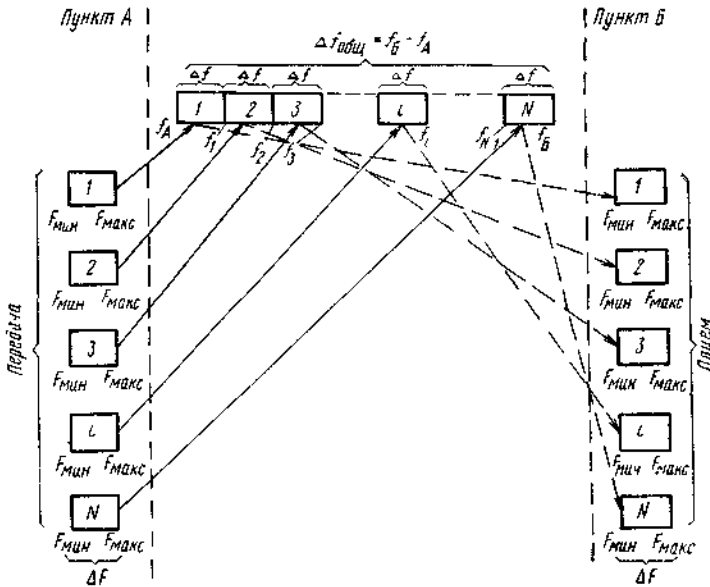


Рис. 2 1

Как видно из этих схем, для организации N связей с одинаковыми исходными полосами частот ($F_{\text{макс}} - F_{\text{мин}} = \Delta F$) полоса частот каждого из N источников информации (например, от микрофонов) подается на индивидуальные преобразователи M с различ-

ными несущими частотами. Так как индивидуальные преобразователи содержат различные полосовые фильтры ПФ, то в тракт (линию) поступят следующие колебания: для первой связи колебания с частотами $f_A \div f_1$ для второй — $f_1 \div f_2$ и для N -й связи $f_{N-1} \div f_B$. Общая полоса частот, передаваемая в тракт определяется

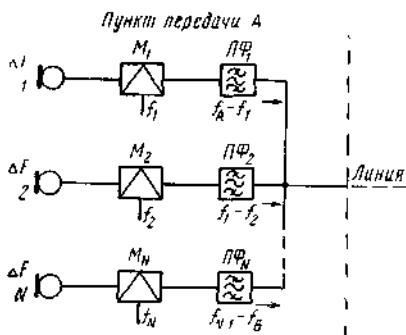


Рис. 2.2

ся полосой, отводимой на одну связь Δf , и числом осуществляемых связей

$$\Delta f_{\text{общ}} = f_B - f_A = \Delta f N. \quad (2.1)$$

Полоса частот каждого преобразованного сигнала Δf может быть равна или шире исходной полосы частот ΔF в зависимости от метода модуляции и условий передачи модулированных сигналов, т. е.

$$\Delta f \geq \Delta F. \quad (2.2)$$

Общая же полоса всех N преобразованных сигналов определится тогда из соотношения

$$\Delta f_{\text{общ}} \geq \Delta F N. \quad (2.3)$$

Найдем полосу частот Δf , необходимую для каждого сигнала при применении амплитудной модуляции. В различных системах многоканальной связи в зависимости от специфики их работы и области применения бывает технически возможно и целесообразно использовать различные методы передачи амплитудномодулированных сигналов:

1. В линию передаются токи двух боковых полос частот и несущей (рис. 2.3а). В этом случае

$$\Delta f = (f + F_{\text{макс}}) - (f - F_{\text{макс}}) = 2F_{\text{макс}}. \quad (2.4)$$

2. В линию передаются токи одной боковой полосы частот (верхней или нижней) и несущей (рис. 2.3б). При этом

$$\Delta f = (f + F_{\text{макс}}) - f = f - (f - F_{\text{макс}}) = F_{\text{макс}}. \quad (2.5)$$

3. В линию передаются токи одной боковой полосы частот (рис. 2.3в). Токи несущей частоты не передаются (этот случай рассмотрен в гл. 1). Тогда

$$\Delta f = (f + F_{\text{макс}}) - (f + F_{\text{мин}}) = (f - F_{\text{мин}}) - (f - F_{\text{макс}}) = F_{\text{макс}} - F_{\text{мин}} = \Delta F. \quad (2.6)$$

4. В линию передаются токи двух боковых полос частот без несущего тока (рис. 2.3г). Полоса частот Δf при этом будет определяться соотношением (2.4), т. е. $\Delta f = 2F_{\text{макс}}$.

5. В линию передаются колебания одной боковой полосы частот (например, верхней), несущей и части второй боковой полосы частот (рис. 2.3д). В данном случае

$$\Delta f = (f + F_{\text{макс}}) - (f - F_L). \quad (2.7)$$

Как видно, с точки зрения используемой полосы частот, более выгодным является 3-й способ ($\Delta f = \Delta F$). Применение этого способа позволяет получить максимальное число связей при заданной общей линейной полосе частот $\Delta f_{\text{общ}}$ либо уменьшить общую полосу частот при заданном числе связей N .

г

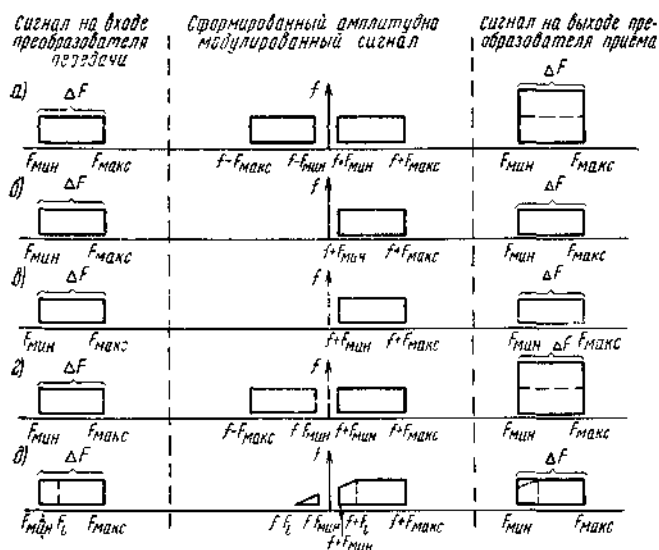


Рис. 2.3

Если для осуществления многократности по частоте применить частотную или фазовую (угловую) модуляцию, что бывает необходимо для получения более высокой помехозащищенности, то общая полоса частот будет во много раз шире, чем при амплитудной модуляции. Это объясняется следующим: при амплитудной модуляции структура сигнала полностью определяется одной парой боковых полос частот: нижней — $f - F_{\text{макс}} \div f - F_{\text{мин}}$ — и верхней — $f + F_{\text{мин}} \div f + F_{\text{макс}}$. При частотной или фазовой модуляции безыскаженный высокочастотный сигнал состоит из бесконечного ряда пар боковых частот. Однако токи значительной части этих боковых частот, начиная с n -й, имеют такие малые амплитуды, что с ними можно не считаться. Обычно не считаются с токами боковых частот, амплитуды которых не превышают 0,01 от амплитуды немодулированных колебаний несущей частоты. Это означает, что в

передаваемой полосе частот должно выполняться условие

$$A_n \geq 0,01 A_0. \quad (2.8)$$

Известно, что амплитуда колебания любой боковой частоты может быть определена следующим образом:

$$A_n = J_n(K) A_0, \quad (2.9)$$

где A_0 — амплитуда немодулированных колебаний несущей частоты; $J_n(K)$ — функция Бесселя первого рода n -го порядка от аргумента K .

Аргументом K в данном случае является индекс модуляции, который определяется соответственно для частотной и фазовой модуляций выражениями:

$$\left. \begin{aligned} K &= \Delta f_d / F_i \\ K &= \Delta \varphi \end{aligned} \right\}. \quad (2.10)$$

Здесь Δf_d — девиация (отклонение) несущей частоты от номинального значения; F_i — частота исходных колебаний; $\Delta \varphi$ — амплитуда фазового отклонения (радиан).

Таблица 2.1 туда фазового отклонения (радиан).

K	0,1	0,5	1	2	5	10	20
n	1	2	3	4	8	14	24

Помехоустойчивость системы тем выше, чем больше индекс модуляции. Но при увеличении K расширяется полоса частот Δf , используемая для передачи по тракту модулированного сигнала.

Действительно, если подставить в ур-ние (2.9) выражение (2.8), то получим

$$J_n(K) \geq 0,01. \quad (2.11)$$

Воспользовавшись таблицами функций Бесселя и выражением (2.11), можно найти зависимость $n = \varphi(K)$ при $A_n \geq 0,01$ (табл. 2.1). Необходимая полоса частот Δf для каждой осуществляемой связи равна:

$$\Delta f = 2F_{\max} n. \quad (2.12)$$

Из таблицы видно, что если, например, выбрать индекс модуляции в пределах от 5 до 20, то линейная полоса частот будет в 8÷24 раза шире полосы частот амплитудномодулированных колебаний, а по сравнению со способом передачи только одной боковой полосы частот (при амплитудной модуляции) в 16÷48 раз шире. Однако частотная модуляция создает условия для высокой помехозащищенности и поэтому, несмотря на расширение полосы частот, в некоторых случаях применяется при организации многоканальной связи.

Формирование сигналов при амплитудной модуляции осуществляется с помощью преобразователя — четырехполюсника, содержащего один или несколько нелинейных элементов.

Как известно, амплитудномодулированное колебание характеризуется тремя гармоническими составляющими, если сигнал, воздействующий (вместе с током несущей частоты) на нелинейный четырехполюсник, представлен в виде гармонического колебания $i_{\text{сигн}} = I_{\Omega} \cos(\Omega t + \varphi_{\Omega})$:

$$i_{\text{ам}} = I_{\omega} \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + \frac{m}{2} I_{\omega} \cos[(\omega - \Omega)t + (\varphi_{\omega} - \varphi_{\Omega})] + \frac{m}{2} I_{\omega} \cos[(\omega + \Omega)t + (\varphi_{\omega} + \varphi_{\Omega})] \quad (2.13)$$

I_{ω} — амплитуда тока несущей частоты; $m I_{\omega} / 2 = I_{\Omega}$ — амплитуда боковой частоты; m — коэффициент модуляции, величина которого определяется амплитудой тока сигнала I_{Ω} и параметрами элементов нелинейного четырехполюсника.

Если сигнал представлен в виде сложного колебания $i_{\text{сигн}} = \sum_{\Omega_{\kappa} = \Omega_{\text{мин}}}^{\Omega_{\text{макс}}} I_{\Omega_{\kappa}} \cos(\Omega_{\kappa} t + \varphi_{\Omega_{\kappa}})$, спектр которого ограничен полосой частот от $\Omega_{\text{мин}}$ до $\Omega_{\text{макс}}$, то амплитудномодулированное колебание запишется в виде

$$i_{\text{ам}} = I_{\omega} \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + \frac{I_{\omega}}{2} \sum_{\Omega_{\kappa} = \Omega_{\text{мин}}}^{\Omega_{\text{макс}}} m_{\Omega_{\kappa}} \cos[(\omega - \Omega_{\kappa})t + (\varphi_{\omega} - \varphi_{\Omega_{\kappa}})] + \frac{I_{\omega}}{2} \sum_{\Omega_{\kappa} = \Omega_{\text{мин}}}^{\Omega_{\text{макс}}} m_{\Omega_{\kappa}} \cos[(\omega + \Omega_{\kappa})t + (\varphi_{\omega} + \varphi_{\Omega_{\kappa}})] \quad (2.14)$$

где по аналогии с уравнением (2.13) $m_{\Omega_{\kappa}} I_{\omega} / 2 = I_{\Omega_{\kappa}}$ — амплитуда тока соответствующей боковой частоты $\omega \pm \Omega_{\kappa}$; $m_{\Omega_{\kappa}}$ — коэффициент модуляции по соответствующей составляющей тока сигнала с амплитудой $I_{\Omega_{\kappa}}$.

Уравнение (2.14) представляет собой спектр амплитудномодулированного сигнала — тока несущей частоты и токов составляющих двух боковых полос — нижней и верхней.

Наличие амплитудномодулированного сигнала на выходе нелинейного четырехполюсника легко усмотреть, если представить характеристику такого четырехполюсника в виде степенного полинома $u_{\text{вых}} = \sum_{\kappa=0}^n a_{\kappa} u_{\text{вх}}^{\kappa}$, где $u_{\text{вых}}$ — суммарное напряжение сигнала и несущей частоты, воздействующее на нелинейный четырехполюсник. При этом наряду с токами несущей частоты и двух боковых

¹⁾ Предполагается, что нелинейный четырехполюсник состоит из частотно-независимых элементов и, следовательно, не вносит дополнительных фазовых сдвигов.

полос на выходе четырехполюсника возникают дополнительные гармонические составляющие, которые определяются как гармоники и комбинационные частоты сигнала и несущей. Эти составляющие являются вредными и, если от них не удастся избавиться, сказываются в виде помех или искажений.

Данный вопрос сам по себе очень важный и будет обсужден специально. Пока будем интересоваться только полезными составляющими — токами несущей и боковых частот.

Исходный сигнал на приемной станции выделяется с помощью преобразователя, аналогичного преобразователю передачи. Точно так же, как любая частотная составляющая сигнала Ω_k в преобразователе передачи образует токи с частотами ω , $\omega + \Omega_k$ и $\omega - \Omega_k$, каждая из составляющих боковых частот, действуя (вместе с несущей частотой) на преобразователь приема, образует (наряду с другими составляющими) токи частот

$$\left. \begin{array}{l} (\omega + \Omega_k) - \omega \\ |(\omega - \Omega_k) - \omega| \end{array} \right\} = \Omega_k,$$

т. е. частотные составляющие исходного сигнала.

Рассмотрим особенности организации связи при различных изложенных выше методах передачи амплитудномодулированных сигналов.

Передача токов двух боковых полос частот и несущей. Этот метод кажется естественным, поскольку, как было показано, и колебания несущей частоты и колебания боковых полос частот участвуют в воспроизведении на приемной станции исходного сигнала. Если при этом фазовые соотношения сохраняются в соответствии с ур-нием (2.14), то исходный сигнал восстанавливается без искажений.

Ширина полосы частот, занимаемая в данном случае в тракте, равна согласно (2.4) удвоенному значению максимальной частоты сигнала. Одновременно заметим, что наряду с токами частот взаимодействия двух боковых полос $(\omega + \Omega_k) - (\omega - \Omega_k) = 2\Omega_k$, т. е. вторые гармоники частот исходного сигнала. Если эти частоты расположены внутри полосы частот сигнала ($\Omega_{\min} < 2\Omega_k < \Omega_{\max}$), то появляются искажения, которые невозможно устранить.

Передача токов одной боковой полосы частот и несущей. Этот метод передачи возможен благодаря тому, что составляющие исходного сигнала получаются при приеме в результате взаимодействия с частотой несущего тока каждой из боковых полос частот. Ширина полосы частот в тракте по (2.5) равна максимальной частоте сигнала.

В сравнении с первым данный метод обладает следующими достоинствами: в тракте используется вдвое меньшая полоса частот и на выходе преобразователя приема отсутствуют вторые гармоники частот исходного сигнала.

Недостатком указанного способа является уменьшение мощно-

ги восстановленного сигнала. Однако этот недостаток почти всегда легко устраняется соответствующим усилением сигнала.

Передача токов одной боковой полосы частот без несущей. Как видно из уравнения (2.13), состоящего из трех слагаемых, первое слагаемое, определяющее ток несущей частоты, не зависит от модулирующего сигнала, а второе и третье слагаемые содержат амплитуды, пропорциональные амплитуде модулирующего сигнала. Таким образом, ток несущей частоты, хотя и необходим для восстановления сигнала при приеме, не является носителем сигнала. Носителями являются токи боковых частот, изображающие спектр сигнала. Следовательно, нет необходимости передавать ток несущей частоты на участке тракта от выхода преобразователя передачи до входа преобразователя приема. Более того, при передаче токов несущей частоты возникают значительные осложнения, главное из которых заключается в том, что колебания несущей частоты должны обладать значительной мощностью. В соответствии с (2.13) $I_{\omega} / I_{\omega_0} = 2m$, а отношение мощностей несущей P_{ω} и боковой P_{ω_0} частот $P_{\omega} / P_{\omega_0} = 4/m^2$ (при частотнонезависимой нагрузке).

Так как в современных многоканальных системах связи коэффициент модуляции не превышает 0,2, а в ряде случаев значительно меньше, то мощность тока несущей частоты должна быть, по крайней мере, в 100 раз больше мощности тока боковой частоты. Такая большая мощность требует применения мощных усилительных устройств и не позволяет создавать системы с использованием многоканальных (групповых) усилителей. Кроме того, большая мощность тока несущей частоты вызывает большие помехи в каналах связи на параллельных цепях. Таким образом, становится понятным достоинство метода передачи амплитудномодулированного сигнала токами одной боковой полосы частот (без несущей частоты), тем более, что по (2.6) при этом способе в тракте используется минимальная полоса частот. Однако, чтобы осуществить связь при передаче амплитудномодулированного сигнала, содержащего ток одной боковой полосы частот, необходимо для выделения исходного сигнала восстановить несущую частоту, использовав местный генератор. При этом может оказаться, что он будет асинхронным (отличным по частоте) или асинфазным (отличным по фазе) по отношению к генератору передающей станции.

Если генератор приемной станции будет асинхронным, причем несущие частоты на передающей и приемной станциях будут отличаться на $\Delta\omega$, то это приведет к смещению полосы частот исходного сигнала ($\Omega_{\text{мин}} \div \Omega_{\text{макс}}$) на такую же величину $\Delta\omega$ (вверх или вниз по шкале частот). При телефонной связи асинхронность приводит к изменению характера звучания речи и уменьшению разборчивости (артикуляции). Допустимая в данном случае асинхронность равна ± 50 гц¹⁾. При тональном телеграфировании, переда-

¹⁾ При этом артикуляция уменьшится лишь на 13% при -50 гц и на 3% при $+50$ гц

че данных, а также при передаче программ звукового вещания асинхронность не должна превосходить по абсолютной величине $1 \div 2$ эц.

Асинфазность генераторов передающей и приемной станций практически приведет к тому, что составляющие исходного сигнала с частотами Ω_k сместятся на один и тот же фазовый угол $\Delta\varphi$, что несущественно для приема любой информации.

Передача токов двух боковых полос частот без несущей. Единственным достоинством этого способа передачи является возможность получения более мощного сигнала при приеме по сравнению с передачей токов одной боковой полосы частот без несущей. С другой стороны, при рассматриваемом способе передачи синхронность и синфазность генераторов играют большую роль. Асинхронность приводит к тому, что при преобразовании сигнала на приеме составляющие двух боковых частот, взаимодействуя с током несущей частоты, образуют колебания с частотами $(\omega + \Delta\omega) - (\omega - \Omega_k) = \Omega_k + \Delta\omega$ и $|(\omega + \Delta\omega) - (\omega + \Omega_k)| = \Omega_k - \Delta\omega$. Близкие друг к другу по частоте (отличаются на $2\Delta\omega$) эти колебания создают биения, что отрицательно сказывается при приеме информации (особенно телефонной и вещания).

Асинфазность генераторов приводит к появлению двух составляющих частоты Ω_k , отличающихся по фазе, так что значение тока сигнала может быть записано следующим образом:

$$i_2 = I_{\Omega_k} \cos[(\omega + \Omega)t - (\omega t + \Delta\varphi)] + I_{\Omega_k} \cos[(\omega t + \Delta\varphi) - (\omega - \Omega)t] = \\ = I_{\Omega_k} [\cos(\Omega_k t - \Delta\varphi) + \cos(\Omega_k t + \Delta\varphi)] = 2I_{\Omega_k} \cos \Delta\varphi \cos \Omega_k t. \quad (2.15)$$

Таким образом, по сравнению с синфазными генераторами ($\Delta\varphi = 0$) значение амплитуды тока сигнала уменьшается в $1/\cos \Delta\varphi$ раз. Если $\Delta\varphi$ равно $\pi/2$, то амплитуда тока становится равной нулю, т. е. сигнал не будет воспринят.

Сравнение всех четырех рассмотренных способов передачи амплитудномодулированных сигналов позволяет сделать вывод, что при создании систем связи выбор способа определяется технико-экономическими соображениями. В настоящее время наибольшее распространение получил третий способ — передача токов одной боковой полосы частот без несущей. По этому способу построены все современные многоканальные системы, использующие амплитудную модуляцию.

Первый способ применяется в системах частотного телеграфирования. Второй и четвертый способы почти не используются.

Передача токов одной боковой полосы частот, несущей частоты и части второй боковой полосы частот. По этому методу передаются амплитудномодулированные сигналы при организации телевизионного вещания по коаксиальному кабелю, так как полностью устранить одну из боковых полос частот не представляется возможным, поскольку несущая частота имеет значение нескольких мегагерц, а минимальная

ота телевизионного сигнала — несколько десятков герц. Если удалить частично одну из боковых полос при помощи идеально избирательного устройства — идеального фильтра (рис. 2.4а), при восстановлении сигнала на приемной станции неизбежны амплитудночастотные искажения в нижней части полосы частот одного сигнала (рис. 2.4б). Эти искажения возникают вследствие того, что колебания в полосе частот от Ω_1 до Ω_L обусловлены наличием в тракте двух боковых полос, а колебания от Ω_L до Ω_2 — только одной боковой полосы частот.

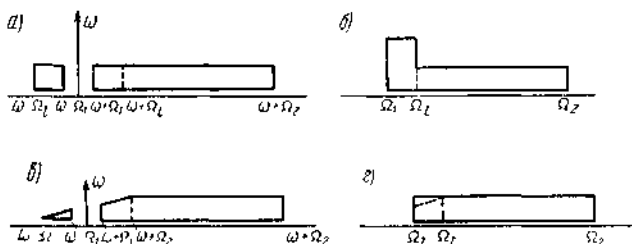


Рис 2.4

Если предположить, что на входе преобразователя приема входящие частот боковых полос имеют одинаковые амплитуды, то на выходе преобразователя приема амплитуды колебаний с частотами от Ω_1 до Ω_L будут в два раза больше, чем амплитуды колебаний с частотами от Ω_L до Ω_2 .

Чтобы избежать указанных искажений, необходимо применить избирательное устройство, называемое фильтром Найквиста, которое позволяет сформировать линейную полосу частот амплитудномодулированного сигнала так, как это показано на рис. 2.4в. Тем самым обеспечивается восстановление исходного сигнала (рис. 2.4б) в отношении амплитуд отдельных составляющих. При этом, однако, оказываются нарушенными фазовые соотношения, что особенно сказывается при приеме телевизионного сигнала.

Проведем анализ амплитудномодулированного сигнала, сформированного указанным выше способом. Воспользуемся понятием симметричного и антисимметричного распределений боковых полос при амплитудной модуляции.

Симметричное распределение боковых полос при амплитудной модуляции будет иметь место в том случае, если амплитуды колебаний боковых частот будут соответственно попарно равны между собой, т. е. $A_{\text{НК}} = A_{\text{БК}}$ (рис. 2.5а), и если фазовый угол колебания несущей частоты будет связан с фазовыми углами колебаний боковых частот следующими соотношениями (рис. 2.5б):

$$\Phi_{\text{БК}} = \Phi_{\omega} + \Phi_{\Omega_K}; \quad \Phi_{\text{НК}} = \Phi_{\omega} - \Phi_{\Omega_K} = 2\Phi_{\omega} - \Phi_{\text{БК}},$$

где A_{ω} и Φ_{ω} — амплитуда и фазовый угол тока несущей частоты ω ; $A_{\text{НК}}$ и $\Phi_{\text{НК}}$ — амплитуда и фазовый угол тока нижней боковой ча-

$A_{вк}$ и $\varphi_{вк}$ — амплитуда и фазовый угол тока верхней боковой частоты $\omega + \Omega_k$; $A_{зк}$ и $\varphi_{зк}$ — амплитуда и фазовый угол тока исходной частоты Ω_k .

Амплитудномодулированные колебания с симметричными боковыми частотами (см. рис. 2.5) могут быть описаны следующим аналитическим выражением:

$$\begin{aligned} \psi'(t) &= A_{\omega} \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + A_{вк} \cos[(\omega + \Omega_k)t + \varphi_{вк}] + \\ &+ A_{зк} \cos[(\omega - \Omega_k)t + \varphi_{зк}] = A_{\omega} \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + 2A_k \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) \times \\ &\times \cos(\Omega_k t + \varphi_{зк}) = A_{\omega} \left[1 + \frac{2A_k}{A_{\omega}} \cos(\Omega_k t + \varphi_{зк}) \right] \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) = \\ &= A_{\omega} [1 + m \cos(\Omega_k t + \varphi_{зк})] \cos(\omega t + \varphi_{\omega}). \end{aligned} \quad (2.16)$$

Преобразования в выражении (2.16) сделаны в предположении, что амплитуды токов соответствующих боковых частот равны

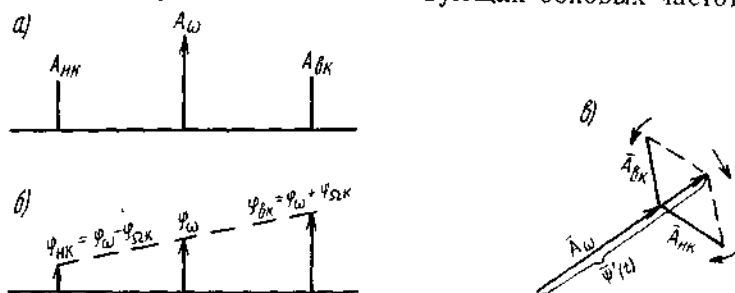


Рис. 2.5

между собой и связаны с амплитудой A_{ω} несущей частоты посредством коэффициента модуляции m , т. е. $A_{вк} = A_{зк} = A_k = mA_{\omega}/2$.

В соответствии с выражением (2.16) можно построить векторную диаграмму для амплитудномодулированных колебаний с симметричным распределением боковых частот (см. рис. 2.5в), характеризующую амплитудную модуляцию в чистом ее виде, т. е. амплитуда тока несущей частоты ω изменяется в строгом соответствии с изменением мгновенных значений тока исходных колебаний Ω_k .

Антисимметричное распределение боковых полос при амплитудной модуляции имеет место в том случае, если амплитуды колебаний боковых частот соответственно попарно равны между собой, но противоположны по знаку, т. е. $A_{вк} = -A_{зк}$ (рис. 2.6а), и если фазовый угол φ_{ω} колебания несущей частоты связан с фазовыми углами колебаний боковых частот $\varphi_{вк}$ и $\varphi_{зк}$ следующими соотношениями (рис. 2.6б): $\varphi_{вк} = \varphi_{\omega} + \varphi_{зк}$; $\varphi_{зк} = \varphi_{\omega} - \varphi_{вк} = 2\varphi_{\omega} - \varphi_{вк}$.

Как видно из рис. 2.6а, антисимметричное распределение боковых полос амплитудномодулированных колебаний предполагает смещение одной из боковых полос на 180° при сохранении указан-

ных ранее фазовых соотношений. Аналитическое выражение для амплитудномодулированных колебаний с антисимметричными боковыми частотами может быть записано следующим образом:

$$\begin{aligned} \psi''(t) &= A_{\omega} \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) + A_{\kappa} \cos[(\omega + \Omega_{\kappa})t + \varphi_{\text{БК}}] - A_{\kappa} \cos[(\omega - \Omega_{\kappa})t + \varphi_{\text{БК}}] = \\ &= A_{\omega} \cos(\omega t + \varphi_{\omega}) - 2A_{\kappa} \sin(\Omega_{\kappa} t + \varphi_{\Omega_{\kappa}}) \sin(\omega t + \varphi_{\omega}) = \\ &= A_{\omega} [\cos(\omega t + \varphi_{\omega}) - m \sin(\Omega_{\kappa} t + \varphi_{\Omega_{\kappa}}) \sin(\omega t + \varphi_{\omega})]. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Из выражения (2.17) видно, что функция $\psi''(t)$ определяется двумя слагаемыми. Первое слагаемое, определяющее колебание несущей частоты, находится в квадратуре (сдвинуто на 90°) по

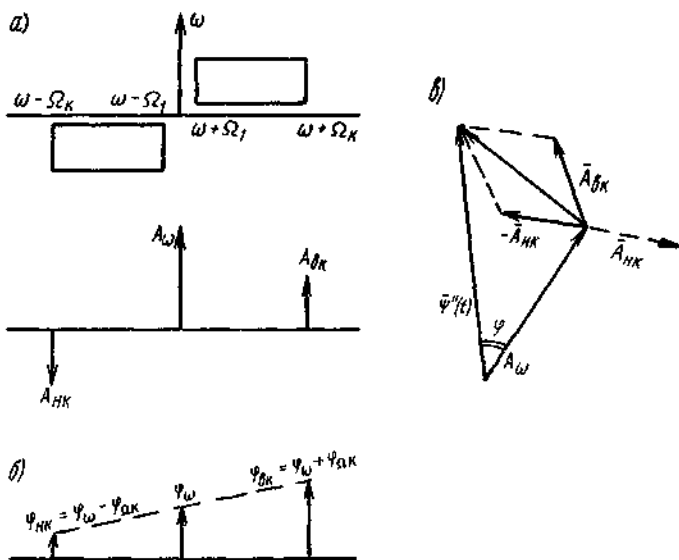


Рис. 2.6

отношению ко второму слагаемому (ортогональная составляющая), представляющему собой пару антисимметричных боковых частот. Векторная диаграмма, соответствующая выражению (2.17), представлена на рис. 2.6в.

Покажем теперь, что амплитудномодулированный сигнал, сформированный в соответствии с рис. 2.4в и называемый несимметричной парой боковых полос, можно представить суммой симметричной и антисимметричной пар боковых полос. Рассмотрим колебания пары несимметричных боковых частот с произвольными фазами и амплитудами $B_1 \cos\{(\omega + \Omega)t + (\varphi_{\omega} + \varphi_1)\}$ и $B_2 \cos\{(\omega - \Omega)t + (\varphi_{\omega} - \varphi_2)\}$ при несущей частоте $A_{\omega} \cos(\omega t + \varphi_{\omega})$. Сумма колебаний боковых частот такого вида будет

$$\begin{aligned}
& B_1 \cos[(\omega + \Omega)t + (\varphi_\omega + \varphi_1)] + B_2 \cos[(\omega - \Omega)t + (\varphi_\omega - \varphi_2)] = \\
& = B_1 [\cos(\omega t + \varphi_\omega) \cos(\Omega t + \varphi_1) - \sin(\omega t + \varphi_\omega) \sin(\Omega t + \varphi_1)] + \\
& + B_2 [\cos(\omega t + \varphi_\omega) \cos(\Omega t + \varphi_2) + \sin(\omega t + \varphi_\omega) \sin(\Omega t + \varphi_2)] = \\
& = [B_2 \cos(\Omega t + \varphi_2) + B_1 \cos(\Omega t + \varphi_1)] \cos(\omega t + \varphi_\omega) + \\
& + [B_2 \sin(\Omega t + \varphi_2) - B_1 \sin(\Omega t + \varphi_1)] \sin(\omega t + \varphi_\omega) = \\
& = A_c \cos(\Omega t + \Theta_c) \cos(\omega t + \varphi_\omega) + A_0 \sin(\Omega t + \Theta_0) \sin(\omega t + \varphi_\omega), \quad (2.18)
\end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned}
\text{где} \quad A_c &= \sqrt{B_1^2 + B_2^2 + 2B_1 B_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)} \\
\Theta_c &= \arctg \frac{B_1 \sin \varphi_1 + B_2 \sin \varphi_2}{B_1 \cos \varphi_1 + B_2 \cos \varphi_2} \\
A_0 &= \sqrt{B_1^2 + B_2^2 - 2B_1 B_2 \cos(\varphi_2 - \varphi_1)} \\
\Theta_0 &= \arctg \frac{B_1 \sin \varphi_1 - B_2 \sin \varphi_2}{B_1 \cos \varphi_1 - B_2 \cos \varphi_2}
\end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

Сравнивая выражение (2.18) с (2.16) и (2.17), видим, что первое слагаемое в (2.18) представляет собой синфазную компоненту и является симметричной парой боковых с амплитудами $A_c/2$, а второе слагаемое — ортогональная компонента — является антисимметричной парой с амплитудами $A_0/2$.

Наличие ортогональной компоненты приводит, как ясно из рис. 2.6в, не только к амплитудной модуляции (т. е. к изменению амплитуды несущей частоты под воздействием исходных колебаний), но и к нежелательной (паразитной) фазовой модуляции, обусловленной дополнительным фазовым смещением несущей частоты на угол φ , переменным во времени и зависящим от колебания исходной частоты Ω_k . Паразитная фазовая модуляция вызывает появление так называемых квадратурных искажений, т. е. изменение формы огибающей амплитудномодулированных сигналов и формы исходных сигналов на выходе преобразователя приема.

Пользуясь выражением (2.18), можно сделать весьма важный вывод: амплитудномодулированный сигнал, сформированный в виде одной боковой полосы частот, может быть представлен, как предельный случай несимметричной пары боковых полос, когда амплитуды составляющих одной из боковых полос равны нулю. Если, например, считать $B_2 = 0$, то по (2.19) получим

$$A_c = A_0 = B_1. \quad (2.20)$$

Таким образом, амплитудномодулированные колебания в виде одной боковой полосы частот могут быть получены как сумма двух пар — симметричной и антисимметричной — с одинаковыми амплитудами, равными $B_1/2$. Такой способ формирования амплитудномодулированного сигнала в виде одной боковой полосы частот реализуется с помощью так называемых фазоразностных схем

модуляции. При этом значительно упрощаются требования к фильтру, включаемому в схему преобразователя передачи.

Наиболее распространенная фазоразностная схема представлена на рис. 2.7. Схема содержит два плеча. Плечо *I* необходимо для получения амплитудномодулированных колебаний с симметричными боковыми полосами, а плечо *II* — для получения амплитудномодулированных колебаний с антисимметричными боковыми полосами. Сумма токов, поступающих из двух указанных плеч, содержит колебания только одной боковой полосы частот. Предположим, что на вход фазоразностной схемы модулятора, т. е. на входное развязывающее устройство, подается исходная полоса частот

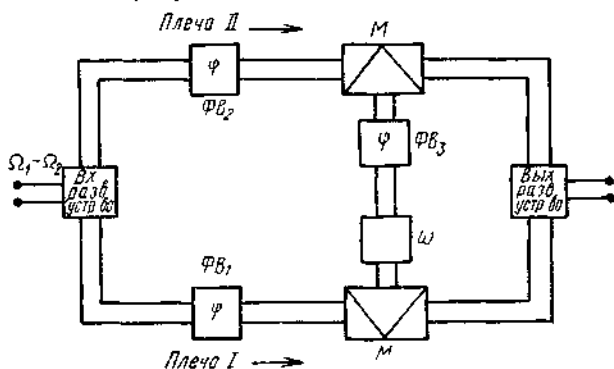


Рис 2 7

$\Omega_1 \div \Omega_2$. Тогда можно напряжение исходного колебания любой частоты, действующего на входе модулятора ступени в плече *I*, обозначить следующим образом:

$$u'_{\text{вх}} = U'_{\Omega_k} \cos(\Omega_k t + \varphi_{\Omega_k}). \quad (2.21)$$

Напряжение исходного колебания любой частоты, действующего на входе модуляторной ступени плеча *II*, будет

$$u''_{\text{вх}} = U''_{\Omega_k} \cos\left(\Omega_k t + \varphi_{\Omega_k} + \frac{\pi}{2}\right), \quad (2.22)$$

если фазовращатель ΦB_2 обуславливает сдвиг по фазе на 90° (т. е. на $\pi/2$) для всех составляющих исходных колебаний, поступающих на модуляторную ступень плеча *II*, по сравнению с аналогичными колебаниями, поступающими на модуляторную ступень плеча *I*.

Модуляторные ступени обычно выполняются по двойной балансной (кольцевой) схеме, вследствие чего на выходе имеют место главным образом составляющие боковых частот:

— на выходе модулятора первого плеча симметричная пара

$$i'_{\text{вых}} = I'_1 \cos[(\omega - \Omega_k)t + \varphi_{\omega} - \varphi_{\Omega_k}] + I'_1 \cos[(\omega + \Omega_k)t + \varphi_{\omega} + \varphi_{\Omega_k}]; \quad (2.23)$$

— на выходе модулятора второго плеча антисимметричная пара

$$\begin{aligned} i_{\text{вых}}^* &= I_1^* \cos \left[(\omega - \Omega_k) t + \varphi_\omega + \frac{\pi}{2} - \varphi_{\Omega_k} - \frac{\pi}{2} \right] + \\ &+ I_1^* \cos \left[(\omega + \Omega_k) t + \varphi_\omega + \frac{\pi}{2} + \varphi_{\Omega_k} + \frac{\pi}{2} \right] = \\ &= I_1^* \cos [(\omega - \Omega_k) t + \varphi_\omega - \varphi_{\Omega_k}] - I_1^* \cos [(\omega + \Omega_k) t + \varphi_\omega + \varphi_{\Omega_k}] \end{aligned} \quad (2.24)$$

Здесь φ_ω — фазовый угол тока несущей частоты ω в первом плече; $\varphi_\omega + \pi/2$ — фазовый угол тока несущей частоты ω во втором плече.

Ток на выходе фазоразностной схемы определяется суммой токов, проходящих по отдельным плечам схемы. Если $I_1' = I_1'' = I_1$, то

$$i_{\text{вых}} = i_{\text{вых}}' + i_{\text{вых}}'' = 2I_1 \cos [(\omega - \Omega_k) t + \varphi_\omega - \varphi_{\Omega_k}]. \quad (2.25)$$

Из выражений (2.23), (2.24) и (2.25) можно сделать вывод, что степень подавления одной из боковых полос (в данном случае верхней) определяется точностью фазирования в каждом из плеч схемы, а также соотношением амплитуд токов I_1' и I_1'' . Если необходимо подавить не верхнюю, а нижнюю боковую полосу частот, то для этого достаточно изменить фазовый угол тока несущей частоты, который подается на модулятор второго плеча фазоразностной схемы так, чтобы он был равен $\varphi_\omega - \pi/2$ вместо $\varphi_\omega + \pi/2$.

Для оценки степени подавления токов одной из боковых полос частот (в нашем случае верхней) можно, воспользуясь ур-ниями (2.23) и (2.24), написать

$$\begin{aligned} i_{\text{вых}(\omega+\Omega)} &= I_1' \cos [(\omega + \Omega) t + \varphi_I] - I_1'' \cos [(\omega + \Omega) t + \varphi_{II}] = \\ &= I_{(\omega+\Omega)} \cos [(\omega + \Omega) t + \Theta], \end{aligned} \quad (2.26)$$

где

$$\left. \begin{aligned} I_{(\omega+\Omega)} &= \sqrt{I_1'^2 + I_1''^2 - 2I_1' I_1'' \cos(\varphi_I - \varphi_{II})} \\ \Theta &= \text{arc tg} \frac{I_1' \sin \varphi_I - I_1'' \sin \varphi_{II}}{I_1' \cos \varphi_I - I_1'' \cos \varphi_{II}} \end{aligned} \right\} \quad (2.27)$$

Неточность фазирования обозначим величиной $\Delta\varphi = \varphi_I - \varphi_{II}$, а расхождение амплитуд (асимметрия схемы) — коэффициентом $\alpha = I_1''/I_1'$. Тогда

$$I_{(\omega+\Omega)} = \sqrt{I_1'^2 + \alpha I_1'^2 - 2\alpha I_1'^2 \cos \Delta\varphi} = I_1' \sqrt{\alpha^2 - 2\alpha \cos \Delta\varphi + 1}. \quad (2.28)$$

Введем понятие о затухании подавляемой боковой полосы a , так что $a = \ln |(I_1' + I_1'')/I_{(\omega+\Omega)}|$. Тогда

$$a = \ln \left| \frac{I_1'(1 + \alpha)}{I_1' \sqrt{\alpha^2 - 2\alpha \cos \Delta\varphi + 1}} \right| = \ln \left| \frac{1 + \alpha}{\sqrt{\alpha^2 - 2\alpha \cos \Delta\varphi + 1}} \right|. \quad (2.29)$$

(Из этого уравнения можно получить значения затухания при $\Delta\varphi=0$ (точное фазирование) и при $\alpha=1$ (равенство амплитуд):

$$\alpha_{\alpha=1} = \ln \sqrt{\frac{2}{1 - \cos \Delta\varphi}} \cong 0,35 \text{ nep} - \frac{1}{2} \ln (1 - \cos \Delta\varphi), \quad (2.30)$$

$$\alpha_{\Delta\varphi=0} = \ln \left| \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} \right|. \quad (2.31)$$

Графики изменения затухания в зависимости от неточности фазирования при различных значениях α показаны на рис. 2.8. Из них следует, что степень подавления боковой полосы частот в сильной степени зависит от асимметрии схемы. При значительной асимметрии затухание токов подавляемой полосы частот мало зависит от неточности фазирования. Поэтому для удовлетворительной работы фазоразностной схемы следует стремиться к уменьшению асимметрии токов и только после этого тщательно фазировать схему.

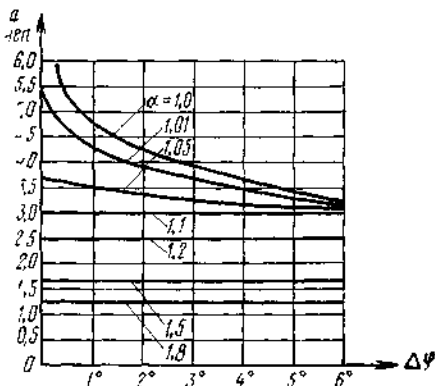


Рис. 2.8

В заключение необходимо отметить, что в отношении тока используемой боковой полосы частот даже относительно большая неточность фазирования не оказывает почти никакого действия, а асимметрия токов схемы является совершенно несущественным фактором и сказывается в незначительном увеличении затухания передаваемой полосы частот.

§ 2.2. Многократное преобразование

При построении аппаратуры многоканальных систем связи используют, как правило, многократное преобразование частоты в передающей и приемной частях аппаратуры. Многократное преобразование заключается в том, что спектр частот исходного сигнала преобразуется на передающей станции в линейный спектр не непосредственно (одной ступенью преобразования), а двумя и более ступенями. Аналогично, но в обратном порядке преобразуется на приемной станции линейный спектр в спектр исходного сигнала. При этом преобразованию могут быть подвергнуты индивидуальные сигналы (индивидуальное преобразование) и суммарный — групповой — сигнал (групповое преобразование).

Многократное преобразование позволяет преодолеть технические трудности, связанные с формированием линейного спектра частот, а также создавать экономичные системы. Кроме того, оно дает возможность применять стандартное оборудование для раз-

...ных систем, более рационально использовать лишнюю полосу частоты, применять простые и дешевые фильтры для выделения требуемых полос частот, преобразовывать исходный сигнал в том случае, если исходная и линейная полосы частот частично совпадают, как это показано на рис. 2.9. Из рис. 2.9 видно, что с помощью одной ступени преобразования переместить исходную полосу частот $F_1 \div F_2$ в линейную полосу $f_1 \div f_2$ невозможно, так как при этом будет иметь место непосредственное влияние частот $F_k \div F_2$ с входа преобразователя на соответствующие частоты $f_1 \div f_l$ на выходе данного преобразователя.

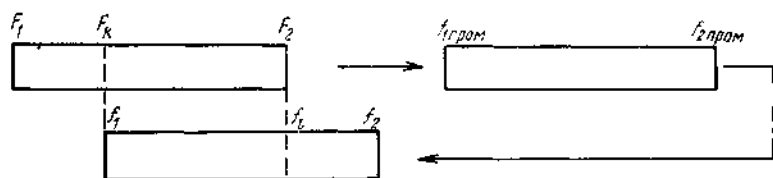


Рис. 2.9

Во избежание непосредственного переходного влияния применяется метод с использованием двух ступеней преобразования. Первая ступень преобразования необходима для перемещения исходной полосы $F_1 \div F_2$ в промежуточную полосу $f_{1\text{пром}} \div f_{2\text{пром}}$, которая не должна совпадать ни с исходной, ни с линейной полосой, а вторая ступень преобразования необходима для перемещения промежуточной полосы $f_{1\text{пром}} \div f_{2\text{пром}}$ в линейную полосу $f_1 \div f_2$.

Для линейной полосы частот, полученной в результате многократного преобразования, введено понятие о виртуальной частоте преобразования.

Виртуальной частотой преобразования называется фиктивная несущая частота, с помощью которой можно было бы исходную полосу частот сигнала переместить в линейную (результатирующую) полосу путем однократного преобразования. Иными словами, виртуальной является такая частота в линейной полосе, которая соответствует нулевой частоте в исходном сигнале.

На рис. 2.10 приведен пример перемещения спектров частот при многократном преобразовании. Исходные полосы (0,15 ÷ 3,55 кГц) 12 телефонных сигналов превращаются в общие линейные полосы I или II с применением трех ступеней преобразования¹⁾. В первой ступени преобразования (индивидуальной) используется несущая частота 108 кГц для исходной полосы частот первого сигнала, 104 кГц — второго и, наконец, 64 кГц — для двенадцатого сигнала, после чего общая полоса частот 60 ÷ 108 кГц подвергается групповому преобразованию несущей частотой 340 кГц, в результате получается промежуточная полоса 400 ÷ 448 кГц, которая, в свою

¹⁾ Передача амплитудномодулированных сигналов осуществляется при этом с помощью одной боковой полосы частот.

очередь, преобразуется в линейную полосу частот *I* при помощи второго группового преобразования несущей частотой 484 кГц или в линейную полосу *II* при помощи второго группового преобразования несущей частотой 364 кГц.

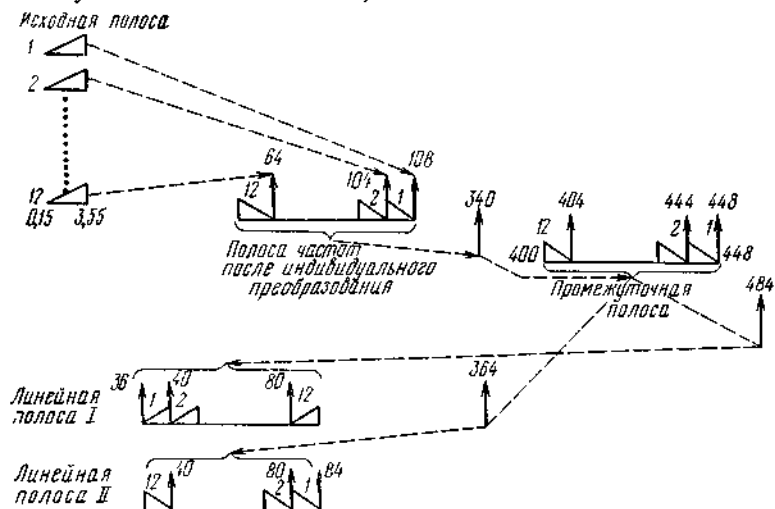


Рис. 2.10

Для линейной полосы *I* виртуальными частотами будут 36 кГц для первой исходной полосы частот, 40 кГц — для второй и 80 кГц — для двенадцатой. Для линейной полосы *II* виртуальными частотами будут 84 кГц для первой исходной полосы частот, 40 кГц — для второй и 40 кГц — для двенадцатой.

§ 2.3. Классификация многоканальной аппаратуры

При построении многоканальной аппаратуры необходимо учитывать возможность ее использования для передачи различных видов информации. В настоящее время большинство каналов многоканальных систем занято телефонной связью. Телефонные каналы являются каналами двустороннего действия; все другие каналы (телеграфные, вещания и т. д.) — односторонние.

Классификация многоканальной аппаратуры может быть произведена по различным признакам.

По назначению аппаратура подразделяется на оконечную и промежуточную или трансляционную. *Оконечная* аппаратура располагается на оконечных станциях и предназначена, главным образом, для формирования модулированного сигнала, передаваемого в линию, и для восстановления исходных сигналов из приходящих в линии модулированных сигналов. Таким образом, оконечная аппаратура содержит передающую и приемную части.

Промежуточная или трансляционная аппаратура предназначена для усиления передаваемых сигналов с целью увеличения дальности связей. Основным оборудованием являются усилительные и корректирующие устройства.

В основу построения любой многоканальной системы связи положен стандартный канал тональной частоты (тч) — совокупность устройств, обеспечивающих передачу информации от источника сообщения к получателю в спектре частот $0,3 \div 3,4$ кГц. (Этот спектр соответствует спектру частот телефонной связи.)

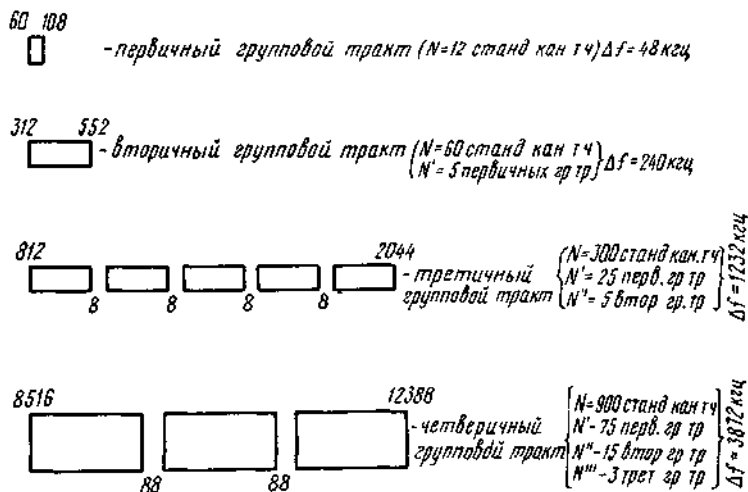


Рис. 2.11

По числу стандартных каналов тональной частоты различается аппаратура с малым числом каналов (до трех) и с большим числом каналов (кратным двенадцати). Многоканальная аппаратура состоит из индивидуальной и групповой частей. К индивидуальной части относятся все устройства (узлы), которые используются для передачи информации от одного независимого источника. Такие устройства повторяются столько раз, сколько связей необходимо получить. К групповой части относятся все устройства (узлы), предназначенные для передачи групповых сигналов от всех или части источников информации.

Международным консультативным комитетом по телефонии и телеграфии (МККТТ) рекомендовано применять следующее стандартное оборудование, с помощью которого сигналы от отдельных источников информации со спектром $0,3 \div 3,4$ кГц преобразовываются при передаче, образуя групповой сигнал, и восстанавливаются при приеме:

- 1) первичный групповой тракт;
- 2) вторичный групповой тракт;

- 3) третичный групповой тракт;
- 4) четверичный групповой тракт.

Спектр частот и число сигналов, соответствующие этим групповым трактам, показаны на рис. 2.11. Полоса частот первичного группового тракта ($60 \div 108$ кГц) рассчитана на 12 стандартных каналов тч и формируется с помощью 12 индивидуальных преобразователей частоты. Несущие частоты при этом кратны 4 кГц и равны 64, 68, ..., 108 кГц. Полоса частот вторичного группового тракта ($312 \div 552$ кГц) рассчитана на 60 стандартных каналов тч и образуется из 5 первичных групповых трактов. Полоса частот третичного группового тракта ($812 \div 2044$ кГц) рассчитана на 300 стандартных каналов тч и формируется из спектров частот 5 вторичных групповых трактов. Полоса частот четверичного группового тракта ($8516 \div 12388$ кГц) рассчитана на 900 стандартных каналов тч и формируется преобразованием спектров частот 3 третичных групповых трактов.

Таким образом, каскадное включение группового оборудования в зависимости от числа каналов системы позволяет путем многократного преобразования сформировать групповой сигнал для передачи в линию и выделить исходные сигналы из группового, переходящего с линии.

§ 2.4. Загрузка группового тракта систем с частотным разделением сигналов

В современных многоканальных системах связи сформированные отдельные сигналы объединяются для передачи по тракту, образуя широкополосный групповой сигнал. Полоса частот группового сигнала при этом определяется полосой частот отдельных сигналов и их числом.

Для обеспечения качественной связи характеристики оборудования группового тракта должны удовлетворять весьма жестким требованиям, которые определяются, главным образом, необходимостью гарантировать допустимую помехозащищенность в каналах связи. С этой точки зрения подлежат подробному исследованию вопросы загрузки группового тракта и виды помех, возникающих в групповом тракте.

Под *загрузкой* группового тракта понимают полезную мощность многоканального (группового) сигнала, которая определяется мощностью индивидуальных сигналов, их числом и законом суммирования. Результирующая полезная мощность многоканального сигнала на выходе любого квазилинейного четырехполюсника (четырёхполюсники со слабой нелинейностью, к которым практически относятся все узлы аппаратуры, кроме преобразователей частоты) не должна с заданной вероятностью превышать установленной величины, называемой *порогом перегрузки*.

В соответствии с рекомендацией МККТТ порог перегрузки четырехполюсника определяется таким абсолютным выходным уров-

нем синусоидального сигнала по мощности¹⁾, увеличение которого, вызванное повышением сигнала на входе на $0,1 \text{ nep}$ ($\sim 1 \text{ дб}$), приводит к увеличению абсолютного уровня по мощности третьей гармоники на $2,3 \text{ nep}$ ($\sim 20 \text{ дб}$). Поскольку третья гармоника сигнала может выходить за пределы полосы передачи рассматриваемого четырехполюсника, МККТТ рекомендует и другой способ определения порога перегрузки: при подключении ко входу четырехполюсника двух синусоидальных колебаний с частотами f_1 и f_2 и одинаковыми амплитудами порог перегрузки оценивается уровнем, который на $0,7 \text{ nep}$ ($\sim 6 \text{ дб}$) выше таких абсолютных уровней по мощности каждого из колебаний на выходе четырехполюсника, увеличение которых, вызванное повышением каждого из колебаний на входе четырехполюсника на $0,1 \text{ nep}$ ($\sim 1 \text{ дб}$), приводит к увеличению абсолютного уровня по мощности комбинационного продукта с частотой $2f_1 - f_2$ на $2,3 \text{ nep}$ ($\sim 20 \text{ дб}$).

Обе приведенные рекомендации для определения порога перегрузки являются равнозначными.

Методика расчета результирующей мощности многоканального сигнала зависит от характера индивидуальных сигналов. Современные многоканальные системы позволяют передавать различные виды информации: телефонную, телеграфную, фототелеграфную, вещания и др. Фактически загрузка группового тракта зависит от составляющих всех сигналов и соотношения их числа в каждом конкретном случае. Расчет загрузки в этих условиях является сложной задачей. Так как в настоящее время подавляющая часть стандартных каналов тч многоканальных систем используется для телефонной связи, то целесообразно рассмотреть загрузку группового тракта при передаче только телефонной информации. При этом следует учитывать специфические условия осуществления телефонной связи. Последние заключаются, во-первых, в том, что между отдельными словами и фразами должны существовать паузы, являющиеся составной частью речи, а во-вторых, в том, что необходимо учитывать поочередность передачи речевой информации между говорящими абонентами. Для учета указанных условий вводится понятие об активности телефонного канала.

Активным называется телефонный канал, по которому в данный момент ведется передача речевой информации (паузы между слогами не принимаются во внимание). Массовое обследование показало, что в каждом направлении передачи телефонный канал активен только 25—33% всего времени. Таким образом, вероятность загрузки канала в каждом направлении передачи $\tau = 0,25 \div \div 0,33$.

Так как число активных каналов является случайной функцией времени и может изменяться от 0 до N (где N — общее число каналов системы), то для определения их числа можно воспользо-

¹⁾ Определение уровней дано в гл. 4.

ваться известной из теории вероятностей формулой Бернулли:

$$p_N(n) = \frac{N!}{(N-n)! n!} \tau^n (1-\tau)^{N-n}, \quad (2.32)$$

где n — число активных каналов; $p_N(n)$ — вероятность того, что из N общего числа каналов n каналов будут активными с вероятностью превышения ε .

Величина ε может быть определена следующим образом. Из ф-лы (2.32) можно получить распределение числа активных каналов. Вероятность того, что активным может быть любое число каналов от нуля до n , выражается формулой

$$F(n) = \sum_{m=0}^n \frac{N!}{m! (N-m)!} \tau^m (1-\tau)^{N-m}. \quad (2.33)$$

Следовательно, вероятность превышения ε заданного числа активных каналов можно рассматривать как противоположное событие, т. е. $\varepsilon = 1 - F(n)$. В частном случае, если задаться $n = N$, то $F(n) = 1$ и $\varepsilon = 0$.

Практически число активных каналов n , принимаемых в расчет для определения загрузки группового тракта, вычисляется из условия допустимости кратковременных перегрузок, которые не сказываются на качестве передачи. При загрузке тракта только телефонными сигналами задаются $\varepsilon = 0,001 \div 0,01$. На рис. 2.12 показана зависимость числа активных каналов от общего числа каналов системы при $\varepsilon = 0$ и $\varepsilon = 0,01$, а также прямая $n = \tau N$ (при $\tau = 0,25$), представляющая собой математическое ожидание. Число активных каналов приведено также в табл. 2.2. При очень большом чис-

Таблица 2.2

N	3	12	24	60	240	480	1000	1800	4000	Примечание
n	3	7	12	22	88	150	255	453	1000	$\tau = 0,25, \varepsilon = 0,01$

ле каналов ($n \geq 4000$) число активных каналов практически равно математическому ожиданию.

Вторым фактором, определяющим загрузку группового тракта, является мощность отдельных сигналов.

Рассматривая телефонные сигналы как случайные функции времени, необходимо отметить, что их мгновенные значения изменяются в широких пределах. Вероятность совпадения максимальных величин всех сигналов, загружающих групповой тракт, весьма мала, причем она тем меньше, чем больше число каналов системы. В связи с этим введено понятие о средней мощности телефонного сигнала, которое определено статистически, путем большого числа измерений специальным интегрирующим прибором (волюметром)

с временем интеграции порядка 200 мсек. Установлено, что в точке с нулевым относительным уровнем средняя мощность равна 32 мквт или -1.73 неп.

Для определения уровня средней мощности многоканального (группового) сигнала в точке с нулевым относительным уровнем

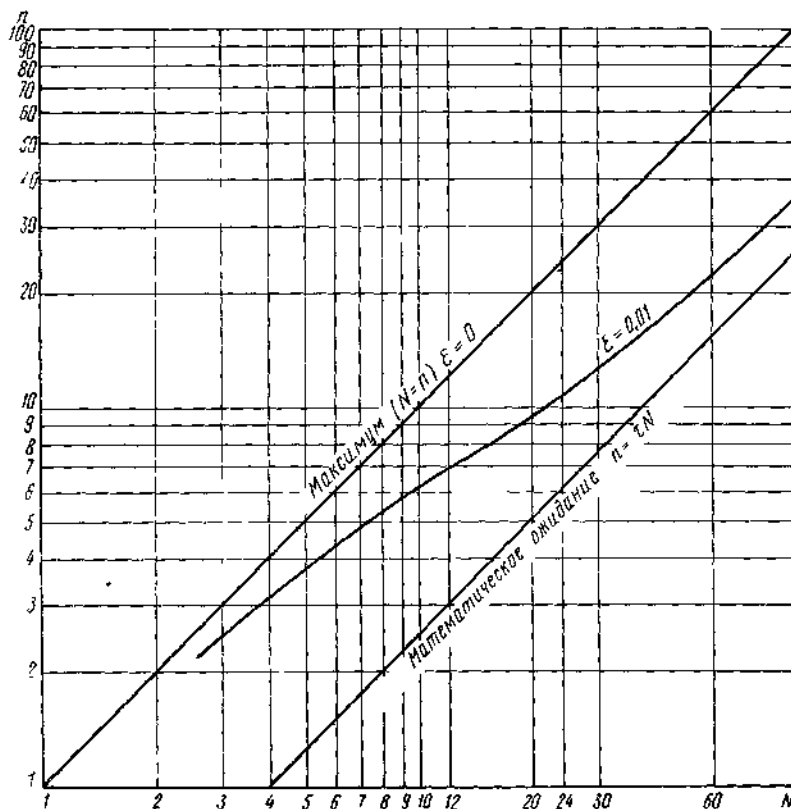


Рис. 2.12

(превышение над относительным уровнем) МККТТ рекомендует пользоваться следующими формулами:

$$\Delta p_{\text{ср}} = -1,73 + \frac{1}{2} \ln N \text{ при } N \geq 240, \quad (2.33)$$

$$\Delta p_{\text{ср}} = -0,115 + \frac{1}{5} \ln N \text{ при } 12 \leq N \leq 240. \quad (2.34)$$

Значения $\Delta p_{\text{ср}}$ в зависимости от числа каналов N приведены на рис. 2.13. Необходимо подчеркнуть, что формулы действительны при условии, что по всем каналам системы установлены одинаковые относительные уровни.

Если в рассматриваемой точке тракта относительный уровень в каждом канале равен p_0 , то средний уровень группового сигнала соответственно увеличивается на p_0 . Можно написать

$$P_{\text{ср}} = e^2 (p_0 + \Delta p_{\text{ср}}), \text{ мвт.} \quad (2.35)$$

При окончательном определении безыскаженной мощности (порога перегрузки), на которую должны быть рассчитаны узлы группового тракта (главным образом, усилители), принимают во внимание суммарную мощность многоканального сигнала. Последняя

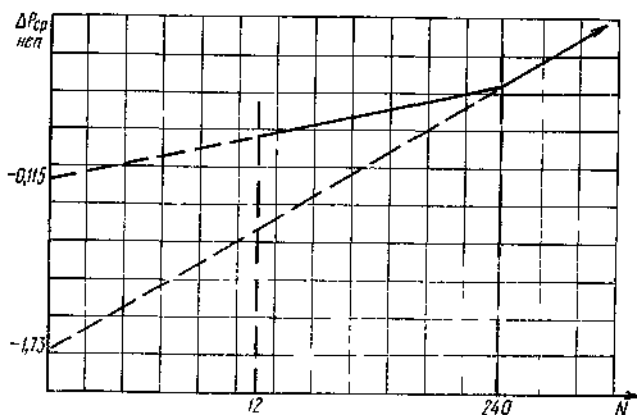


Рис. 2.13

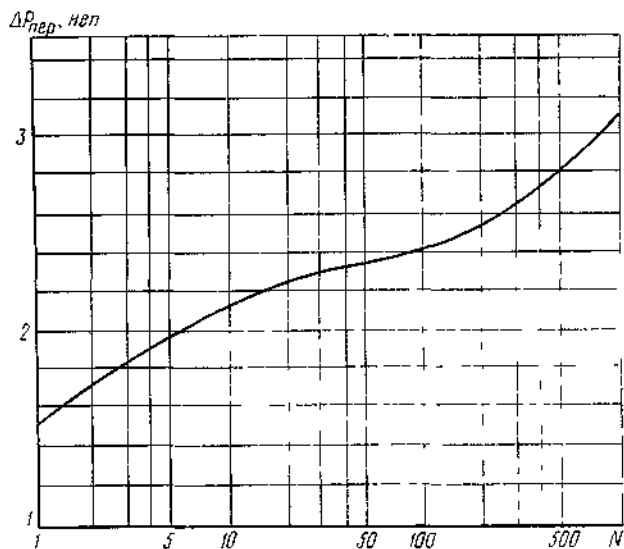


Рис. 2.14

может быть превышена с вероятностью не более 0,01. Суммарная мощность оказывается существенно больше средней мощности группового сигнала и называется *пиковой мощностью*. На рис. 2.14 приведен график зависимости пиковой мощности многоканального сигнала от числа каналов системы в точке с нулевым относительным уровнем.

При использовании стандартных каналов тональной частоты для передачи различных видов информации безыскаженная мощность зависит от того, как распределено общее число каналов системы по отдельным видам информации. В качестве примера в табл. 2.3 приведены рекомендуемые значения мощностей в точке

Таблица 2.3

Вид информации	Средняя мощность		Максимальная мощность		Число стандартных каналов тч
	мквт	нпв	мквт	нпв	
Телефонирование	32	-1,73	2220	+0,4	1567
Тональное телеграфирование (система с частотной модуляцией)	135	-1,0	2220	+0,4	13
Фототелеграфирование (система с частотной модуляцией)	100	-1,15	100	-1,15	5
Передача данных	50	-1,5	100	-1,15	305
Вещание (для каждого канала используются три стандартных канала тч)	545 (за час) 2230 (за минуту) 4500 (за секунду)	-0,3 +0,4 +0,75	7390	+1,0	30

с нулевым относительным уровнем в стандартном канале тч многоканальной системы коаксиального кабеля К-1920 (1920 каналов).

§ 2.5. Помехи в каналах и групповых трактах многоканальных систем связи с частотным разделением

КЛАССИФИКАЦИЯ ПОМЕХ

Посторонние электрические колебания, которые появляются в каналах и групповых трактах многоканальной аппаратуры, именуется помехами.

Помехи можно подразделить на совпадающие и несовпадающие. *Совпадающими помехами* называются такие, которые совпадают по характеру с сигналами полезно передаваемой информации. Так, при телефонной связи такой помехой является внятный переходный разговор. При передаче телевизионной или фототелеграфной информации совпадающая помеха обуславливает появ-

ление соответственно подвижного или неподвижного дополнительного изображения и т. д.

Указанные помехи считаются совершенно недопустимыми, поэтому они должны быть сведены к минимуму (практически устранены) или превращены в несопадающие помехи допустимой величины.

Несопадающими помехами называются такие, которые по характеру не совпадают с передаваемой полезной информацией, как, например, флуктуационные (хаотические) — белый шум, импульсные, периодические. Так как эти помехи оказывают различное мешающее воздействие на различные виды передаваемой информации, то действие их оценивается специальными измерительными приборами (измерительными устройствами).

К таким приборам относятся: псофометр при передаче телефонной информации, специальное измерительное устройство с взвешивающим контуром при передаче телевизионной информации и т. д.

Если источники помех находятся вне данного канала (или данного группового тракта), то помехи носят название *внешних помех*. Если источники помех находятся в рассматриваемом канале (или в групповом тракте), то такие помехи называются *внутренними*.

К внешним относятся помехи: от линейных переходов, которые зависят от конечного переходного затухания и определяют мешающее воздействие от рядом идущих цепей или трактов; от источников электропитания; грозовых разрядов, магнитных бурь и т. д.; промышленных установок, в том числе и от высоковольтных линий; механических воздействий на аппаратуру (в том числе и от микрофонного эффекта).

К внутренним относятся: собственные помехи, вызванные в основном тепловыми помехами в проводниках и помехами от усилительных элементов, а также помехи от нелинейных переходов, возникающие из-за наличия нелинейности в групповых трактах.

В каналах аппаратуры, предназначенной для работы по коаксиальным кабельным магистралям, возникают, главным образом, внутренние помехи из-за отсутствия в коаксиальных трубках влияния внешнего поля. В каналах аппаратуры, предназначенной для работы по симметричным кабельным магистралям, наблюдаются как внешние, так и внутренние помехи.

В каналах многоканальной аппаратуры, предназначенной для работы по воздушным цепям, помехи определяются, главным образом, внешними источниками (рис. 2.15). В области частот выше 150 кгц внешние помехи возрастают из-за влияния длинноволновых радиостанций.

Допустимая величина помех для каждого вида передаваемой информации будет различной. Но даже для одного и того же вида информации одна и та же величина помех может оказывать различное мешающее воздействие в зависимости от величины прини-

маемого полезного сигнала. Поэтому совершенно необходимо знать превышение сигнала над помехой. Если же определяется только величина помех, то каждый раз следует указывать, какое значение полезный сигнал может иметь в рассматриваемой точке. Для аналитической оценки помех пользуются обычно отношением сигнал/помеха, т. е. P_c/P_{Π} или U_c/U_{Π} , где P_c и U_c — мощность и напряжение полезного сигнала в рассматриваемой точке; P_{Π} и U_{Π} — мощность и напряжение помех в той же точке. Превышение сигнала над помехой (помехозащищенность) равно:

$$A_s = \frac{1}{2} \ln \frac{P_c}{P_{\Pi}} = p_c - p_{\Pi} \text{ nep.}$$

Выше указывалось, что величины помех в единицах мощности (P_{Π}) или напряжения (U_{Π})

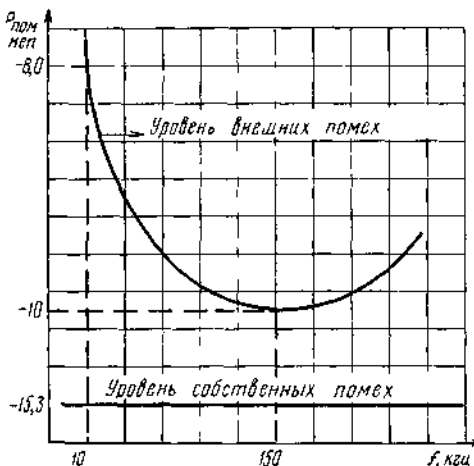


Рис. 2.15

можно определять непосредственно, но в этом случае должна быть указана величина действующего в данной точке полезного сигнала. Обычно помехи в конце канала определяются для точек, в которых относительный уровень полезного сигнала равняется 0; $-0,8$ или $+0,5$ nep, так как эти точки являются характерными для приемной части стандартных каналов.

Для оценки помех, возникающих в стационарных устройствах (усилителях, приемниках или передатчиках каналов и т. д.), вводится понятие о коэффициенте шума.

Коэффициентом шума называется отношение, определенное как

$$D_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{свх}}/P_{\text{пвх}}}{P_{\text{свхх}}/P_{\text{пвхх}}}$$

при условии согласованного включения устройства на входе и выходе. В логарифмической мере коэффициент шума есть не что иное, как величина снижения помехозащищенности, вызванного включением рассматриваемых устройств:

$$d_{\text{ш}} = \frac{1}{2} \ln D_{\text{ш}} = A_{\text{звх}} - A_{\text{з вхх}}. \quad (2.36)$$

ПОМЕХИ ОТ НЕЛИНЕЙНЫХ ПЕРЕХОДОВ

Помехи от линейных переходов вызваны недостаточным переходным затуханием между параллельными цепями. Как упоминалось ранее, совпадающие помехи считаются недопустимыми и дол-

быть практически устранены. Считается, что для телефонной совпадающие помехи (т. е. внятный переходный разговор) не оказывают мешающего воздействия, если для 90% всех каналов защищенность от этого вида помех будет не менее 6,7 неп, а для 100% всех каналов — не менее 6,0 неп.

Рассмотрим приведенные на рис. 2.16 две параллельные цепи, оборудованные усилителями. Для упрощения рассуждений положим, что затухания всех усилительных участков и соответственно одинаковы.

Из курса «Линии связи» известно, что суммарное переходное затухание на ближнем конце

$$A_{\text{перз}} = A_0 - \frac{1}{2} \ln n, \quad (2.37)$$

где n — число усилительных участков;
 A_0 — защищенность на ближнем конце

$$A_{z0} = p_{L2} - p_{\text{пом}} = A_0 - \frac{1}{2} \ln n - a_n - (p_{01} - p_{02}); \quad (2.38)$$

защищенность на дальнем конце

$$A_{z1} = A_1 - \frac{1}{2} \ln n - a_n - (p_{01} - p_{02}), \quad (2.39)$$

все величины показаны на рис. 2.17.

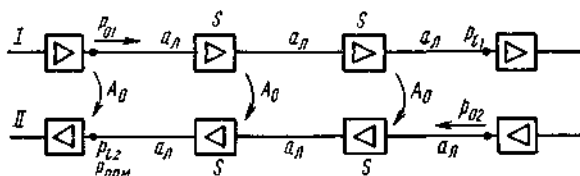


Рис. 2.16

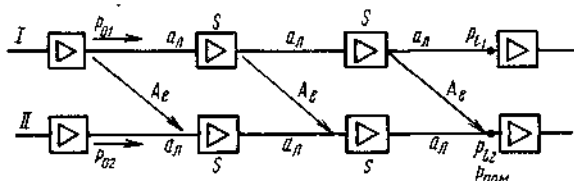


Рис. 2.17

Из анализа выражений (2.38) и (2.39) можно сделать следующие выводы:

1. Защищенность от линейных переходов уменьшается с ростом числа усилительных участков.
2. Величина защищенности зависит от разности уровней на передающих концах обеих цепей, поэтому уровни на соседних цепях

должны уравниваться так, чтобы их разность не превышала $0,2 \div 0,3$ неп.

3. Так как в симметричных кабельных цепях $A_1 > A_0$, то защищенность на дальнем конце данной магистрали выше защищенности на ближнем конце. Поэтому на параллельных цепях стараются избегать встречной передачи совпадающих спектров, при которой защищенность определяется переходным затуханием на ближнем конце. При четырехпроводной системе связи по симметричной кабельной линии пары прямого и обратного направлений отделяют друг от друга, помещая их либо в экраны, либо в отдельные кабели (двухкабельная система).

Для устранения случаев встречной передачи на уплотненных воздушных линиях связи в Советском Союзе принято следующее правило определения направления передачи по различным системам, в основу которого положено географическое направление ли-

Таблица 2.4

Направление передачи	Передаваемая группа частот	
	Система В-3-3	Система В-12 2
С севера на юг и с запада на восток	Нижняя	Верхняя
С юга на север и с востока на запад	Верхняя	Нижняя

ний. По линиям связи, идущим в направлении с севера на юг и с запада на восток, группа нижних частот 3-канальной системы уплотнения цепей из цветного металла передается в этом же направлении. В обратном направлении, т. е. с юга на север и с востока на запад, по этой линии передается группа верхних частот. Для других систем связи направление передачи согласовывается с 3-канальной системой.

В случае уплотнения воздушных линий связи следует руководствоваться указаниями, приведенными в табл. 2.4. При таком распределении направлений передачи достигается устранение встречной передачи в соседних каналах разных систем уплотнения. Например, сигналы верхнего канала 3-канальной системы уплотнения и нижнего канала 12-канальной системы (по линейному спектру) будут передаваться в одном направлении, благодаря чему увеличивается защищенность между указанными каналами.

Если защищенность от совпадающих помех будет меньше требуемой величины, то используют способы, превращающие совпадающие помехи в несовпадающие. Наиболее эффективно данный метод применяется при амплитудной модуляции и передаче полезных сигналов с одной боковой полосой частот без несущего тока. При этом передача на параллельных цепях осуществляется с применением различным образом построенных линейных спектров: линейные полосы полезно передаваемых частот формируются с использованием инверсии или сдвига или одновременно сдвига и инверсии передаваемых по параллельным цепям полос частот.

Сущность инверсии линейных полос заключается в следующем (рис. 2.18). Пусть в цепи 1 линейный спектр сигнала (например, телефонного), соответствующего определенному номеру канала, занимает полосу частот $f_1 + F_H \div f_1 + F_B$, где $F_H \div F_B$ — полоса частот исходного сигнала, а f_1 — виртуальная частота. В цепи 2 одноименному каналу соответствует полоса частот $f_2 - F_B \div f_2 - F_H$, где f_2 — виртуальная частота канала. При этом $f_2 - F_B = f_1 + F_H$, а $f_2 - F_H = f_1 + F_B$. Это значит, что на параллельных цепях используются разные боковые полосы относительно виртуальных частот. По-

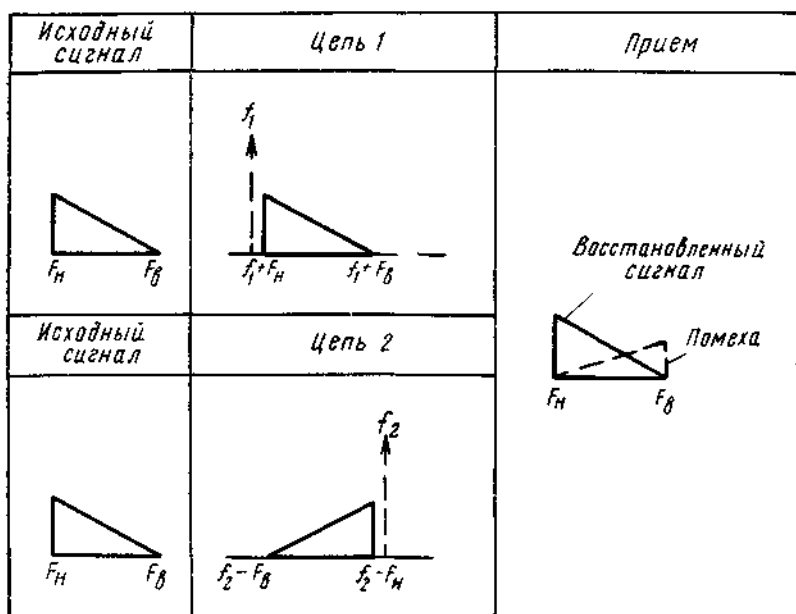


Рис. 218

мехи, возникшие от линейных переходов и вызванные недостаточным переходным затуханием между параллельными цепями, занимают тот же спектр частот, что и полезный сигнал на цепи, подверженной влиянию. Однако взаимное расположение отдельных частотных составляющих после преобразования на приеме будет обратным по отношению к вызвавшему данную помеху исходному сигналу: составляющая с частотой F_H превратится в составляющую с частотой F_B , а составляющая с частотой F_B — в составляющую с частотой F_H . В связи с этим нарушаются соотношения амплитуд и фаз исходного сигнала и помеха окажется несовпадающей (при телефонном сигнале — невнятный переходный разговор).

Помимо инверсии, для превращения совпадающих помех в несовпадающие при высокочастотной связи по параллельным цепям может быть использован метод сдвига линейных полос. В этом случае для связи на параллельных цепях используются виртуаль-

ные частоты, сдвинутые по отношению друг к другу. На приемных концах каждой цепи правильно будут воспроизведены только полезные сигналы, передаваемые по данной цепи. Спектр частот помехи будет смещен по отношению к спектру частот сигнала, т. е. помеха окажется несовпадающей.

Оба указанных метода — инверсия и сдвиг линейных полос — могут применяться одновременно.

СОБСТВЕННЫЕ ПОМЕХИ

При многоканальной связи необходимо учитывать наличие тепловых помех, возникающих во всех активных сопротивлениях. Кроме того, следует учитывать флуктуационные помехи, которые возникают в усилительных элементах — электронных лампах, транзисторах и т. д. Все эти помехи, объединенные названием собственных помех, сходны между собой по характеру и их практически невозможно разделить. Имея относительно небольшой уровень, они практически оказывают влияние только в тех точках тракта, где уровень сигнала минимален, т. е. на входе групповых усилителей.

Тепловые помехи возникают благодаря беспорядочному движению свободных электронов. Величина тепловых помех, создаваемых активным сопротивлением R , определяется эквивалентным генератором эдс

$$E = \sqrt{4RkT \Delta f} \quad (2.40)$$

или величиной мощности помех, которая может быть получена на согласованном сопротивлении R ,

$$P_{\text{тн}} = E^2/4R = kT \Delta f, \quad (2.40a)$$

где $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ — постоянная Больцмана, Дж/гр; T — абсолютная температура (по Кельвину); Δf — ширина полосы частот канала или тракта, гц.

Из соотношений (2.40) и (2.40a) видно, что величина тепловых помех зависит от температуры, активного сопротивления и ширины полосы частот и не зависит от того, в какой части спектра эта полоса выбрана. Практически можно считать, что тепловые помехи равномерно распределены по спектру от самых низких частот до частот порядка $6 \cdot 10^{12}$ гц.

Для оценки величины флуктуационных помех, возникающих в усилительных элементах, в настоящее время нет единого метода. В электронных лампах помехи от дробового эффекта, т. е. помехи, возникающие из-за неравномерности эмиссии, оцениваются посредством эквивалентного шумового сопротивления.

Эквивалентным шумовым сопротивлением называется такое фиктивное сопротивление, которое нужно было бы подключить непосредственно ко входу идеальной электронной лампы, свободной от дробового эффекта, чтобы на ее выходе были бы помехи, рав-

то мощности помехам, возникающим в реальной лампе от дробового эффекта. Эквивалентное шумовое сопротивление будет порядка 300–600 ом для триодов и 4000–6000 ом для пентодов.

Флуктуационные помехи транзисторных усилительных элементов оцениваются обычно с помощью коэффициента шума (см. главу (2.36)).

Если тепловые помехи определяются на входе усилителя с электронными лампами, то собственные помехи следует рассчитывать по ф-ле (2.406). При расчете используется нормируемая для электронных ламп величина эквивалентного шумового сопротивления

$$E = \sqrt{4kT \Delta f R_{\text{общ}}}, \quad (2.406)$$

$R_{\text{общ}}$ — результирующее активное сопротивление, на котором возникают собственные помехи, включая и эквивалентное шумовое сопротивление.

Результирующее активное сопротивление $R_{\text{общ}}$ определяется в зависимости от конфигурации входных устройств с учетом мероприятий, позволяющих повысить помехозащищенность путем увеличения напряжения сигнала и уменьшения значения $R_{\text{общ}}$.

При соблюдении принципа согласованного включения линии необходимости регулировки усиления на входе эту регулировку следует производить потенциометром, а не переменным удлинителем, так как при понижении уровня сигнала выходное сопротивление потенциометра снижается, а выходное сопротивление удлиителя остается без изменения. Применяя потенциометр, можно увеличить помехозащищенность от собственных помех на 0,15 *неп* на каждый *неп* снижаемого уровня полезного сигнала (за счет уменьшения $R_{\text{общ}}$) по сравнению с помехозащищенностью при использовании переменного удлиителя.

Для снижения влияния помех от дробового эффекта следует применять повышающий сеточный трансформатор с коэффициентом трансформации $n \gg 1$. Напряжение сигнала в данном случае повышается в n раз, а составляющая помехи за счет эквивалентного шумового сопротивления остается без изменения.

Как было установлено выше, собственные помехи могут быть рассчитаны по ф-ле (2.36), которая позволяет использовать нормируемую величину коэффициента шума. Из этого выражения можно написать

$$d_{\text{ш}} = A_{\text{э вх}} - A_{\text{э ввх}} = p_{\text{с вх}}^2 - p_{\text{п вх}} - p_{\text{с ввх}} + p_{\text{п ввх}} = p_{\text{п ввх}} - p_{\text{п вх}} - S$$

или

$$p_{\text{п ввх}} = p_{\text{п вх}} + d_{\text{ш}} + S, \quad (2.41)$$

где S — усиление усилителя, *неп*.

Таким образом, уровень собственных помех на выходе усилителя будет зависеть от уровня тепловых помех на его входе $p_{\text{п вх}}$, от выраженного в логарифмической мере коэффициента шума $d_{\text{ш}}$ усилителя и от величины усиления усилителя.

В аппаратуре многоканальных систем связи практически все узлы содержат элементы, параметры которых зависят от воздействующего напряжения (тока), и, следовательно, представляют собой нелинейные четырехполюсники. К таким узлам относятся преобразователи частоты, усилители (групповые и индивидуальные), фильтры, выравниватели и др. Наличие нелинейности приводит к тому, что на выходе соответствующего четырехполюсника появляются дополнительные составляющие, которые отсутствовали в исходном сигнале. В случае, если четырехполюсник относится к индивидуальной части аппаратуры, нелинейность проявляется в виде искажения передаваемой информации в процессе передачи. Если же четырехполюсник находится в групповом тракте системы, нелинейность не только искажает передаваемую информацию по отдельным каналам, но и вызывает дополнительные помехи вследствие взаимной паразитной модуляции, причем эти помехи, называемые помехами от нелинейных переходов, могут оказаться как совпадающими, так и несовпадающими.

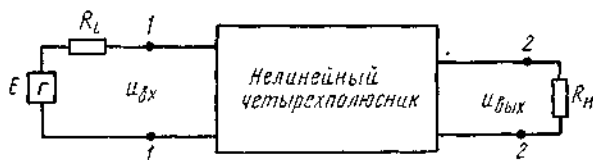


Рис 2.19

Произведем оценку помех от нелинейных переходов, которые возникают в групповом тракте многоканальных систем. Представим зависимость напряжения на выходе нелинейного четырехполюсника $u_{\text{вых}}$ (рис. 2.19) от напряжения на его входе $u_{\text{вх}}$ в виде полинома n -й степени:

$$u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}}) = \sum_{i=1}^n b_i u_{\text{вх}}^i, \quad (2.42)$$

где b_i — коэффициенты аппроксимации, характеризующие степень нелинейности четырехполюсника. (Здесь и в дальнейшем не учитываем постоянную составляющую, которая обычно не влияет на величину нелинейных помех.)

При отсутствии нелинейных искажений коэффициенты $b_2 = b_3 = \dots = b_n = 0$, а $b_1 = u_{\text{вых}}/u_{\text{вх}} = K_n$ представляет собой коэффициент передачи по напряжению линейного четырехполюсника.

Для оценки степени нелинейности четырехполюсника представим входное напряжение в виде функции $u_{\text{вх}} = U_{\text{макс}} \cos \omega t$. Тогда напряжение на выходе

$$u_{\text{вых}} = \sum_{i=1}^n b_i U_{\text{макс}}^i \cos^i \omega t, \quad (2.43)$$

Как известно, слагаемые четных степеней определяют гармонические составляющие четных порядков, а нечетных — составляющие нечетных порядков.

Обычно узлы группового тракта многоканальных систем имеют слабо выраженную нелинейность (за исключением групповых преобразователей), т. е. $b_1 \ll b_{1-1}$. В этом случае из ур-ний (2.42) и (2.43) можно написать:

$$\left. \begin{aligned} U_{1r} &\approx b_1 U_{\max} \\ U_{2r} &\approx \frac{1}{2} b_2 U_{\max}^2 \\ U_{nr} &\approx \frac{1}{2^{n-1}} b_n U_{\max}^n \end{aligned} \right\}, \quad (2.44)^1$$

где U_{1r} — амплитуда напряжения полезной составляющей сигнала на выходе; $U_{2r}, U_{3r}, \dots, U_{nr}$ — амплитуды напряжений гармонических составляющих сигнала, возникших из-за нелинейности четырехполосника; U_{\max} — амплитуда входного напряжения.

Для количественной оценки нелинейных искажений используются коэффициенты гармоник:

$$\left. \begin{aligned} \kappa_{2r} &= \frac{U_{2r}}{U_{1r}} = \frac{1}{2} \frac{b_2}{b_1} U_{\max} \\ \kappa_{3r} &= \frac{U_{3r}}{U_{1r}} = \frac{1}{2^2} \frac{b_3}{b_1} U_{\max}^2 \\ \kappa_{nr} &= \frac{U_{nr}}{U_{1r}} = \frac{1}{2^{n-1}} \frac{b_n}{b_1} U_{\max}^{n-1} \end{aligned} \right\} \quad (2.45)$$

или затухания нелинейности соответствующих гармоник:

$$\left. \begin{aligned} a_{2r} &= \ln \frac{1}{\kappa_{2r}} = \ln \frac{2b_1}{b_2 U_{\max}} \\ a_{nr} &= \ln \frac{1}{\kappa_{nr}} = \ln \frac{2^{n-1} b_1}{b_n U_{\max}^{n-1}} \end{aligned} \right\} \quad (2.46)$$

Определим связь между коэффициентами гармоник (затуханиями нелинейности) и выходной мощностью. Пусть при некотором значении амплитуды входного напряжения $U_{\max(1)}$ напряжение первой гармоники на выходе равно $U_{1r(1)}$, а мощность, выделяемая на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$ равна $P_{\text{вых}(1)}$. При другом напряжении на входе $U_{\max(2)}$ напряжение первой гармоники будет $U_{1r(2)}$, а мощность $P_{\text{вых}(2)}$. Отношение этих мощностей, учитывая (2.44), равно:

$$\frac{P_{\text{вых}(2)}}{P_{\text{вых}(1)}} = \frac{U_{1r(2)}^2}{U_{1r(1)}^2} = \frac{U_{\max(2)}^2}{U_{\max(1)}^2} \quad (2.47)$$

¹⁾ Напряжения любых гармонических составляющих могут быть получены из ф-лы (2.43), например, методом В. А. Котельникова [1].

Из выражения (2.45) видно, что коэффициенты гармоник зависят от входного напряжения, и поэтому соответственно можно написать:

$$\left. \begin{aligned} \kappa_{ir(1)} &= \frac{1}{2^{i-1}} \frac{b_i}{b_1} U_{\max(1)}^{i-1} \\ \kappa_{ir(2)} &= \frac{1}{2^{i-1}} \frac{b_i}{b_1} U_{\max(2)}^{i-1} \end{aligned} \right\} \quad (2.48)$$

Подставляя значение входного напряжения из (2.48) в (2.47), получим

$$\kappa_{ir(2)} = \kappa_{ir(1)} \left[\frac{P_{\text{вых}(2)}}{P_{\text{вых}(1)}} \right]^{\frac{i-1}{2}} \quad (2.49)$$

или, учитывая (2.46),

$$a_{ir(2)} = a_{ir(1)} - \frac{(i-1)}{2} \ln \frac{P_{\text{вых}(2)}}{P_{\text{вых}(1)}} = a_{ir(1)} - (i-1) \Delta p, \quad (2.50)$$

где $\Delta p = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{\text{вых}(2)}}{P_{\text{вых}(1)}} = p_2 - p_1$ — разность выходных уровней.

Приращение затухания нелинейности

$$\Delta a_{ir} = a_{ir(2)} - a_{ir(1)} = -(i-1) \Delta p. \quad (2.51)$$

Как видно из этого выражения, при возрастании уровня полезного сигнала на выходе на величину Δp затухание нелинейности по второй гармонике ($i=2$) уменьшается на такую же величину, а затухание нелинейности по третьей гармонике ($i=3$) уменьшается на величину $2\Delta p$.

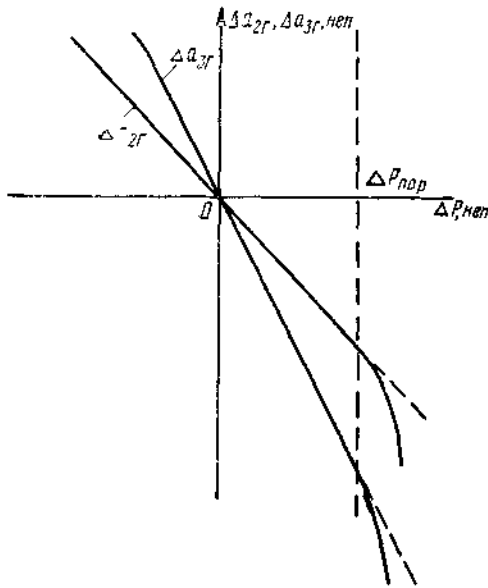


Рис 2.20

На рис. 2.20 приведены графики зависимости приращения затухания нелинейности по второй и третьей гармоникам от приращения уровня полезного сигнала. Указанные соотношения справедливы при слабо выраженной нелинейности четырехполюсника (в пределах квазилинейного участка амплитудной характеристики). При $\Delta p > \Delta p_{\text{пор}}$ (см. рис. 2.20) затухания нелинейности резко падают и соотношения (2.50), (2.51) оказываются недействительными.

В реальных условиях передаваемый сигнал представляет собой более сложную структуру. Поэтому оценка степени нелинейности четырехполюсников только по гармоникам оказывается недостаточной, так как, кроме гармоник, в составе сигнала на выходе образуются продукты взаимодействия отдельных составляющих сложного входного сигнала.

Пусть входной сигнал представляет собой сумму гармонических колебаний вида $u_{вх} = \sum_{k=1}^M U_k \cos(\omega_k t + \varphi_k)$. Тогда напряжение на выходе нелинейного четырехполюсника в соответствии с ур-нием (2.42) будет равно

$$u_{вых} = \sum_{l=1}^n b_l \left[\sum_{k=1}^M U_k \cos(\omega_k t + \varphi_k) \right]^l. \quad (2.52)$$

Из этого выражения видно, что выходное напряжение, кроме гармоник, содержит и комбинационные составляющие вида $c_1 \omega_1 \pm \pm c_2 \omega_2 \pm \dots \pm c_M \omega_M$, где c_1, c_2, \dots, c_M — целые положительные числа или нули, причем $c_1 + c_2 + \dots + c_M = N \leq n$, а N определяет порядок продукта нелинейности (комбинационных составляющих или гармоник). Если $c_1 \pm c_2 \pm c_3 \pm \dots \pm c_M = 1$, то соответствующие продукты нелинейности называют продуктами первого рода, а все остальные — продуктами второго рода. Нетрудно заметить, что к первому роду относятся только продукты от нечетных степеней, т. е. нечетного порядка.

На практике аппроксимацию характеристики $u_{вых} = \varphi(u_{вх})$ (амплитудная характеристика) слабо нелинейного четырехполюсника достаточно ограничить полиномом третьей степени. В этом случае разновидность продуктов нелинейности может быть исчерпывающе представлена в таком виде:

1. Продукты второго порядка: $2\omega_x$ — вторые гармоники; $\omega_x \pm \omega_y$ — суммарные и разностные комбинационные продукты.

2. Продукты третьего порядка: $3\omega_x$ — третьи гармоники; $2\omega_x \pm \omega_y$, $\omega_x \pm \omega_y \pm \omega_z$ — суммарные и разностные комбинационные продукты, среди которых $(2\omega_x - \omega_y)$ и $(\omega_x + \omega_y - \omega_z)$ — продукты первого рода.

Для количественной оценки степени нелинейности четырехполюсника по комбинационным продуктам можно воспользоваться понятием затухания нелинейности соответствующих комбинаций. При этом предполагается, что ко входу четырехполюсника подвоятся колебания, состоящие из нескольких гармонических составляющих с одинаковыми амплитудами. Каждая гармоническая составляющая вызывает появление соответствующей составляющей на выходе четырехполюсника с амплитудой U . Тогда затухание нели-

нейности по комбинациям второго порядка определится как

$$a_{(\omega_x - \omega_y)} = \ln \frac{U}{U_{(\omega_x \pm \omega_y)}}, \quad (2.53)$$

где ω_x и ω_y — любые из частот исходного сигнала.

Для более высоких порядков затухания нелинейности по комбинациям будут равны

$$a_{(\omega_x + \omega_y \pm \dots \pm \omega_n)} = \ln \frac{U}{U_{(\omega_x \pm \omega_y \pm \dots \pm \omega_n)}}. \quad (2.54)$$

Групповой сигнал многоканальных систем связи состоит из суммы сигналов отдельных каналов, по которым в общем случае может передаваться различная информация. Сигналы отдельных каналов взаимонезависимы и являются случайными функциями времени. Многочисленные измерения показывают, что эти сигналы могут рассматриваться как стационарный случайный процесс. Групповой сигнал, представляющий собой совокупность линейно преобразованных сигналов отдельных каналов, также является стационарным случайным процессом.

В соответствии с центральной предельной теоремой теории вероятности распределение вероятностей мгновенных значений напряжения многоканального сигнала как стационарного случайного процесса асимптотически стремится к нормальному. Поэтому в дальнейшем будем считать, что при достаточно большом числе каналов сигнал на входе группового тракта $u_{вх}(t)$ представляет собой нормальный стационарный случайный процесс.

Как уже указывалось, групповой тракт содержит ряд нелинейных четырехполюсников, в которых возникают нелинейные помехи. Спектральная плотность последних зависит от спектра группового сигнала, амплитудно-частотной характеристики тракта и от степени нелинейности четырехполюсника. Определим энергетический спектр группового сигнала на выходе нелинейного четырехполюсника. Обозначим для удобства мгновенное значение напряжения группового сигнала на входе тракта $u_{вх}(t)$ через x , а фиксированные значения при $t=t_1$ и $t=t_2$ соответственно через x_1 и x_2 , т. е. $x = u_{вх}(t)$; $x_1 = u_{вх}(t_1)$; $x_2 = u_{вх}(t_2)$. Аналогично напряжения на выходе нелинейного четырехполюсника обозначим через y , y_1 и y_2 ; при этом $t_2 = t_1 + \tau$. Уравнение (2.42) в данном случае примет вид

$$y(x) = \sum_{i=1}^n b_i x^i. \quad (2.55)$$

Как известно, спектральная плотность $G(\omega)$ и корреляционная функция $k(\tau)$ стационарного случайного процесса связаны между

собой соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} G(\omega) &= 4 \int_0^{\infty} \kappa(\tau) \cos \omega \tau d\tau \\ \kappa(\tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} G(\omega) \cos \omega \tau d\omega \end{aligned} \right\} \quad (2.56)$$

Таким образом, чтобы найти энергетический спектр группового сигнала (в том числе и спектр нелинейных помех) на выходе нелинейного четырехполосника, необходимо определить корреляционную функцию выходного сигнала. Будем считать, что нелинейный четырехполосник не содержит реактивных элементов. Это предположение практически имеет место в групповых усилителях оконечных станций и линейных усилителях тракта. Для упрощения анализа примем, что выравнивающие и корректирующие устройства, обычно включаемые в цепи обратной связи усилителей, отнесены ко входу четырехполосника.

Групповой сигнал на выходе нелинейного четырехполосника также представляет собой случайный процесс, а его корреляционная функция $\kappa_y(\tau)$ определяется выражением

$$\kappa_y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(x_1) y(x_2) \omega_2(x_1, x_2, \tau) dx_1 dx_2, \quad (2.57)$$

где $\omega_2(x_1, x_2, \tau)$ — двумерная функция распределения случайного стационарного процесса на выходе нелинейного четырехполосника.

Так как входной групповой сигнал $x = u_{вх}(t)$ подчиняется нормальному закону распределения вероятностей, то и закон распределения сигнала на выходе $y = u_{вых}(t)$ будет нормальным, а двумерная функция распределения будет равна:

$$\begin{aligned} \omega_2(x_1, x_2, \tau) &= \frac{1}{2\pi \kappa_x(0) \sqrt{1 - R_x^2(\tau)}} \times \\ &\times \exp \left[-\frac{x_1^2 + x_2^2 + 2R_x(\tau) x_1 x_2}{2\kappa_x(0) [1 - R_x^2(\tau)]} \right], \end{aligned} \quad (2.58)$$

где $\kappa_x(0)$ — корреляционная функция входного сигнала при $\tau = t_2 - t_1 = 0$;

$$R_x(\tau) = \frac{\kappa_x(\tau)}{\kappa_x(0)} \quad (2.59)$$

— коэффициент корреляции входного сигнала

Определим корреляционную функцию входного сигнала для случая, когда его энергетический спектр, заключенный между граничными частотами ω_H и ω_B , равномерен (система работает без предсказаний). На практике в зависимости от параметров, подключаемых к каналам абонентских линий и технических характе-

ристик источников передаваемой информации (телефон, телеграф, вещание и т. д.), уровни в отдельных каналах могут изменяться. Однако средние их значения за достаточно большой промежуток времени примерно одинаковые, и поэтому приближенно можно считать, что

$$\left. \begin{aligned} G_x(\omega) &= G_0 \quad \text{при } \omega_n \leq \omega \leq \omega_b \\ G_x(\omega) &= 0 \quad \text{при } \omega_n > \omega > \omega_b \end{aligned} \right\} \quad (2.60)$$

Тогда в соответствии с (2.56) найдем

$$\begin{aligned} \kappa_x(\tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} G_x(\omega) \cos \omega \tau d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_n}^{\omega_b} G_0 \cos \omega \tau d\omega = \\ &= \frac{G_0}{2\pi} \frac{\sin \omega_b \tau - \sin \omega_n \tau}{\tau} \end{aligned} \quad (2.61)$$

При $\tau=0$ корреляционная функция группового сигнала равна ее дисперсии, поэтому из (2.61) находим

$$\kappa_x(0) = \sigma^2 = \frac{G_0}{2\pi} \Delta\omega = G_0 \Delta f = U_{\text{вх эфф}}^2, \quad (2.62)$$

где $\Delta f = \frac{\omega_b - \omega_n}{2\pi} = \frac{\Delta\omega}{2\pi}$, а $U_{\text{вх эфф}}$ — эффективное значение напряжения входного группового сигнала.

Из выражения (2.62) видно, что дисперсия группового сигнала равна ее средней мощности, которая выделяется на сопротивлении 1 ом. Коэффициент корреляции входного сигнала с учетом (2.61) и (2.62) будет равен

$$R_x(\tau) = \frac{G_0}{2\pi\tau\sigma^2} (\sin \omega_b \tau - \sin \omega_n \tau). \quad (2.63)$$

Зная параметры входного сигнала, можем определить корреляционную функцию сигнала на выходе четырехполюсника, подставив значения $\kappa_x(0)$, $\omega_2(x_1 x_2 \tau)$ и $y(x)$ из (2.62), (2.58) и (2.55) в выражение (2.57):

$$\begin{aligned} \kappa_y(\tau) &= \frac{1}{2\pi\sigma^2 \sqrt{1 - R_x^2(\tau)}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n b_i b_j \times x_1^i x_2^j \\ &\times \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2 [1 - R_x^2(\tau)]} (x_1^2 + x_2^2 + 2R_x'(\tau) x_1 x_2) \right] dx_1 dx_2. \end{aligned} \quad (2.64)$$

Из выражения (2.64) видно, что вычисления $\kappa_y(\tau)$ сводятся к определению суммы средних значений произведения двух степенных функций нормального процесса. Каждое слагаемое этой суммы имеет вид

$$\kappa_{y_{ij}}(\tau) = x_1^i x_2^j b_i b_j = \frac{b_i b_j}{2\pi\sigma^2 \sqrt{1 - R_x^2(\tau)}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1^i x_2^j \times$$

$$\times \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2(1-R_x(\tau))}(x_1^2+x_2^2+2x_1x_2R_x(\tau))\right] dx_1 dx_2 \quad (2.65)$$

Для вычисления $\overline{x_1^i x_2^j}$ используем разложение Крамера двумерной плотности вероятности нормального процесса, при помощи которого выражение (2.65) можно привести к виду [21]

$$\overline{x_1^i x_2^j} = \sigma^{i+j} \sum_{k=0}^{\infty} N_{\mu k} N_{j k} \frac{R_x(\tau)^k}{k!}, \quad (2.66)$$

где

$$N_{\mu k} = \int_{-\infty}^{\infty} x^\mu F^{k+1}(x) dx; \quad (2.67)$$

$$F^{k+1}(x) = \frac{(-1)^k}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \lambda^k \exp\left[i\lambda x - \frac{\lambda^2}{2}\right] d\lambda.$$

Совокупность коэффициентов $N_{\mu k}$, вычисленных в соответствии с (2.67), образует матрицу чисел, элементы которой легко найти по следующему правилу (в качестве примера в табл. 2.5 определены значения коэффициентов $N_{\mu k}$ для μ от 0 до 7 и k — от 0 до 6):

1. Элементы выше главной диагонали равны нулю, т. е. все коэффициенты $N_{\mu k}$, для которых $k > \mu$, равны нулю (в табл. 2.5 заполняем нулями все ячейки правее главной диагонали).

Таблица 2.5

μ	Значения $N_{\mu k}$ при K , равном						
	0	1	2	3	4	5	6
0	1	0	0	0	0	0	0
1	0	-1	0	0	0	0	0
2	1	0	2·1	0	0	0	0
3	0	-3·1	0	-3·2·1	0	0	0
4	3·1	0	4·3·1	0	4·3·2·1	0	0
5	0	-5·3·1	0	-5·4·3·1	0	-5·4·3·2·1	0
6	5·3·1	0	6·5·3·1	0	6·5·4·3·1	0	6·5·4·3·2·1
7	0	-7·5·3·1	0	-7·6·5·3·1	0	-7·6·5·4·3·1	0

2. Ниже главной диагонали и на самой диагонали (когда $\mu = k$) отличны от нуля только элементы с индексами μ и k одинаковой четности (в табл. 2.5 заполняем нулями все остальные ячейки, для которых не совпадает четность μ и k , например, при $\mu = 3$, $k = 2$; $\mu = 6$, $k = 3$ и т. д.).

3. Остальные элементы матрицы определяются следующим образом: к заданному числу μ в качестве сомножителей добавляем числа $(\mu-1)$, $(\mu-2)$, $(\mu-3)$ и т. д. так, чтобы всего было k сомножителей. Так, например, для $\mu=6$ и $k=2$ записываем два сомножителя: $6(6-1)=6 \cdot 5$; для $\mu=6$ и $k=4$ записываем четыре сомножителя: $6(6-1) \cdot (6-2) \cdot (6-3) = 6 \cdot 5 \cdot 4 \cdot 3$ и для $\mu=6$ и $k=6$ — шесть сомножителей: $6(6-1)(6-2)(6-3)(6-4)(6-5) = 6 \cdot 5 \cdot 4 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 1$. Затем добавляем в качестве сомножителей все нечетные числа от $(\mu-k-1)$ до 1. Для $\mu=6$ и $k=2$ к сомножителям $6 \cdot 5$ добавляем все нечетные сомножители от $(6-2-1)=3$ до 1, т. е. $3 \cdot 1$. Окончательно получим $6 \cdot 5 \cdot 3 \cdot 1$. Аналогично для $\mu=6$ и $k=4$ получаем $6 \cdot 5 \cdot 4 \cdot 3 (6-4-1) = 6 \cdot 5 \cdot 4 \cdot 3 \cdot 1$ и для $\mu=6$ и $k=6$ имеем $6 \cdot 5 \cdot 4 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 1$.

4. Знак элемента $N_{\mu k}$ зависит от четности k : для нечетных k элемент берется с отрицательным знаком, для четных k — с положительным знаком.

Таким образом, определив коэффициенты $N_{\mu k}$ и подставляя (2.66) в (2.65) и соответственно в (2.64), получим

$$\kappa_y(\tau) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=0}^{\infty} b_i b_j \sigma^{i+j} N_{i k} N_{j k} \frac{R_x^k(\tau)}{k!}. \quad (2.68)$$

Выражение (2.68) позволяет найти корреляционную функцию случайного стационарного процесса на выходе любого нелинейного безынерционного четырехполюсника, характеристика которого может быть аппроксимирована полиномом n -й степени. В групповом тракте многоканальных систем такими четырехполюсниками являются групповые усилители и преобразователи частоты.

Подставляя выражение (2.68) в (2.56), найдем полный энергетический спектр группового сигнала на выходе нелинейного четырехполюсника, причем для группового усилителя полезным сигналом будут составляющие с $k=1$, а весь остальной спектр представляет собой помеху от нелинейных переходов. Определим мощность нелинейных помех, возникающих в групповых усилителях (аналогично можно определить и для различных типов преобразователей).

В большинстве практических случаев нелинейную характеристику группового усилителя можно с достаточной точностью аппроксимировать полиномом третьей степени. Подставляя в выражение (2.68) значение $n=3$ и используя для нахождения коэффициентов $N_{\mu k}$ табл. 2.5, получим

$$\begin{aligned} \kappa_y(\tau) = & b_2^2 \sigma^4 + [b_1^2 \sigma^2 + 3 \cdot 2 \cdot b_1 b_3 \sigma^4 + 9b_3^2 \sigma^6] R_x(\tau) + \\ & + 2b_2^2 \sigma^4 R_x^2(\tau) + 6b_3^2 \sigma^6 R_x^3(\tau). \end{aligned} \quad (2.69)$$

Первое слагаемое выражения (2.69) представляет собой постоянную составляющую выходного сигнала, которая не передается по групповому тракту и может быть опущена. Второе слагаемое со-

держит коэффициент корреляции входного сигнала в первой степени ($\kappa=1$) и, как уже указывалось, представляет собой полезную часть выходного сигнала. Следует отметить, что второе и третье слагаемые в квадратных скобках являются когерентными составляющими неискаженной части выходного сигнала, которые образуются при взаимодействии продуктов высших порядков (в данном случае третьего порядка). Обычно для систем со слабой нелинейностью этими слагаемыми практически можно пренебречь. Тогда в соответствии с (2.56) и учетом (2.63) энергетический спектр полезного сигнала на выходе усилителя будет равен

$$G_{\text{пол}}(\omega) = \frac{4b_1^2 G_0}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega_s \tau - \sin \omega_n \tau}{\tau} \cos \omega \tau d\tau. \quad (2.70)$$

После несложных тригонометрических преобразований выражение (2.70) можно переписать в следующем виде:

$$G_{\text{пол}}(\omega) = \frac{4b_1^2 G_0}{2\pi} \frac{1}{2} \left[\int_0^{\infty} \frac{\sin(\omega_s + \omega)\tau}{\tau} d\tau + \int_0^{\infty} \frac{\sin(\omega_s - \omega)\tau}{\tau} d\tau - \int_0^{\infty} \frac{\sin(\omega_n + \omega)\tau}{\tau} d\tau - \int_0^{\infty} \frac{\sin(\omega_n - \omega)\tau}{\tau} d\tau \right]. \quad (2.71)$$

Учитывая, что ¹⁾

$$\int_0^{\infty} \frac{\sin px}{x} dx = \begin{cases} \frac{\pi}{2} & \text{при } p > 0, \\ 0 & \text{при } p = 0, \\ -\frac{\pi}{2} & \text{при } p < 0, \end{cases}$$

получим

$$G_{\text{пол}}(\omega) = b_1^2 G_0. \quad (2.72)$$

В выражении (2.69) третье и четвертое слагаемые представляют собой помехи нелинейного происхождения, и поэтому их энергетический спектр равен

$$G_{\text{нп}}(\omega) = G_{\text{н2}}(\omega) + G_{\text{н3}}(\omega),$$

где

$$G_{\text{н2}}(\omega) = 2b_2^2 \sigma^4 4 \int_0^{\infty} R_x^2(\tau) \cos \omega \tau d\tau = 8b_2^2 \int_0^{\infty} \kappa_x^2(\tau) \cos \omega \tau d\tau \quad (2.73)$$

¹⁾ И. М. Рыжик «Таблицы интегралов, суммы, рядов и произведений». М., ГИТЛ, 1948, стр. 141.

называется энергетическим спектром продуктов нелинейности второго порядка, а

$$G_{н2}(\omega) = 6b_3^2 \sigma^4 \int_0^{\infty} \kappa_x^3(\tau) \cos \omega \tau d\tau = 24b_3^2 \int_0^{\infty} \kappa_x^3(\tau) \omega \tau d\tau \quad (2.74)$$

— энергетическим спектром продуктов нелинейности третьего порядка.

В выражениях (2.73) и (2.74) подынтегральная функция является степенной (вторая и третья степени соответственно), которую можно представить в виде произведения корреляционных функций входного сигнала $\kappa_x(\tau)$ и воспользоваться преобразованием Фурье для произведения функций: если известны спектральные плотности $G_1(\omega)$ и $G_2(\omega)$ функций f_1 и f_2 , то спектральная плотность их произведения равна [19]:

$$C_{np}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_1(x) G_2(\omega - x) dx. \quad (2.75)$$

Переходя от круговых частот ω к частоте f и используя соотношение (2.75), найдем энергетический спектр продуктов нелинейности второго порядка:

$$G_{н2}(f) = 2b_2^2 4 \int_0^{\infty} \kappa_x(\tau) \kappa_x(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau = b_2^2 \int_{-\infty}^{\infty} G_x(\xi) G_x(f - \xi) d\xi, \quad (2.76)$$

где $G_x(\xi)$ — энергетический спектр входного сигнала $x(t)$, ограниченный в соответствии с (2.60) следующими значениями:

$$\left. \begin{aligned} G_x(\xi) &= G_0 \quad \text{при } f_n \leq f \leq f_n \\ G_x(\xi) &= 0 \quad \text{при } f_n > f > f_n \end{aligned} \right\} \quad (2.77)$$

Пределы интегрирования выражения (2.76) будут определяться значениями f , для которых спектры $G_x(\xi)$ и $G(f - \xi)$ перекрываются. Производя интегрирование на каждом отрезке существования интеграла (2.76) с учетом (2.77), получим:

$$\left. \begin{aligned} G_{н2}(f) &= 2b_2^2 G_0^2 (\Delta f - f), & 0 < f \leq \Delta f \\ G_{н2}(f) &= b_2^2 G_0^2 (f - 2f_n), & 2f_n \leq f < f_n + f_n \\ G_{н2}(f) &= b_2^2 G_0^2 (2f_n - f), & f_n + f_n \leq f \leq 2f_n \end{aligned} \right\} \quad (2.78)$$

где $\Delta f = f_n - f_n$.

На рис. 2.21 приведены графики энергетического спектра нелинейных помех второго порядка $G_{н2}(f)$ для различных вариантов расположения спектра усиливаемого сигнала. Из этих графиков видно, что спектр нелинейных помех второго порядка состоит из двух полос в форме треугольника, которые могут попасть в спектр

передаваемых частот, если $f_v > 2f_H$ (рис. 2.21а) или быть вне полосы передаваемых частот при $f_v \leq 2f_H$ (рис. 2.21б).

Аналогично может быть определен энергетический спектр нелинейных помех третьего порядка $G_{H3}(f)$, если использовать преобразование (2.75) для произведения двух функций, одна из которых представляет собой спектральную плотность квадрата функции корреляции входного сигнала, а другая — спектральную плотность

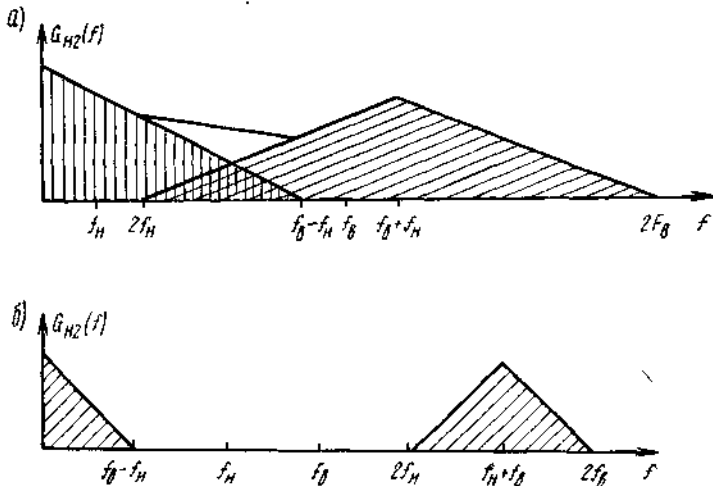


Рис. 2.21

этой функции в первой степени. Представим подынтегральную функцию в выражении (2.74) следующим образом:

$$4 \int_0^{\infty} \kappa_x^2(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau = 4 \int_0^{\infty} \kappa_x^2(\tau) \kappa_x(\tau) \cos 2\pi f d\tau = \frac{1}{2^2} \int_{-\infty}^{\infty} G_2(\xi) G_x(f - \xi) d\xi, \quad (2.79)$$

где $G_2(\xi) = \frac{1}{b_2^2} G_{H2}(\xi)$ — спектральная плотность квадрата корреляционной функции входного сигнала.

Подставляя (2.79) в (2.74) и переходя от круговой частоты к частоте f , получим

$$G_{H2}(f) = \frac{6b_3^2}{2^2 b_2^2} \int_{-\infty}^{\infty} G_{H2}(\xi) G_x(f - \xi) d\xi. \quad (2.80)$$

Подставляя теперь значения $G_{H2}(f)$ из (2.78) и $G_x(f)$ из (2.77) и определив области существования интеграла в выражении (2.80) аналогично тому, как это делалось для нелинейных помех второ-

го порядка, найдем следующие значения энергетического спектра нелинейных помех третьего порядка:

$$G_{н3}(f) = \begin{cases} 6b_3^2 G_0^3 \frac{3}{8} (f_B - 2f_H + f)^2, & 0 \leq f \leq f_H, \\ 6b_3^2 G_0^3 \frac{3}{8} (f_B - 2f_H - f)^2, & 0 \leq f \leq f_B - 2f_H, \\ 6b_3^2 G_0^3 \frac{3}{8} [2\Delta f^2 - (f - f_H)^2 - (f_B - f)^2], & f_H \leq f \leq f_B, \\ 6b_3^2 G_0^3 \frac{3}{8} (2f_B - f_H - f)^2, & f_B \leq f \leq 2f_B - f_H, \\ 6b_3^2 G_0^3 \frac{1}{8} (f - 3f_H)^2, & 3f_H \leq f \leq 2f_H + f_B, \\ 6b_3^2 G_0^3 \frac{1}{8} [2\Delta f^2 - (f - 2f_H - f_B)^2 - (f_H + 2f_B - f)^2], & 2f_H + f_B \leq f \leq 2f_B + f_H, \\ 6b_3^2 G_0^3 \frac{1}{8} (3f_B - f)^2, & 2f_B + f_H \leq f \leq 3f_B. \end{cases} \quad (2.81)$$

На рис. 2.22 приведены графики энергетического спектра нелинейных помех третьего порядка $G_{н3}(f)$, из которых видно, что на отдельных отрезках частотного диапазона плотность помех различна и располагается не только в полосе передаваемых частот от f_H до f_B , но и за пределами этой полосы.

Анализируя ур-ния (2.77) и (2.81), можем определить ту часть помех второго и третьего порядков, которые попадают в рабочую полосу частот от f_H до f_B . Для удобства расчета этих помех введем безразмерную частоту $\sigma_r = \frac{f - f_H}{f_B - f_H}$ и обозначим отношение $f_B/f_H = \beta$.

При изменении f от f_H до f_B нормированная частота изменяется в пределах $0 \leq \sigma_r \leq 1$. Учитывая также, что в соответствии с (2.62) $G_0 = \kappa_x(0)/\Delta f$, (2.78) и (2.80) для рабочих частот примут вид:

1) для нелинейных помех второго порядка:

$$\left. \begin{aligned} G_{н2}(\sigma_r) &= \frac{2b_2^2 \kappa_x^2(0)}{\Delta f} \left[\frac{\beta - 1}{\beta - 1} - \sigma_r \right] \text{ для } 0 \leq \sigma_r \leq \frac{\beta - 2}{\beta - 1} \\ G_{н2}(\sigma_r) &= \frac{2b_2^2 \kappa_x^2(0)}{\Delta f} \left[\frac{1}{2} \left(\sigma_r - \frac{1}{\beta - 1} \right) \right] \text{ для } \frac{1}{\beta - 1} \leq \sigma_r \leq 1 \end{aligned} \right\} \quad (2.82)$$

2) для нелинейных помех третьего порядка

$$G_{н3}(\sigma_r) = \begin{cases} \frac{6b_3^2 \kappa_x^3(0)}{\Delta f} \frac{3}{8} [1 + 2\sigma_r(1 - \sigma_r)] \text{ для } 0 \leq \sigma_r \leq 1, \\ \frac{6b_3^2 \kappa_x^3(0)}{\Delta f} \frac{3}{8} \left[\frac{\beta - 3}{\beta - 1} - \sigma_r \right]^2 \text{ для } 0 \leq \sigma_r \leq \frac{\beta - 3}{\beta - 1}, \\ \frac{6b_3^2 \kappa_x^3(0)}{\Delta f} \frac{1}{8} \left[\sigma_r - \frac{2}{\beta - 1} \right]^2 \text{ для } \frac{2}{\beta - 1} \leq \sigma_r < 1. \end{cases} \quad (2.83)$$

Сомножители в квадратных скобках выражений (2.82) и (2.83) имеют значения, отличные от нуля только в указанных для них

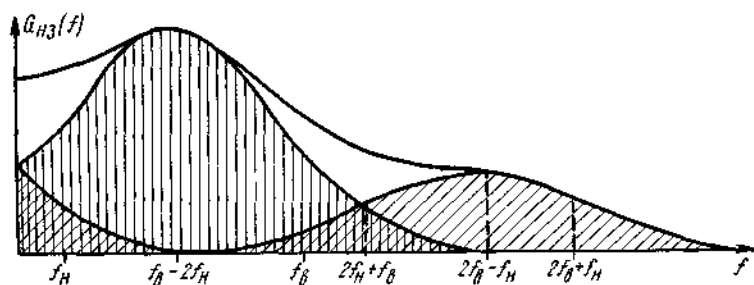


Рис 2.22

пределах изменения σ_r . Учитывая это обстоятельство, ур-ния (2.82) и (2.83) можно переписать следующим образом:

$$G_{н2}(f) = \frac{2b_2^2 \kappa_x^2(0)}{\Delta f} y_2(\sigma_r) \quad (2.84)$$

и

$$G_{н3}(f) = \frac{6b_3^2 \kappa_x^3(0)}{\Delta f} y_3(\sigma_r), \quad (2.85)$$

где

$$y_2(\sigma_r) = \begin{cases} y_2'(\sigma_r) = \frac{\beta-2}{\beta-1} - \sigma_r & \text{для } 0 \leq \sigma_r \leq \frac{\beta-2}{\beta-1}, \\ y_2''(\sigma_r) = \frac{1}{2} \left(\sigma_r - \frac{1}{\beta-1} \right) & \text{для } \frac{1}{\beta-1} \leq \sigma_r \leq 1 \end{cases} \quad (2.86)$$

и

$$y_3(\sigma_r) = \begin{cases} y_{31}(\sigma_r) = \frac{3}{8} [1 + 2\sigma_r(1 - \sigma_r)] & \text{для } 0 \leq \sigma_r < 1, \\ y_{32}'(\sigma_r) = \frac{3}{8} \left[\frac{\beta-3}{\beta-1} - \sigma_r \right]^2 & \text{для } 0 \leq \sigma_r \leq \frac{\beta-3}{\beta-1}, \\ y_{32}''(\sigma_r) = \frac{1}{8} \left[\sigma_r - \frac{2}{\beta-1} \right]^2 & \text{для } \frac{2}{\beta-1} \leq \sigma_r \leq 1. \end{cases} \quad (2.87)$$

На рис. 2.23 и 2.24 приведены графики зависимости $y_2(\sigma_r)$ и $y_3(\sigma_r)$ от нормированной частоты σ_r для различных значений коэффициента β . Из ур-ний (2.86) и (2.87) видно, что нормированная спектральная плотность нелинейных помех $y(\sigma_r)$ увеличивается с увеличением коэффициента β , т. е. с расширением рабочей полосы частот. Составляющая помехи третьего порядка $y_{31}(\sigma_r)$ не зависит от ширины передаваемой полосы и, в отличие от всех остальных слагаемых нелинейных помех, имеет максимальное зна-

чение в середине рабочей полосы, т. е. при $\sigma_r = 0,5$. Помехи этого вида являются продуктами нелинейных искажений третьего порядка первого рода, а все остальные — второго рода.

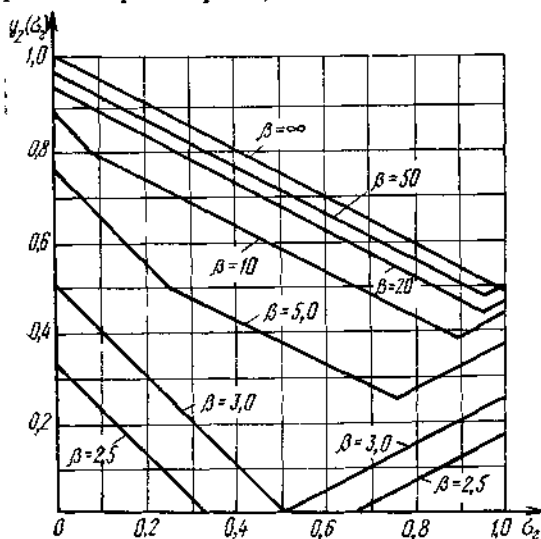


Рис. 2.23

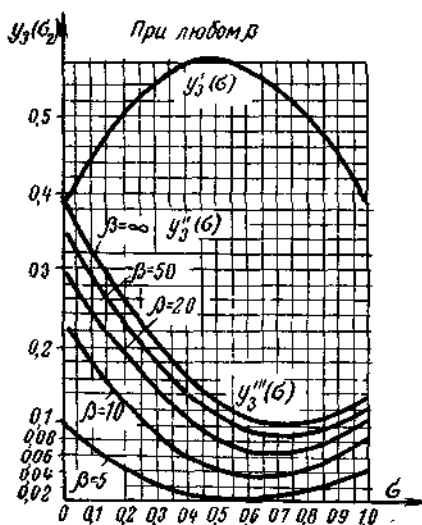


Рис. 2.24

Определим мощность нелинейных помех в спектре каждого канала. Обозначим ширину полосы частот канала через ΔF_k , а сопротивление нагрузки канала — R_k . Тогда психофотометрическая мощность нелинейных помех второго порядка в любом из каналов будет равна

$$P_{\text{нпк2}} = \frac{\Delta F_k \kappa_{\text{п}}^2}{R_k} G_{\text{н2}}(\sigma_{\kappa}), \quad (2.88)$$

где $\kappa_{\text{п}}$ — психофотометрический коэффициент (по напряжению); $\sigma_{\kappa} = \frac{F_k - f_{\text{п}}}{f_{\text{в}} - f_{\text{н}}}$ —

нормированная средняя частота канала, соответствующая абсолютной средней частоте канала F_k .

Аналогично найдем, что психофотометрическая мощность нелинейных помех третьего порядка в любом из каналов равна

$$P_{\text{нпк3}} = \frac{\Delta F_k \kappa_{\text{п}}^2}{R_k} G_{\text{н3}}(\sigma_{\kappa}). \quad (2.89)$$

Подставляя теперь значения $G_{\text{н2}}(\sigma_{\kappa})$ из (2.84) и значения $G_{\text{н3}}(\sigma_{\kappa})$ из (2.85) в (2.88) и (2.89) соответственно получим

$$P_{\text{нпк2}} = \frac{\Delta F_k \kappa_{\text{п}}^2}{\Delta f} \left[\frac{\kappa_{\text{х}}(0)}{R_k} \right]^2 2b_2^2 R_k y_2(\sigma_{\kappa}) \quad (2.90)$$

$$P_{\text{нпк3}} = \frac{\Delta F_k \kappa_{\text{п}}^2}{\Delta f} \left[\frac{\kappa_{\text{х}}(0)}{R_k} \right]^3 6b_3^2 R_k^2 y_3(\sigma_{\kappa}). \quad (2.91)$$

Ранее было показано [см. ф-лу (2.72)], что спектральная плотность полезного сигнала на выходе нелинейного четырехполосника равна: $G_{\text{пол}}(f) = b_1^2 G_0$, где $G_0 = \kappa(0)/\Delta f$ — спектральная плот-

ность входного группового сигнала. Поэтому средняя мощность сигнала на выходе в полосе частот Δf с учетом сопротивления нагрузки R_k будет равна:

$$P_{\text{ср вых}} = b_1^2 \frac{\kappa_x(0)}{\Delta f} \frac{\Delta f}{R_k} = b_1^2 \frac{\kappa_x(0)}{R_k}, \text{ вт.} \quad (2.92)$$

Обозначим относительный уровень по мощности одного канала ρ_1 , *неп*, а превышение среднего уровня группового сигнала над уровнем канала — $\Delta\rho_{\text{ср}}$. Тогда

$$P_{\text{ср вых}} = e^{2(\rho_1 + \Delta\rho_{\text{ср}})}, \text{ ватт.} \quad (2.93)$$

Сравнивая правые части выражений (2.92) и (2.93), находим, что

$$\frac{\kappa_x(0)}{R_k} = \frac{1}{b_1^2} e^{2(\rho_1 + \Delta\rho_{\text{ср}})} 10^{-3}. \quad (2.94)$$

Подставляя теперь полученное выражение для отношения $\kappa_x(0)/R_k$ в (2.90) и учитывая на основании (2.50) и (2.46), что затухание нелинейности по второй гармонике при нулевом уровне равно

$$\begin{aligned} a_{2r(0)} &= a_{2r} - \frac{1}{2} \ln \frac{P_{\text{вых}(0)}}{P_{\text{вых}}} = \\ &= \ln \frac{2b_1}{b_2 U_{\text{макс}}} + \frac{1}{2} \ln \frac{b_1^2 U_{\text{макс}}^2}{2R_k \cdot 10^{-3}} = \ln \frac{2b_1^2}{b_2 \sqrt{2R_k \cdot 10^{-3}}} \end{aligned}$$

или

$$\frac{2b_1^2 R_k \cdot 10^{-3}}{b_1^4} = 4e^{-2a_{2r(0)}},$$

найдем, что психометрическая мощность нелинейных помех второго порядка в любом канале равна

$$P_{\text{нпк2}} = 4 \frac{\Delta F_{\text{к}}}{\Delta f} \kappa_{\text{п}}^2 e^{-2a_{2r(0)}} e^{4(\rho_1 + \Delta\rho_{\text{ср}})} y_2(\sigma_{\text{к}}), \text{ ватт.} \quad (2.95)$$

Подставляя теперь значение отношения $\frac{\kappa_x(0)}{R_k}$ в ур-ние (2.91) и учитывая, что затухание нелинейности по третьей гармонике при нулевом уровне равно

$$a_{3r(0)} = a_{3r} - \ln \frac{P_{\text{вых}(0)}}{P_{\text{вых}}} = \ln \frac{4b_1}{b_3 U_{\text{макс}}} + \ln \frac{b_1^2 U_{\text{макс}}^2}{2R_k \cdot 10^{-3}} = \ln \frac{2b_1^3}{b_3 R_k \cdot 10^{-3}}$$

или

$$\frac{b_1^2 R_k^2 \cdot 10^{-6}}{b_1^6} = 4e^{-2a_{3r(0)}},$$

найдем, что психометрическая мощность нелинейных помех третьего порядка в любом из каналов будет равна:

$$P_{\text{нпк3}} = 24 \frac{\Delta F_{\text{к}}}{\Delta f} \kappa_{\text{п}}^2 e^{-2a_{3r(0)}} e^{6(\rho_1 + \Delta\rho_{\text{ср}})} y_3(\sigma_{\text{к}}), \text{ ватт.} \quad (2.96)$$

где $y_3(\sigma_n)$ — спектральная плотность продуктов нелинейности третьего порядка и определяется в соответствии с ф-лой (2.87). Выражения (2.95) и (2.96) позволяют определить мощность помех от нелинейных переходов в каналах многоканальных систем при условии, что по групповому тракту передаются одинаковые относительные уровни каждого канала (условие 2.60), т. е. когда система работает без предскажений.

Затухание линии зависит от частоты, причем с увеличением частоты оно увеличивается. Каналы, расположенные в верхней части диапазона передаваемых частот, имеют меньшую защищенность от собственных помех, чем каналы, расположенные в нижней части. Поэтому в системах, работающих без предскажения, длина усилительного участка определяется верхними каналами, а в нижних каналах имеется некоторый запас по защищенности. Этот запас защищенности можно использовать для увеличения длины усилительного участка, если повысить уровни в верхних и понизить уровни в нижних каналах, т. е. ввести в систему перекося уровней. Такой перекося уровней осуществляется при помощи специального предскажающего контура, который включается на входе усилителя передачи или в его цепи обратной связи. Если предскажения вводятся так, что уровень передачи линейно зависит от частоты (линейное предскажение), то

$$\rho(f) = \rho_{f_n} - \frac{\Delta p}{\Delta f}(f_n - f), \quad (2.97)$$

где ρ_{f_n} — относительный уровень на верхней граничной частоте линейного спектра; Δp — величина перекося уровней, равная разности уровней верхнего и нижнего каналов; $\Delta f = f_n - f_n$ — ширина рабочей полосы частот группового сигнала.

Рассмотрим случай, когда предскажающий контур включен на входе нелинейного четырехполюсника, причем ко входу контура, как и раньше, подводится многоканальный сигнал с одинаковым уровнем $\rho_{вх}$ на всех частотах. При этом его спектральная плотность в полосе частот $f_n \leq f \leq f_n$ равна $G_{вх}(f) = G_0$, а вне этой полосы частот ($f_n > f > f_n$) $G_{вх}(f) = 0$. Модуль коэффициента передачи предскажающего контура будет равен

$$|K_{пер}| = e^{\rho(f) - \rho_{вх}}.$$

Так как контур представляет собой линейную систему, то закон распределения мгновенных значений сигнала на его выходе остается нормальным, а спектральная плотность и дисперсия будут равны

$$G_{вых}(f) = G_0 e^{2[\rho(f) - \rho_{вх}]} \quad (2.98)$$

и

$$\sigma_{вых}^2 = G_0 \int_{f_n}^{f_n} e^{2[\rho(f) - \rho_{вх}]} df = G_0 e^{2\left[\rho_{f_n} - \rho_{вх} - \frac{\Delta p}{\Delta f} f_n\right]} \int_{f_n}^{f_n} e^{\frac{\Delta p}{\Delta f} f} df. \quad (2.99)$$

Обозначим разность $\rho_{\text{в}} - \rho_{\text{вх}} = \Delta\rho_{\text{в}}$, которая представляет собой превышение уровня верхнего канала над уровнем входного сигнала. Тогда получим:

$$G_{\text{ввых}}(f) = G_0 e^{2 \left(\Delta\rho_{\text{в}} - \frac{\Delta\rho}{\Delta f} f_{\text{в}} + \frac{\Delta\rho}{\Delta f} f \right)}, \quad (2.100)$$

$$\sigma_{\text{ввых}}^2 = G_0 e^{2\Delta\rho_{\text{в}} - \Delta\rho} \frac{\text{sh } \Delta\rho}{\Delta\rho} \Delta f. \quad (2.101)$$

Подставляя теперь значение $G_{\text{ввых}}(f)$ из (2.98) в (2.56), найдем корреляционную функцию сигнала на входе нелинейного четырехполосника и, воспользовавшись выражением (2.64), определим корреляционную функцию, а затем спектральную плотность группового сигнала на выходе нелинейного четырехполосника.

Для устранения амплитудно-частотных искажений, внесенных на передающем конце предусаживающим контуром, на приемном конце группового тракта включается восстанавливающий контур, коэффициент передачи $K_{\text{пр}}(f)$ которого должен быть выбран так, чтобы удовлетворялось условие $|K_{\text{пер}}(f)| |K_{\text{пр}}(f)| = 1$ или

$$|K_{\text{пр}}(f)| = \frac{1}{|K_{\text{пер}}(f)|} = e^{-\rho(f) + \rho_{\text{вх}}}.$$

Производя преобразования, аналогичные случаю работы системы без предусаживаний, и учитывая коэффициент передачи восстанавливающего контура, найдем, что мощность продуктов нелинейных искажений второго и третьего порядков в любом из каналов будет определяться выражениями:

$$P_{\text{вкв2}} = 4 \frac{\Delta F_{\text{к}}}{\Delta f} \kappa_{\text{н}}^2 e^{-2a_{2\Gamma(0)}} e^{4(\rho_1 + \Delta\rho_{\text{ср}})} y_{2\text{в}}(\sigma_{\text{к}}), \text{ мвт}, \quad (2.102)$$

$$P_{\text{вкв3}} = 24 \frac{\Delta F_{\text{к}}}{\Delta f} \kappa_{\text{н}}^2 e^{-2a_{3\Gamma(0)}} e^{6(\rho_1 + \Delta\rho_{\text{ср}})} y_{3\text{в}}(\sigma_{\text{к}}), \text{ мвт}. \quad (2.103)$$

В этих формулах $y_{2\text{в}}(\sigma_{\text{к}})$ и $y_{3\text{в}}(\sigma_{\text{к}})$ характеризуют спектральное распределение продуктов нелинейных искажений второго и третьего порядков с учетом параметров восстанавливающего контура. Эти коэффициенты выражаются следующим образом:

1) продукты нелинейности второго порядка

$$y_{2\text{в}}(\sigma_{\text{к}}) = \frac{e^{\Delta\rho(1-2\sigma_{\text{к}})}}{2\text{sh } \Delta\rho} \text{sh} \left[2\Delta\rho \left(\frac{\beta-2}{\beta-1} - \sigma_{\text{к}} \right) \right] \text{ для } 0 \leq \sigma_{\text{к}} \leq \frac{\beta-2}{\beta-1}, \quad (2.104)$$

$$y_{2\text{в}}(\sigma_{\text{к}}) = \frac{1}{2} \frac{\Delta\rho}{\text{sh } \Delta\rho} e^{-\Delta\rho \frac{\beta+1}{\beta-1} \left(\sigma_{\text{к}} - \frac{1}{\beta-1} \right)} \text{ для } \frac{1}{\beta-1} \leq \sigma_{\text{к}} \leq 1; \quad (2.105)$$

2) продукты нелинейности третьего порядка

$$y_{32в}(\sigma_k) = \frac{3}{16} \frac{\Delta p e^{2\Delta p}}{\text{sh}^2 \Delta p} \left[1 + (1 + e^{-4\Delta p}) \left(\frac{1}{4\Delta p} - \sigma_k \right) - \frac{1}{2\Delta p} e^{-4\Delta p \sigma_k} \right] \quad \text{для } 0 \leq \sigma_k \leq 1; \quad (2.106)$$

$$y'_{32в}(\sigma_k) = \frac{3}{16} \frac{\Delta p}{\text{sh}^2 \Delta p} e^{2\Delta p \left(\frac{\beta-3}{\beta-1} - 2\sigma_k \right)} \left\{ \frac{\beta-3}{\beta-1} - \sigma_k - \frac{1}{4\Delta p} \left[1 - e^{-4\Delta p \left(\frac{\beta-3}{\beta-1} - \sigma_k \right)} \right] \right\} \quad \text{для } 0 \leq \sigma_k \leq \frac{\beta-3}{\beta-1}; \quad (2.107)$$

$$y''_{32в}(\sigma_k) = \frac{1}{8} \frac{\Delta p^2}{\text{sh}^2 \Delta p} e^{-2\Delta p \frac{\beta+1}{\beta-1} \left(\sigma_k - \frac{2}{\beta-1} \right)^2} \quad \text{для } \frac{2}{\beta-1} \leq \sigma_k \leq 1. \quad (2.108)$$

Выражения (2.102) и (2.103) справедливы для случая, когда средняя мощность многоканального сигнала при отсутствии предискажений $P_{\text{ср}}$ равна средней мощности сигнала при наличии предискажений $P_{\text{срп}}$. Так как средняя мощность пропорциональна дисперсии, то это условие может быть записано на основании ф-лы (2.101) следующим образом:

$$G_0 \Delta f \frac{\text{sh} \Delta p}{\Delta p} e^{2(p_{fв} - p_1) - \Delta p} G_0 \Delta f, \quad (2.109)$$

откуда

$$\frac{\text{sh} \Delta p}{\Delta p} e^{2(p_{fв} - p_1) - \Delta p} = 1, \quad (2.110)$$

где p_1 — относительный уровень по мощности при отсутствии предискажений.

Решая уравнение (2.110) относительно $p_{fв}$, получим связь между уровнем на верхней граничной частоте и значением предискажений Δp

$$p_{fв} = p_1 + \frac{1}{2} \ln \frac{2\Delta p}{e^{2\Delta p} - 1} + \Delta p. \quad (2.111)$$

Соответственно уровень на нижней граничной частоте

$$p_{fн} = p_1 + \frac{1}{2} \ln \frac{2\Delta p}{e^{2\Delta p} - 1}. \quad (2.112)$$

Полученные выше формулы для определения мощности помех от нелинейных переходов используются при проектировании каналов связи многоканальных систем на кабельных цепях (см. гл 9).



ОСНОВЫ ТЕОРИИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ ПО ВРЕМЕНИ

§ 3.1. Импульсная модуляция. Основные определения

В гл. I было показано, что в многоканальной аппаратуре с разделением сигналов по времени в качестве переносчиков используются периодические последовательности импульсов. С их помощью по линии связи передаются сведения о величине отсчетных значений сигналов $s(t)$, поступающих на входы каналов.

Последовательность прямоугольных импульсов одного знака (рис 3.1) характеризуется следующими параметрами: амплитудой импульсов $A_{\text{макс}}$, длительностью (шириной) импульсов $\tau_{\text{и}}$, тактовой частотой, т. е. частотой следования $F=1/T$ (круговой тактовой частотой $\Omega=2\pi/T$), положением (фазой) импульсов относительно тактовых точек $t_i=iT$, $i=0, \pm 1, \dots$. Отношение $Q=T/\tau_{\text{и}}$ называется *скважностью*; в импульсных системах связи величина Q может быть порядка 100—2500.

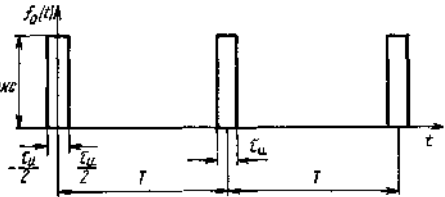


Рис 3 1

В системах связи с временным уплотнением информацию передают, изменяя (модулируя) какой-либо из перечисленных параметров. Таким образом можно получить четыре основных вида импульсной модуляции.

При *амплитудно-импульсной модуляции (АИМ)* амплитуда импульсов изменяется по закону модулирующего сигнала, а длительность и положение импульсов остаются неизменными. На рис. 3.2а, б показаны соответственно случаи амплитудно-импульсной модуляции первого (АИМ-1) и второго (АИМ-2) рода; $s(t)$ — модулирующий сигнал. При АИМ-1 мгновенное значение амплитуды импульсов зависит от мгновенного значения сигнала; при АИМ-2 высота импульса определяется только значением сигнала в тактовой точке. Различие между АИМ-1 и АИМ-2 оказывается су-

ществственным, если длительность импульсов сравнима с периодом модулирующего сигнала. В системах импульсной связи длительность импульсов во много раз меньше периода модулирующего сигнала. Поэтому в дальнейшем мы не будем различать род манипуляции.

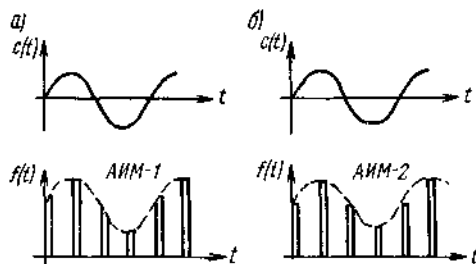


Рис. 3.2

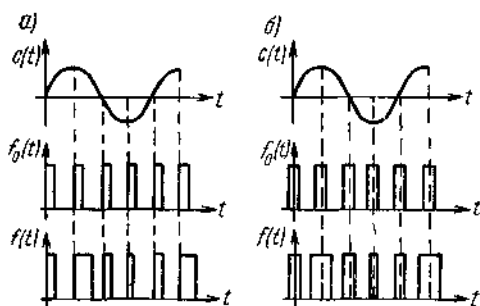


Рис. 3.3

При широтно-импульсной модуляции (ШИМ) длительность импульсов изменяется пропорционально модулирующему сигналу, а их амплитуда остается постоянной. Различают одностороннюю (рис. 3.3а) и двустороннюю ШИМ (рис. 3.3б). При односторонней ШИМ длительность импульса изменяется только за счет перемещения его заднего фронта. При двусторонней ШИМ перемещаются и передний, и задний фронты импульсов симметрично относительно их центров, соответствующих тактовым точкам. На рис. 3.3 $c(t)$ — модулирующий сигнал, $f_0(t)$ — немодулированная последовательность импульсов, $f(t)$ — модулированная последовательность импульсов.

Если при воздействии передаваемого сигнала импульсы, сохраняя свои амплитуду и форму, смещаются во времени на величину, пропорциональную напряжению, то имеет место *временная импульсная модуляция* (ВИМ), разновидностями которой являются *фаза-импульсная модуляция* (ФИМ) и *частотно-импульсная модуляция* (ЧИМ).

В случае ФИМ величина сдвига импульсов относительно тактовых точек определяется только величиной отсчетных значений сигнала и не зависит от его частоты (рис. 3.4а). Если, например, модулирующий сигнал $c(t) = \sin \omega t$, то при ФИМ величина временного сдвига k -го импульса $\Delta \tau_k$ определяется выражением $\Delta \tau_k = \Delta \tau_{\max} \sin \omega t_k$, где $\Delta \tau_{\max}$ — максимальный сдвиг импульсов.

Величина фазового сдвига импульсов θ определяется выражением $\theta_k = \Omega \Delta \tau_k = \Omega \Delta \tau_{\max} \sin \omega t_k = \theta_{\max} \sin \omega t_k$, где θ_{\max} — максимальное значение фазы.

При ЧИМ частота следования импульсов пропорциональна величине отсчетных значений и не зависит от частоты модулирующего сигнала (рис. 3.4б) $\Delta \Omega_k = \Delta \Omega_{\max} \sin \omega t_k$.

Между ФИМ и ЧИМ существует связь, аналогичная связи между фазовой и частотной модуляциями синусоидального колебания.

Модуляция фазы импульсов по некоторому закону $\theta(t)$ эквивалентна изменению мгновенной частоты следования импульсов по закону $\Delta\Omega(t) = d\theta(t)/dt$.

Рассмотренные импульсные последовательности (см. рис. 3.1—3.4) называются последовательностями *видеоимпульсов*, в отличие от радиоимпульсов, которые представляют собой отрезки колебаний высокой частоты.

§ 3.2. Спектры частот сигналов при импульсной модуляции

Найдем спектры частот сигналов, представляющих собой последовательности модулированных видеоимпульсов — АИМ, ШИМ и ФИМ. Сделаем предварительно некоторые замечания.

Сигналы $c(t)$, поступающие на входы каналов связи, представляют собой случайные процессы и математически описываются случайными функциями времени. В результате модуляции такими сигналами параметров импульсных последовательностей получаются: при АИМ последовательность равноотстоящих импульсов со случайной амплитудой; при ШИМ последовательность равноотстоящих импульсов с одинаковыми амплитудами и случайной длительностью; при ФИМ последовательность импульсов, имеющих одинаковую амплитуду и длительность, но случайное время появления на заданном тактовом интервале T . Зная статистические характеристики сигналов $c(t)$, можно найти энергетические спектры сигналов $f(t)$. Однако такой путь связан с определенными математическими трудностями¹⁾. Для упрощения задачи рассмотрим простейший случай, когда модулирующее колебание имеет вид

$$c(t) = C_{\max} \sin \omega_c t. \quad (3.1)$$

Результаты анализа даже этого простейшего случая оказываются полезными. Они позволяют оценить полосу частот, необходимую для импульсной передачи и сравнить различные типы модуляции.

Обозначим через $\sigma(t)$ функцию, описывающую одиночный импульс немодулированной последовательности $f_0(t)$. Можно записать

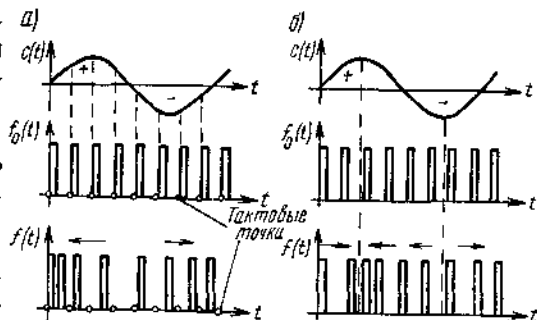


Рис. 3.4

¹⁾ Б. Р. Левин. Теоретические основы статистической радиотехники. М. «Советское радио», 1966.

$$f_0(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sigma(t - kT). \quad (3.2)$$

Для прямоугольных импульсов (см. рис. 3.1)

$$\sigma(t) = \begin{cases} A_{\max} & \text{при } -\frac{\tau_H}{2} < t < \frac{\tau_H}{2}, \\ 0 & \text{при } t < -\frac{\tau_H}{2}, t > \frac{\tau_H}{2}. \end{cases} \quad (3.3)$$

Немодулированная последовательность импульсов $f_0(t)$ является периодической функцией времени с периодом T и может быть представлена рядом Фурье, который для прямоугольных импульсов имеет вид

$$f_0(t) = A_{\max} \left[\frac{\tau_H}{T} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \pi \frac{\tau_H}{T}}{n} \cos n \Omega t \right], \quad (3.4)$$

где $\Omega = 2\pi/T$ — круговая тактовая частота последовательности.

Спектр сигнала при АИМ. Принимая во внимание ф-лы (3.1) и (3.4), выражение для сигнала $f(t)$ при амплитудно-импульсной модуляции запишем следующим образом¹⁾:

$$f(t) = [1 + m_a c(t)] f_0(t) = A_{\max} (1 + m_a \sin \omega_c t) \times \\ \times \left[\frac{1}{Q} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{Q}}{n} \cos n \Omega t \right], \quad (3.5)$$

где $m_a = C_{\max}/A_{\max}$ — коэффициент глубины модуляции и $Q = T/\tau_H$ — скважность.

Раскроем в ф-ле (3.5) скобки; проделав простые преобразования, получим

$$f(t) = \frac{A_{\max}}{Q} + \frac{m_a A_{\max}}{Q} \sin \omega_c t + \frac{2A_{\max}}{\pi} \times \\ \times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{Q}}{n} \cos n \Omega t + \frac{m_a A_{\max}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{Q}}{n} \sin (n \Omega \pm \omega_c) t. \quad (3.6)$$

Из выражения (3.6) видно, что в спектре АИМ последовательности содержатся постоянная составляющая, модулирующий сигнал, гармоники тактовой частоты и боковые частоты около гармоник тактовой частоты (рис. 3.5)²⁾. В случае АИМ более сложным сигналом, имеющим в спектре ряд составляющих, или сигналом со

¹⁾ Формула (3.5) описывает АИМ-1.

²⁾ На рис. 3.5 и 3.6 изображены модули спектров.

сплошным спектром, ограниченным частотами ω_n и ω_b , спектр АИМ сигнала будет содержать все составляющие модулирующего сигнала и боковые полосы частот около гармоник тактовой частоты (рис. 3.6).

Отметим, что демодуляция сигнала АИМ (т. е. выделение модулирующего сигнала) осуществляется фильтром нижних частот. Это обусловлено наличием в спектре модулированной последовательности импульсов спектральных составляющих сигнала. Поскольку ближайшей к наивысшей частоте сигнала ω_c является частота $\Omega - \omega_c$ (рис. 3.6), то для неискаженного выделения сигнала необходимо выполнение условия $\omega_c < \Omega - \omega_c$ или

$$\Omega > 2\omega_c. \quad (3.7)$$

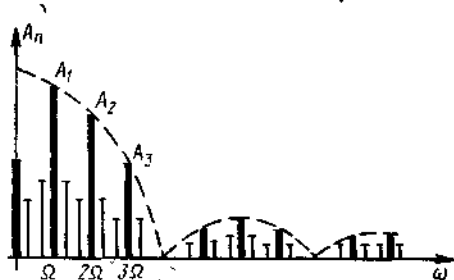


Рис. 3.5

Такой же вывод был получен в гл. 1 при рассмотрении спектра последовательности отсчетов сигнала $c(t)$. В этом нет ничего неожиданного, так как выборка отсчетов из сигнала получается в случае АИМ при $\tau_n \rightarrow 0$.

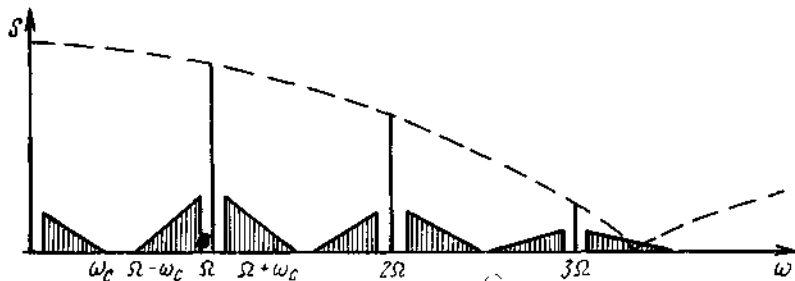


Рис. 3.6

Спектр сигнала при ШИМ. Рассмотрим двустороннюю широтно-импульсную модуляцию сигналом (3.1). Обозначим через $\Delta\tau_{\max}$ максимальное приращение ширины импульса $\Delta\tau_{\max} = m_{\text{ш}} C_{\max}$, где $m_{\text{ш}}$ — коэффициент пропорциональности. Тогда длительность импульса при модуляции сигналом (3.1) будет

$$\tau_n = \tau_0 + \Delta\tau_{\max} \sin \omega_c(t), \quad (3.8)$$

где τ_0 — среднее значение длительности импульсов.

Подставив полученное значение τ_n в ф-лу (3.4) для $f_0(t)$, получим выражение для сигнала с ШИМ¹⁾

¹⁾ Обоснование этого приема дано в книге И. С. Гоноровского «Радиотехнические цепи и сигналы». М., «Советское радио», 1964.

$$f(t) = A_{\text{макс}} \left[\frac{\tau_0 + \Delta\tau_{\text{макс}} \sin \omega_c t}{T} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \left(n\pi \frac{\tau_0 + \Delta\tau_{\text{макс}} \sin \omega_c t}{T} \right) \cos n\Omega t \right]. \quad (3.9)$$

Обозначим $n\pi\Delta\tau_{\text{макс}}/T = B_n$. (После тригонометрических преобразований получим

$$f(t) = \frac{A_{\text{макс}} \tau_0}{T} + \frac{A_{\text{макс}} \Delta\tau_{\text{макс}}}{T} \sin \omega_c t + \frac{2A_{\text{макс}}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[\sin n\pi \frac{\tau_0}{T} \cos(B_n \sin \omega_c t) + \cos n\pi \frac{\tau_0}{T} \sin(B_n \sin \omega_c t) \right]. \quad (3.10)$$

Выражение под знаком суммы можно преобразовать, используя известные соотношения:

$$\cos(B_n \sin \omega_c t) = I_0(B_n) + 2 \sum_{q=1}^{\infty} I_{2q}(B_n) \cos 2q \omega_c t,$$

$$\sin(B_n \sin \omega_c t) = 2 \sum_{q=1}^{\infty} I_{2q-1}(B_n) \sin (2q-1) \omega_c t,$$

где $I_{2q}(B_n)$ и $I_{2q-1}(B_n)$ — значения функций Бесселя первого рода порядка $2q$ и $2q-1$ от аргумента B_n .

Обозначим для сокращения записи $\frac{1}{n} \sin n\pi \frac{\tau_0}{T} = C_n$ и $\frac{1}{n} \cos n\pi \frac{\tau_0}{T} = D_n$. Окончательно получим следующее выражение для последовательности импульсов при двусторонней широтной модуляции:

$$f(t) = A_{\text{макс}} \frac{\tau_0}{T} + A_{\text{макс}} \frac{\Delta\tau_{\text{макс}}}{T} \sin \omega_c t + \frac{2A_{\text{макс}}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} C_n I_0(B_n) \cos n\Omega t + \frac{2A_{\text{макс}}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} C_n \sum_{q=1}^{\infty} I_{2q}(B_n) \cos (n\Omega \pm 2q \omega_c) t + \frac{2A_{\text{макс}}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} D_n \sum_{q=1}^{\infty} I_{2q-1}(B_n) \sin [n\Omega \pm (2q-1)\omega_c] t. \quad (3.11)$$

Выражение (3.11) определяет спектральный состав функции $f(t)$. Первые два слагаемых представляют собой постоянную составляющую $A_{\text{макс}} \frac{\tau_0}{T}$ и колебания с частотой сигнала ω_c и ам-

плитудой $A_{\max} \frac{\Delta\tau_{\max}}{T}$. Кроме того, в спектре содержатся гармоники тактовой частоты с амплитудами $\frac{2A_{\max}}{\pi} C_n I_0(B_n)$. Около каждой из этих гармоник расположены верхняя и нижняя боковые полосы частот с частотами $n\Omega \pm 2q\omega_c$ и $n\Omega \pm (2q-1)\omega_c$.

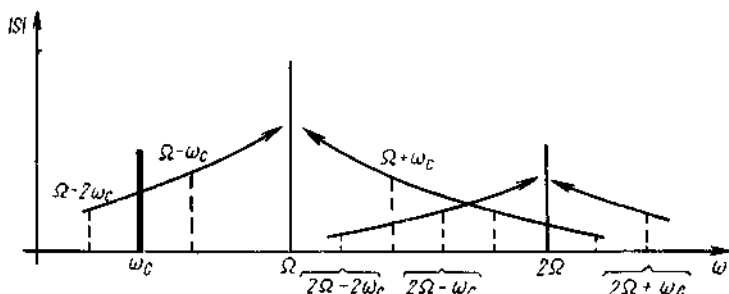


Рис. 3.7

Следует подчеркнуть, что в случае ШИМ в боковых полосах частот содержится не только составляющая с частотой $n\Omega \pm \omega_c$, как при АИМ, но и комбинационные частоты $n\Omega \pm m\omega_c$ ($m=1, 2, \dots$).

Поскольку в спектре сигнала при ШИМ содержатся колебания с частотой модулирующего сигнала, то так же, как и в случае АИМ, фильтром нижних частот из модулированной последовательности можно выделить исходный сигнал $s(t)$. Однако в данном случае возможно появление искажений, так как в полосе частот сигнала $s(t)$ могут попасть составляющие нижних боковых полос с частотами $\Omega - 2q\omega_c$ и $\Omega - (2q-1)\omega_c$. Это обстоятельство иллюстрируется рис. 3.7, на котором показан участок спектра последовательности импульсов, модулированных по ширине сигналом $s(t) = C_{\max} \sin \omega_c t$ при $\Omega = 2,5 \omega_c$.

Спектр сигнала при ФИМ. При фазо-импульсной модуляции сигналом $s(t) = C_{\max} \sin \omega_c t$ величина временного сдвига k -го импульса относительно тактовой точки определяется выражением $\Delta\tau_k = m_\phi C_{\max} \sin \omega_c kT$, где m_ϕ — коэффициент пропорциональности. Обозначим максимальный временной сдвиг $\Delta\tau_{\max} = m_\phi C_{\max}$. Текущая фаза импульсов определяется величиной $\Delta\theta$ и тактовой частотой

$$\theta(t) = \Omega t + \Delta\varphi_{\max} \sin \omega_c t, \quad (3.12)$$

где $\Delta\varphi_{\max} = \Delta\tau_{\max} \Omega$ — индекс модуляции.

Мгновенная частота следования импульсов равна

$$\Omega_{[мгн]} = \frac{d\theta(t)}{dt} = \Omega + \Delta\varphi_{\max} \omega_c \cos \omega_c t. \quad (3.13)$$

Подставим в ф-лу (3.4) вместо Ωt значение $\theta(t)$ из (3.12) и вместо T — величину $T_{[мгн]} = 2\pi/\Omega_{[мгн]}$. Тогда получим выражение для модулированного сигнала $f(t)$:

$$f(t) = A_{\max} \left[\frac{\tau_n}{2\pi} (\Omega + \Delta\varphi_{\max} \omega_c \cos \omega_c t) \right] + \\ + \frac{2A_{\max}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \frac{n \tau_n}{2} [\Omega + \Delta\varphi_{\max} \cos \omega_c t] \cos n (\Omega t + \Delta\varphi_{\max} \sin \omega_c t). \quad (3.14)$$

После ряда преобразований выражение (3.14) приводится к виду

$$f(t) = \frac{A_{\max}}{Q} + A_{\max} \frac{\Delta\varphi_{\max} \omega_c \tau_n}{2\pi} \cos \omega_c t + \frac{2A_{\max}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} I_0(n \Delta\varphi_{\max}) \times \\ \times \sin \frac{n \Omega \tau_n}{2} \cos n \Omega t + \frac{2A_{\max}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{q=1}^{\infty} M_n \cos (n \Omega \pm q \omega_c) t, \quad (3.15)$$

где $M_n = \frac{1}{n} I_q(n \Delta\varphi_{\max}) \sin \frac{\tau_n}{2} (n \Omega \pm q \omega_c)$,

$I_q(n \Delta\varphi_{\max})$ — значения функций Бесселя q -го порядка от аргумента $n \Delta\varphi_{\max}$.

Формула (3.15) характеризует спектральный состав сигнала $f(t)$ при ФИМ. Первое слагаемое определяет постоянную составляющую; второе указывает, что в спектре имеется составляющая с частотой сигнала; третье слагаемое представляет собой гармоники тактовой частоты, вокруг которых появляются верхние и нижние полосы боковых частот (четвертое слагаемое).

Несмотря на то, что в спектре сигнала при ФИМ содержатся составляющие с частотами модулирующего напряжения, в практике никогда не используют метод фильтрации этих составляющих для восстановления сигнала $s(t)$, как это делается при АИМ и ШИМ. Дело в том, что при ФИМ амплитуды спектральных составляющих сигнала $s(t)$ пропорциональны ω_c , т. е. их частотам, следовательно, при демодуляции с помощью фильтра нижних частот затухание последнего в полосе пропускания должно возрастать по определенному закону. Реализация такого фильтра связана с рядом технических трудностей. Кроме того, при ФИМ амплитуды низкочастотных составляющих значительно (на два-три порядка) меньше, чем при АИМ и ШИМ. Поэтому в системах с ФИМ принятую последовательность импульсов, модулированных по фазе, преобразуют в последовательность импульсов АИМ или ШИМ, из которой фильтром нижних частот выделяют сигнал $s(t)$.

§ 3.3. Помехи и переходные влияния в каналах систем с временным уплотнением

Чтобы обосновать выбор метода модуляции для систем связи с временным уплотнением (импульсных систем), сравним помехоустойчивость приема при АИМ, ШИМ и ФИМ. С этой целью введем предварительно некоторые определения.

Пусть имеется приемное устройство, в котором происходит разделение канальных сигналов и их демодуляция (рис. 3.8). На вход приемного устройства поступают групповой сигнал $f(t)$ (совокупность модулированных переносчиков) и помеха $\xi(t)$, т. е. входное напряжение есть смесь сигнала и помехи:

$$y(t) = f(t) + \xi(t). \quad (3.16)$$

Помеха представляет собой случайный процесс. Предположим, что этот процесс стационарен и что известно его среднее квадратическое значение $\sigma_{\text{вх}}$ (постоянную составляющую помехи полагаем равной нулю). Пусть $A_{\text{макс}}$ — максимальное значение сигнала $f(t)$. Соотношение между значениями сигнала и помехи на входе приемника будем характеризовать величиной

$$R_{\text{вх}} = A_{\text{макс}}/\sigma_{\text{вх}}, \quad (3.17)$$

которую кратко называют отношением сигнал/помеха¹⁾.

На выходах каналов должны быть получены информационные сигналы $c(t)$. Однако вместе с полезным сигналом приемник преобразует и входную помеху. Кроме того, вследствие несовершенства разделяющих устройств появятся переходные влияния. Поэтому выражение для сигнала на выходах каналов запишем в виде

$$x(t) = c(t) + \varepsilon(t) + \eta(t), \quad (3.18)$$

где $\varepsilon(t)$ — преобразованная приемником входная помеха $\xi(t)$, $\eta(t)$ — функция, характеризующая переходные влияния между каналами.

Рассмотрим помехи $\varepsilon(t)$ и $\eta(t)$ отдельно.

Пусть $\sigma_{\text{вых}}$ — среднее квадратическое значение помехи $\varepsilon(t)$, а $C_{\text{макс}}$ — максимальное значение полезного сигнала $c(t)$. Величина

$$R_{\text{вых}} = C_{\text{макс}}/\sigma_{\text{вых}} \quad (3.19)$$

есть отношение сигнал/помеха на выходе канала, а отношение

$$q = R_{\text{вых}}/R_{\text{вх}} \quad (3.20)$$

¹⁾ Иногда величину $R_{\text{вх}}$ определяют как отношение среднее квадратических значений. Для наших целей удобно определение (3.17).

будет характеризовать помехоустойчивость системы. Очевидно, чем больше величина q , тем более помехоустойчива система (связи¹).

Качество разделения канальных сигналов можно охарактеризовать аналогичным образом отношением напряжения полезного сигнала $s(t)$ к напряжению переходной помехи $\eta(t)$.

В ряде случаев (в частности, при оценке качества телефонных каналов) пользуются понятием защищенности (см. гл. 2)

$$A_3 = \frac{1}{2} \ln \frac{P_c}{P_n} = p_c - p_n, \quad (3.21)$$

где P_c и P_n — соответственно мощности полезного сигнала и помехи; p_c и p_n — уровни полезного сигнала и помехи.

Воспользуемся введенными определениями для оценки помехоустойчивости при АИМ, ШИМ и ФИМ. На рис. 3.9 схематически изображены демодуляторы импульсных сигналов. При АИМ и ШИМ демодуляция осуществляется фильтром нижних частот

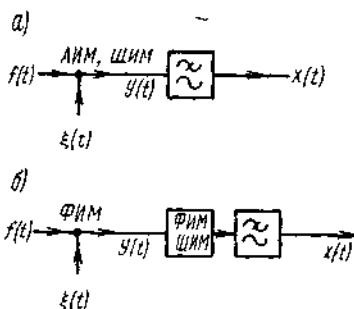


Рис 3.9

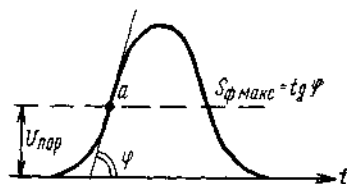


Рис 3.10

(рис. 3.9а). В случае ФИМ предварительно преобразуют фазо-импульсную модуляцию в широтную при помощи схемы ШИМ-ФИМ (рис. 3.9б).

Так же, как и в системах с частотным уплотнением, на магистралах, уплотненных импульсной аппаратурой, можно указать ряд источников помех: промышленные и атмосферные помехи, флуктуационные помехи в проводах, электронных лампах, транзисторах, сопротивлениях и т. д. — так называемые собственные помехи, акустические помехи и т. п.

Рассмотрим случай, когда $\xi(t)$ — флуктуационная помеха (белый шум), т. е. $\xi(t)$ — стационарный случайный процесс с нулевым средним значением и функцией распределения мгновенных напряжений:

$$\omega(x) = \frac{1}{\sigma_{вх} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{\sigma_{вх}^2}}. \quad (3.22)$$

Мощность помехи пропорциональна дисперсии $\sigma_{вх}^2$, эффективное (среднеквадратическое) напряжение помехи равно $\sigma_{вх}$. Усло-

¹ В телеграфии и системах передачи дискретных сигналов (данных) помехоустойчивость определяется вероятностью ошибки при заданном $R_{дх}$.

вмесь считать максимальным (пиковым) напряжением помехи такое напряжение $U_{п\text{ макс}}$, вероятность превышения которого достаточно мала. Например, вероятность превышения белым шумом напряжения $U_{п\text{ макс}} = 5 \sigma_{вх}$ равна $6,0 \cdot 10^{-7}$.

Обратимся теперь к характеристикам полезного сигнала. До сих пор мы полагали, что сигнал $f(t)$ есть последовательность прямоугольных импульсов. В действительности стремятся формировать импульсы так называемой колокольной формы

$$f(t) = A_{\text{макс}} e^{-\beta^2 t^2}, \quad (3.23)$$

у которых энергия спектра сосредоточена в более узкой полосе частот, чем у импульсов другой формы. Кроме того, из-за переходных процессов в тракте передачи фронты импульсов «размываются». В результате импульсы, поступающие на демодулятор, имеют вид, показанный на рис. 3.10. Важным параметром таких импульсов является крутизна фронта $S_{\phi} = df(t)/dt$. Очевидно, можно найти такую точку, в которой крутизна фронта максимальна (точка *a* на рис. 3.10).

Для упрощения рассуждений заменим сложные по форме входные импульсы трапецидальными с амплитудой $A_{\text{макс}}$ и длительностью фронта τ_{ϕ} (рис. 3.11). Для такого импульса $S_{\phi} = A_{\text{макс}}/\tau_{\phi}$. Величину τ_{ϕ} выберем так, чтобы выполнялось условие

$$\frac{A_{\text{макс}}}{\tau_{\phi}} = \max \left[\frac{df(t)}{dt} \right].$$

На рис. 3.11 пунктиром изображены один из импульсов сигнала $f(t)$ и одна из реализаций помехи $\xi(t)$. Все возможные значения входного сигнала $y(t)$ лежат внутри заштрихованной области, верхняя граница которой получена суммированием ординат неискаженного сигнала с величиной $U_{п\text{ макс}}$, а нижняя граница — вычитанием этой же величины из неискаженного сигнала.

При АИМ сигнал $s(t)$ выделяется фильтром нижних частот и, как следует из ф-лы (3.6),

$$C_{\text{макс}} = r m_a A_{\text{макс}}, \quad (3.24)$$

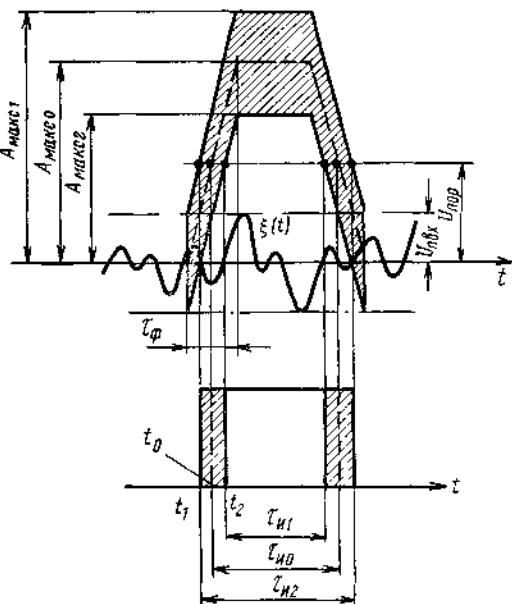


Рис 3.11

где r — коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров демодулятора. При АИМ (см. рис. 3.11) $\varepsilon(t) = r\xi(t)$ и эффективное (среднеквадратическое) значение выходной помехи

$$\sigma_{\text{вых}} = r \sigma_{\text{вх}}, \quad (3.25)$$

откуда в соответствии с ф-лами (3.17), (3.19), (3.24) и (3.25) $R_{\text{вых АИМ}} = m_a R_{\text{вх}}$ и по ф-ле (3.20)

$$q = m_a. \quad (3.26)$$

Если, как обычно, $m_a < 1$, то при АИМ отношение сигнал/помеха на выходе демодулятора хуже, чем на входе. В пределе при $m_a = 1$ $q = 1$.

При ШИМ и ФИМ сигнал на выходе приемника пропорционален сдвигу фронта входного импульса $\Delta\tau$. В приемниках ШИМ и ФИМ перед детектированием происходит формирование сигнала при помощи пороговых устройств — ограничителей или электронных реле. Допустим, что формирование осуществляет электронное реле с напряжением срабатывания $U_{\text{пор}} = A_{\text{макс}} \sigma / 2$ (см. рис. 3.11). Предположим также, что напряжение срабатывания и отпускания реле близки друг к другу. Сигнал, который в этом случае формируется электронным реле, изображен в нижней части рис. 3.11. Из-за воздействия помехи $\xi(t)$ фронты импульсов отклоняются от положений, определяемых модуляцией, и находятся в заштрихованных областях. Максимальное отклонение фронта помехой составляет $\Delta\tau_n = t_1 - t_0 = t_0 - t_2$. Из геометрических соображений ясно, что среднеквадратическое отклонение $\Delta\tau_{\text{СК}}$ фронта равно:

$$\Delta\tau_{\text{СК}} = \sigma_{\text{вх}} \frac{\tau_{\phi}}{A_{\text{макс}} \sigma} = \frac{\sigma_{\text{вх}}}{S_{\phi}}. \quad (3.27)$$

Эффективное (среднеквадратическое) напряжение помехи на выходах демодуляторов ШИМ и ФИМ будет равно:

$$\sigma_{\text{вых}} = r \Delta\tau_{\text{СК}} = r \sigma_{\text{вх}} \frac{\tau_{\phi}}{A_{\text{макс}} \sigma} = \frac{\sigma_{\text{вх}}}{S_{\phi}} r. \quad (3.28)$$

Максимальное напряжение полезного сигнала на выходах демодуляторов ШИМ и ФИМ пропорционально максимальному полезному (т. е. полученному в результате модуляции) отклонению фронта

$$C_{\text{макс}} = r \Delta\tau_{\text{макс}}. \quad (3.29)$$

Из ф-л (3.19), (3.28) и (3.29) получаем

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{вх}} \frac{\Delta\tau_{\text{макс}}}{\tau_{\phi}} = \frac{\Delta\tau_{\text{макс}}}{\sigma_{\text{вх}}} S_{\phi}. \quad (3.30)$$

Таким образом, чем больше крутизна фронта импульса, тем больше отношение сигнал/помеха на выходе демодулятора. Отсюда следует, что уровень срабатывания пороговой схемы в демодуляторе ШИМ и ФИМ следует выбирать равным мгновенному значению входного напряжения, при котором крутизна фронта импульса максимальна (точка a на рис. 3.10).

Из ф-л (3.20) и (3.30) имеем

$$q_{\text{ШИМ, ФИМ}} = \frac{\Delta\tau_{\text{макс}}}{\tau_{\Phi}} \quad (3.31)$$

следовательно, при условии $\tau_{\Phi} < \Delta\tau_{\text{макс}} q > 1$, т. е. отношение сигнал/помеха на выходе приемника лучше, чем на входе.

Системы с ШИМ и ФИМ характеризуются большей помехоустойчивостью, чем системы с АИМ. Поэтому АИМ для связи непосредственно не применяется, хотя и используется в качестве промежуточной операции при получении и детектировании импульсных последовательностей, модулированных по ширине и по фазе.

Сравним теперь способы ШИМ и ФИМ по помехоустойчивости. При одинаковой полосе пропускания тракта передачи и одинаковой форме фронта импульса помехоустойчивость ШИМ и ФИМ одинакова. Однако при ШИМ средняя мощность сигнала больше, чем при ФИМ, так как для обеспечения возможности модуляции ширины импульсов среднюю длительность импульсов при ШИМ приходится брать большей, чем при ФИМ. Следовательно, при сохранении средней мощности сигнала переход к ФИМ дает возможность увеличить амплитуды импульсов и тем самым улучшить отношение сигнал/помеха на входе приемника.

Необходимо также иметь в виду, что при широтно-импульсной модуляции ширина полосы пропускания тракта передачи должна быть такой, чтобы обеспечить достаточно малые искажения наиболее короткого импульса, т. е. она оказывается более широкой, чем требуется для импульса средней длительности. При фазо-импульсной модуляции длительность всех импульсов одинакова, что позволяет выбрать оптимальную ширину полосы пропускания, обеспечивающую наиболее высокую помехоустойчивость.

Итак, ФИМ имеет ряд преимуществ по сравнению с другими видами импульсной модуляции (АИМ и ШИМ), благодаря чему она применяется почти во всех типах аппаратуры импульсной связи.

Обратимся к вопросу о переходных влияниях между каналами импульсных систем.

В гл. 1 было показано, что одно из необходимых условий возможности разделения множеств сигналов состоит в отсутствии их взаимного пересечения. Если в процессе передачи указанное условие нарушается, то появляются переходные помехи между каналами. Рассмотрим с этой точки зрения многоканальную систему с временным уплотнением.

На рис. 3.12 показана последовательность канальных импульсов N -канальной системы с временным уплотнением, соответствующая одному периоду квантования T исходных сигналов $s(t)$. Условие принадлежности некоторого сигнала $f_k(t)$ к множеству S_k сигналов k -го канала записывается в виде

$$f_k(t) \in S_k, \quad (3.32)$$

если $f_k(t) = 0$ при $t < t_k$ и $t > t'_k$.

Если в системе появится какой-либо сигнал $\varphi(t)$ такой, что $\varphi(t) \neq 0$ при $t_k < t < t'_k$ и $t_{k+1} < t < t'_{k+1}$, то после демодуляции на выходах k и $(k+1)$ -го каналов появятся некоторые напряжения.

Групповой сигнал $f(t) = \sum f_k(t)$ проходит через тракт передачи, который вносит нелинейные искажения, ограничивает спектр сигнала и в полосе пропускания вносит частотные искажения. Безынерционный нелинейный четырехполюсник (например, амплитудный ограничитель, электронное реле) изменяет форму сигнала, что

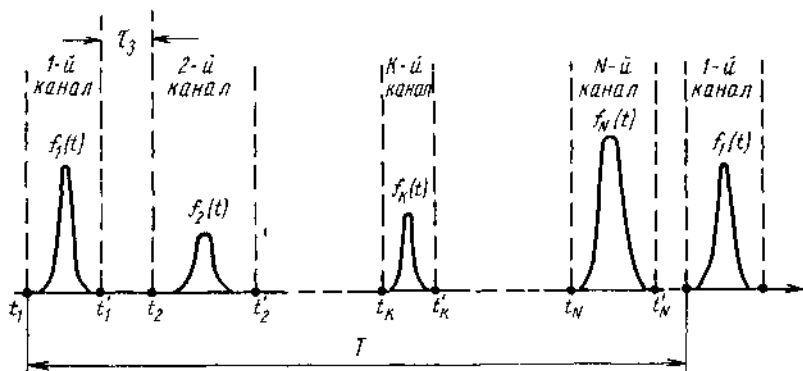


Рис. 3.12

может быть причиной искажений канальных сигналов: например, ограничение по максимуму при АИМ приводит к искажениям в каналах. Однако в силу безынерционности такой четырехполюсник не может растянуть промежуток времени, в пределах которого сигнал отличен от нуля. Поэтому нелинейные искажения в тракте передачи группового сигнала не могут нарушить условия (3.32) при любом k от 1 до N . Следовательно, в отличие от многоканальных систем с частотным разделением, нелинейные искажения группового сигнала многоканальных систем с разделением по времени не приводят к появлению взаимных переходных помех между каналами.

Рассмотрим теперь передачу импульсных сигналов через линейный четырехполюсник, ограничивающий спектр сигнала и вносящий амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения. При подаче импульса на вход такого четырехполюсника возникают переходные процессы, длительность которых может быть достаточно велика (теоретически — бесконечна). Поэтому если сигнал k -го канала на входе линейного четырехполюсника удовлетворяет условию (3.32), то может оказаться, что выходной сигнал будет отличен от нуля также и на промежутке времени, отведенном для $(k+1)$ -го канала. В этом случае появляются переходные помехи из k -го в $(k+1)$ -й канал.

Итак, взаимные переходные помехи между каналами многоканальных систем с разделением по времени появляются вследствие

ограничения полосы пропускания группового тракта, неравномерности его амплитудно-частотной и нелинейности фазо-частотной характеристик.

Следует отметить, что при нелинейности фазо-частотной характеристики тракта переходные процессы особенно сильно затягиваются, поэтому в ряде случаев необходимо корректировать фазовые характеристики групповых элементов импульсных систем связи.

Принята следующая классификация переходных помех в системах с временным уплотнением:

- помехи первого рода, возникающие вследствие ограничения полосы пропускания радио- и видеотракта со стороны высоких частот и из-за частотных искажений в верхней части диапазона;

- помехи второго рода, возникающие вследствие частотных искажений видеотракта на низких частотах.

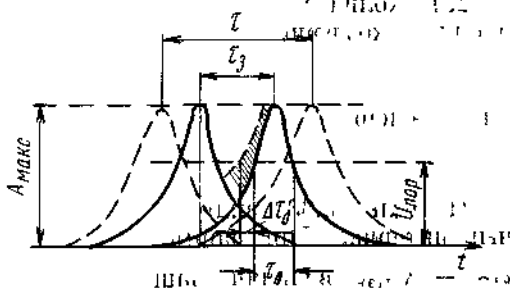


Рис. 3.13

Выясним механизм возникновения указанных помех. С этой целью рассмотрим случай фазо-импульсной модуляции, которая, как наиболее помехоустойчивая, преимущественно применяется при временном уплотнении.

Переходные помехи первого рода. На рис. 3.13 показаны импульсы k и $(k+1)$ -го каналов. Вследствие ограничения полосы пропускания тракта и частотных искажений фронты импульсов «размываются». Положим, что они описываются некоторой функцией $\varphi(t)$. На рис. 3.13 пунктиром показано положение импульсов при отсутствии модуляции. Совмещая начало отсчета времени с моментом, когда в k -м канале напряжение сигнала максимально, запишем (при отсутствии модуляции): $f_k(t) = \varphi(t)$, $f_{k+1}(t) = \varphi(t - \tau)$, где τ — интервал между импульсами.

Как видно из рисунка, импульс k -го канала частично перекрывается с импульсом $(k+1)$ -го канала, что приводит к смещению переднего фронта импульса $(k+1)$ -го канала, т. е. к появлению в $(k+1)$ -м канале помех. Эти помехи — переходные, так как они вызваны сигналом k -го канала.

Очевидно, что величина переходной помехи в $(k+1)$ -м канале зависит от интервала τ , который меняется при модуляции импульсов по фазе. Наибольшие переходные помехи появятся в тот момент, когда импульс k -го канала сдвинется вправо на интервал $\Delta t_{\text{макс}}$, а импульс $(k+1)$ -го канала — влево. Это положение импульсов показано на рис. 3.13 сплошными линиями. Интервал τ , остающийся между импульсами при их наибольшем сближении, называется *защитным*.

Положение переднего фронта импульса фиксируется пороговым устройством, уровень срабатывания которого соответствует точке с максимальной крутизной $S_{\text{ф макс}}$ (см. рис. 3.10). Обозначим длительность импульса на этом уровне через τ_0 и временной сдвиг переднего фронта импульса $(k+1)$ -го канала из за переходной помехи через $\Delta\tau_0$. Из рис. 3.13 видно, что

$$\Delta\tau_0 = \varphi\left(\tau_0 - \frac{\tau_0}{2}\right) \frac{1}{S_{\text{ф макс}}} \quad (3.33)$$

Для количественной оценки переходных помех первого рода вводится коэффициент защищенности канала

$$K_{\text{зл}} = \frac{2\Delta\tau_{\text{макс}}}{\Delta\tau_0} \quad (3.34)$$

или в неперач

$$A_{\text{зл}} = \ln \frac{2\Delta\tau_{\text{макс}}}{\Delta\tau_0} \quad (3.35)$$

Из ф-лы (3.33) видно, что $\Delta\tau_0$ тем меньше, чем больше защитный интервал. При форме импульсов, близкой к колокольной, и $\tau_0 \approx \frac{3}{2}\Delta\tau_{\text{макс}}$ величина защищенности $A_{\text{зл}}$ получается порядка 20–

÷ 30 *неп*, т. е. при оптимальном выборе параметров системы переходные помехи первого рода исчезающе малы

Переходные помехи второго рода. Для выяснения механизма возникновения переходных помех второго рода рассмотрим последовательность импульсов, модулированных по амплитуде. В некоторых системах с фазо-импульсной модуляцией такие последовательности формируются в преобразователях ФИМ-АИМ при демодуляции.

На рис. 3.146 представлен групповой АИМ сигнал двухканальной системы, в которой импульсы первого канала модулированы

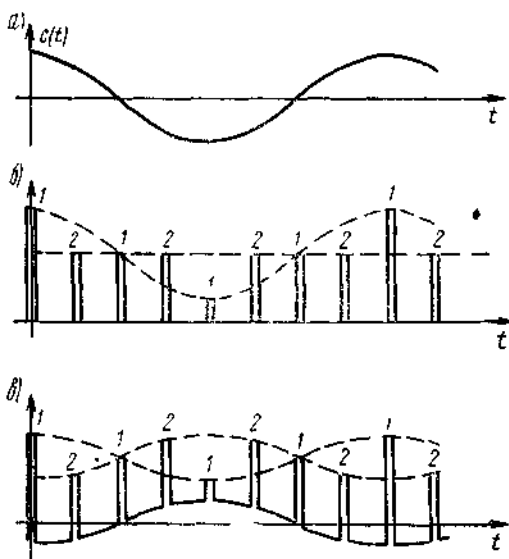


Рис 3.14

сигналом $c_1(t) = C_{\text{макс}} \cos \omega_c t$ (рис. 3.14а), во втором канале модуляция отсутствует. Пусть $f_c = \omega_c / 2\pi = F/n$, где n — целое число и $F = 1/T$ — частота квантования канальных сигналов. Тогда групповой сигнал $f(t)$ — четная периодическая функция с периодом $T_c = 1/f_c$. Представим $f(t)$ в виде ряда Фурье

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos k \omega_c t.$$

Рассмотрим прохождение сигнала $f(t)$ через четырехполюсник с коэффициентом передачи $K(\omega)$, эквивалентный видеотракту системы. Амплитудно-частотная характеристика видеотракта всегда имеет «завал» на низких частотах, т. е. $K_{нч} < K_0$, где $K_{нч}$ и K_0 — модули $K(\omega)$ на низких и средних частотах соответственно; фазовый сдвиг на низких частотах больше, чем на средних. На рис. 3.15 в качестве примера показан вид частотных характеристик видеосуилителя.

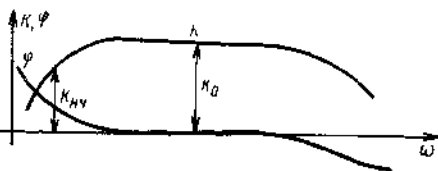


Рис. 3.15

Допустим $K_0 = 1$. Тогда после прохождения через видеотракт низкочастотные составляющие сигнала $f(t)$ будут ослаблены. Для наглядности предположим, что ослабляется только первая гармоника сигнала $f(t)$. Выражение для сигнала на выходе видеотракта записывается в виде

$$f_{\text{вых}}(t) = A_0 + K_1 A_1 \cos \omega_c t + \sum_{k=2}^{\infty} A_k \cos k \omega_c t, \quad (3.36)$$

где $K_1 < 1$.

Выражение (3.36) можно привести к виду

$$f_{\text{вых}}(t) = A_0 + A_1 \cos \omega_c t + \sum_{k=2}^{\infty} A_k \cos k \omega_c t - (1 - K_1) A_1 \cos \omega_c t$$

или

$$f_{\text{вых}}(t) = f(t) - (1 - K_1) A_1 \cos \omega_c t. \quad (3.37)$$

На рис. 3.14в показан сигнал $f_{\text{вых}}(t)$. Как следует из этого рисунка, в результате ослабления первой гармоники сигнала $f(t)$ во втором канале системы появилась амплитудная модуляция импульсов, т. е. возникает помеха, величина которой зависит от характера сигнала в первом канале. Поскольку напряжение помехи $\Phi_{п}(t) = (1 - K_1) A_1 \cos \omega_c t \neq 0$ во всех промежутках времени, отведенных для передачи канальных сигналов, то в многоканальной системе с временным разделением переходные помехи второго рода появляются во всех каналах. В реальных условиях, когда модуляция происходит более сложными сигналами $s(t)$ и во всех каналах системы, помеха может оказаться довольно большой. Необходимой величиной защищенности от переходных помех второго рода в значительной мере определяются требования к частотной характеристике видеотракта в области низких частот.

Указанные помехи имеют место и при ФИМ и ШИМ. Расчеты показывают, что в случае ФИМ защищенность от переходных помех второго рода больше, чем при АИМ и ШИМ.

§ 3.4. Принципы построения многоканальной аппаратуры с разделением сигналов по времени

На рис. 3.16 приведена упрощенная блок-схема аппаратуры с разделением сигналов по времени. Выясним назначение и функции отдельных узлов, полагая, что аппаратура предназначена для передачи телефонных сигналов.

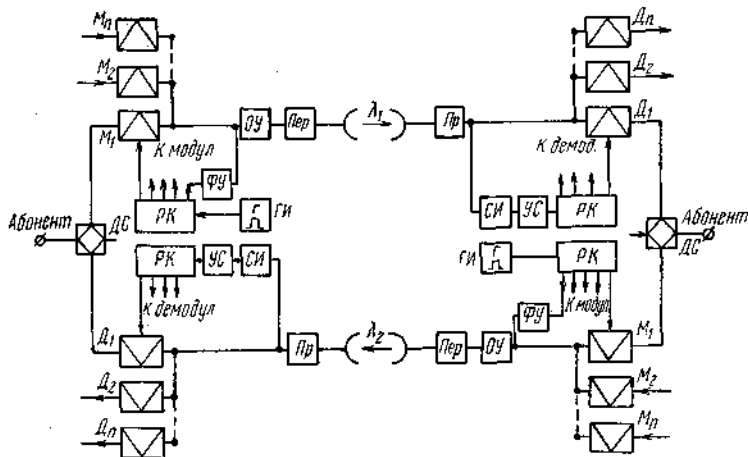


Рис. 3.16

Генератор импульсов *ГИ* вырабатывает последовательность импульсов всех каналов, которые поступают на распределитель каналов *РК*. С распределителя каналов импульсы с частотой следования 8000 гц в заданный момент времени подаются на каналные модуляторы *М*, где осуществляется модуляция последовательности импульсов данного канала (канальных импульсов) разговорными токами абонента, поступающими с абонентской линии через дифференциальную систему *ДС*.

Модулированные импульсы всех каналов поступают на устройство объединения *ОУ*.

Если аппаратура предназначена для уплотнения симметричных кабельных линий, то видеоимпульсы после *ОУ* можно направить в линию без дополнительных преобразований, обеспечив только необходимый уровень передачи. Это объясняется тем, что частотные характеристики затухания симметричного кабеля напоминают характеристики фильтров нижних частот, т. е. линия пропускает низкочастотную часть спектра, а в области высоких частот диапазон передачи ограничивается монотонным возрастанием затухания.

При использовании линий со свойствами полосового фильтра — радиотоллин, волноводов, линий светового диапазона (лазерных), — а также коаксиальных линий, в которых нецелесообразна передача частот ниже 100 кгц, необходима вторая ступень модуляции

высокочастотных колебаний. На рис. 3.16 показана радиорелейная аппаратура. В этом случае импульсный сигнал после ОУ подается на вход передатчика *Пер* аппаратуры радиорелейной связи.

В радиорелейной связи в качестве второй ступени модуляции радиочастотных колебаний широкое применение получили амплитудная (АМ) и частотная (ЧМ) модуляции. Сочетание первой и второй ступеней модуляции определяет, таким образом, разновидность передачи сообщений при импульсной радиосвязи, а именно ЛИМ-АМ, ФИМ-АМ, ФИМ-ЧМ и др.

С приемного устройства *Пр* радиорелейной аппаратуры модулированные каналные импульсы поступают на каналные демодуляторы *Д*. Для того чтобы распределить эти импульсы по соответствующим каналам и произвести их демодуляцию в строго отведенное данному каналу время, используется распределитель каналов *РК*. С этого устройства на приемной стороне в демодуляторы каналов подаются вспомогательные импульсы, которые служат для запуска (включения в работу) каждого демодулятора в момент времени, соответствующий приходу от приемника *Пр* импульса данного канала.

Синхронизация работы распределителя каналов приемной стороны с работой того же устройства на передающей стороне осуществляется с помощью синхронизирующего импульса, который подается в общую последовательность импульсов всех каналов. Этот импульс отличается от каналных по длительности или по форме. Для его формирования служит формирующее устройство *ФУ*. Синхроимпульс, выделенный селектором импульсов синхронизации *СИ* на приемной стороне, поступает в устройство синхронизации *УС*, где генерируются все необходимые управляющие напряжения и последовательность вспомогательных импульсов, которые поступают в *РК*.

Таким образом, многоканальная аппаратура с разделением сигналов по времени должна содержать следующие основные узлы: элементы формирования импульсов заданной формы, длительности и частоты следования; модуляторы и демодуляторы импульсных последовательностей; устройства разделения каналов (распределители каналов); устройства синхронизации распределителей каналов передающей и приемной станций.

Определим теперь число каналов, которое можно получить в системе с ФИМ. На рис. 3.17 показана последовательность импульсов при многоканальной передаче с фазо-импульсной модуляцией. Из рисунка следует, что

$$T = (2\Delta\tau_{\max} + \tau_s) N, \quad (3.38)$$

где N — число каналов; τ_s — защитный интервал; $\Delta\tau_{\max}$ — максимальное смещение (девиация) импульсов. При этом полагаем, что длительность импульсов мала по сравнению с τ_s и $\Delta\tau_{\max}$.

Из ф-лы (3.38) найдем, что

$$N = \frac{T}{2\Delta\tau_{\max} + \tau_s} \quad (3.39)$$

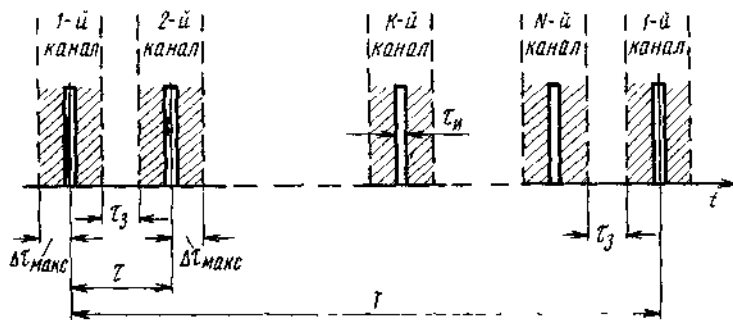


Рис. 3.17

и максимальная девиация импульсов при заданном количестве каналов

$$\Delta\tau_{\text{макс}} = \frac{T}{2N} - \frac{\tau_n}{2}. \quad (3.40)$$

В реальных системах, как уже было указано, принимают $\tau_n \approx \frac{3}{2} \Delta\tau_{\text{макс}}$, поэтому

$$\Delta\tau_{\text{макс}} = \frac{2}{7} \frac{T}{N}. \quad (3.41)$$

Учитывая, что при телефонной передаче $T = 125$ мксек, получим для 6 каналов $\Delta\tau_{\text{макс}} = 6$ мксек, для 12 каналов $\Delta\tau_{\text{макс}} = 3$ мксек и для 24 каналов $\Delta\tau_{\text{макс}} = 1,5$ мксек. Поскольку помехоустойчивость ФИМ тем больше, чем больше $\Delta\tau_{\text{макс}}$, то в системах с ФИМ-АМ обычно ограничиваются 24 каналами, а в более помехоустойчивой системе ФИМ-ЧМ — 48 каналами.

§ 3.5. Дискретные методы передачи

Создание в стране единой автоматизированной системы связи, обеспечивающей бесперебойную и надежную передачу всех видов информации, требует организации между крупными центрами мощных пучков, насчитывающих десятки тысяч каналов. Чем больше каналов в системе, тем более широкий диапазон частот необходим для передачи группового сигнала и тем выше величина затухания линий связи. Это вынуждает уменьшать расстояние между промежуточными усилителями. С увеличением количества усилителей все более заметным становится явление накопления помех, ограничивающее предельную дальность передачи в изученных нами системах связи с разделением по частоте или по времени.

Теория и опыт техники связи показывают, что при аналоговых методах модуляции, когда параметры переносчика могут принимать в некоторой области любые значения, затруднительно обеспе-

ить высокую помехоустойчивость и избавиться от накопления помех или хотя бы существенно уменьшить это явление.

Новые возможности улучшения показателей систем связи открывают дискретные методы передачи информации, особенность которых состоит в том, что параметры переносчиков могут принимать конечное количество значений, причем изменяться они могут только через квантованные промежутки времени. Рассмотрим, например, процесс дискретной амплитудно-импульсной модуляции (или, другими словами, процесс квантования по уровню отсчетов непрерывного сигнала), показанный на рис. 3.18.

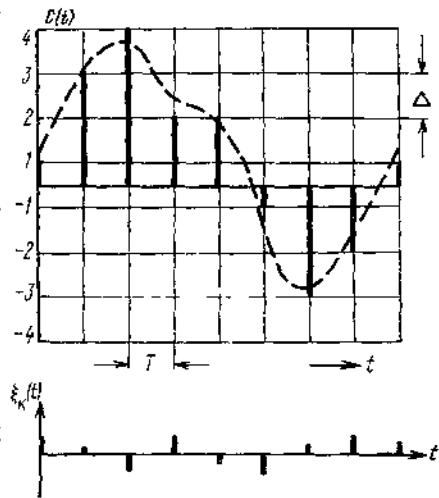


Рис. 3.18

Кривая $c(t)$ наложена на прямоугольную сетку с ячейками Δ и T , где Δ — шаг шкалы уровней. Сущность дискретной АИМ состоит в том, что вырабатываются импульсы, амплитуды которых равны не мгновенным значениям сигнала $c(kT)$, где $k \leftarrow \rightarrow = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, а высотам ближайших разрешенных уровней. Замена непрерывной шкалы уровней дискретной называется *квантованием по уровню*, а соответствующий сигнал — *квантованным*.

Если помеха не превосходит половины интервала между двумя соседними уровнями, то, приняв сигнал, искаженный помехой, и относя его к ближайшему дискретному уровню, мы заведомо не совершаем ошибки. Такой метод приема исключен в системах с аналоговыми методами модуляции. Чем больше шаг квантования Δ , т. е. чем меньше количество разрешенных состояний сигнала, тем больше допустимый уровень помех, не приводящих к ошибкам в приеме. Наибольшую помехоустойчивость обеспечивают двоичные сигналы, т. е. сигналы с двумя разрешенными состояниями. Сигнал такого типа показан на рис. 1.16.

Существенное достоинство дискретных методов передачи состоит в том, что они позволяют значительно уменьшить накопление помех вдоль линии путем восстановления (регенерации) сигнала. Возможность регенерации основана на том, что в дискретных системах все разрешенные состояния сигнала в точности известны в пункте приема. Это позволяет сравнить принятый сигнал, поврежденный помехой, со всеми разрешенными в данной системе сигналами, выбрать из них наиболее близкий к принятому и направить его к получателю; в этом состоит процедура регенерации.

При связи на большие расстояния регенерацию можно повторить сколько угодно раз, разделяя линию на отрезки и устанавли-

вая в конце каждого из них восстанавливающее сигнал устройство — регенеративную трансляцию.

В современных системах связи, использующих дискретные методы передачи, непрерывные входные сигналы $c(t)$ квантуются по уровню. Рассмотрим более подробно процесс квантования.

Из рис. 3.18 видно, что квантование сопровождается искажениями, так как импульсы, получаемые при дискретной АИМ, воспроизводят непрерывный сигнал $c(t)$ неточно. Разность между квантованными импульсами и мгновенными значениями сигнала образует последовательность импульсов ξ_k , которую можно рассматривать как особого рода помеху—шум квантования. Ясно, что с уменьшением шага квантования Δ уменьшается и шум квантования. Влияние его на качество связи можно оценить отношением средней мощности полезного сигнала $P_{с\text{ ср}}$ к средней мощности шумов квантования $P_{ш\text{ кв}}$: $R_{кв} = P_{с\text{ ср}}/P_{ш\text{ кв}}$. Найдем эту величину.

Шум квантования $\xi_k(t)$ представляет собой импульсный случайный процесс с нулевым средним значением. Можно считать, что амплитуда импульса шума квантования является случайной величиной, значения которой равновероятны в пределах от $-\frac{\Delta}{2}$ до $+\frac{\Delta}{2}$. Выражение для плотности вероятности такой случайной величины имеет вид

$$\omega(x) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta}, & -\frac{\Delta}{2} < x < \frac{\Delta}{2}, \\ 0, & x < -\frac{\Delta}{2}, \quad x > \frac{\Delta}{2}. \end{cases}$$

Известно, что средняя мощность случайного сигнала с нулевым средним пропорциональна его дисперсии. Следовательно,

$$P_{ш\text{ кв}} = \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} x^2 \omega(x) dx = \frac{1}{\Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} x^2 dx = \frac{\Delta^2}{12}. \quad (3.42)$$

Поскольку импульсы шума квантования не коррелированы, его энергетический спектр равномерен.

Найдем теперь среднее значение мощности отсчетов сигнала $c(t)$. Амплитуда максимального отсчета (положительного или отрицательного) определяется выражением (см. рис. 3.18) $U_a = \frac{\Delta}{2}(l-1)$, где l — количество уровней квантования. Если l — велико, то $U_a \approx \Delta l/2$.

Обозначим отношение максимального значения сигнала к среднему квадратическому через c . Тогда среднее квадратическое зна-

числене отсчетов сигнала $c(t)$ будет равно $U_{c\text{ ср}} = \Delta l/2c$, а среднее значение мощности отсчетов

$$P_{c\text{ ср}} = \frac{\Delta^2 f^2}{4c^2}. \quad (3.43)$$

Предположим, что энергетический спектр сигнала $c(t)$ ограничен полосой частот $f_H < f < f_B$. Тогда энергетический спектр его отсчетов будет сосредоточен внутри спектральных полос $f_H < f < f_B$, $(F - f_B) < f < (F - f_H)$, $(F + f_H) < f < (F + f_B)$ и т. д. (см. рис. 3.6). Здесь $F = 1/T$ — частота дискретизации непрерывного сигнала $c(t)$.

Восстановление непрерывного сигнала из последовательности его отсчетов производится фильтром с полосой пропускания от f_H до f_B (см. гл. 1), который ограничивает также энергетический спектр шумов квантования. В полосе частот от 0 до $F/2$ отношение мощности сигнала к мощности шумов квантования будет таким же, как и отношение мощности отсчетов (3.43) к мощности импульсов шума (3.42). На выходе фильтра с полосой пропускания от f_H до f_B мощность сигнала не изменится, а мощность шумов квантования уменьшится в $F/2(f_B - f_H)$ раз. Следовательно, отношение сигнала к шуму квантования на выходе приемного фильтра определится выражением

$$R_{\text{кв}} = \frac{3}{2} \frac{F^2 F}{c^2 \Delta F_c}, \quad (3.44)$$

где $\Delta F_c = f_B - f_H$.

Необходимое количество уровней квантования можно подсчитать, задаваясь допустимым для данного вида связи значением $R_{\text{кв}}$ и зная величину c . При этом в первом приближении можно считать, что в дискретной системе связи есть только шумы квантования, так как все остальные помехи подавляются устройствами регенерации сигнала. Из ф-лы (3.44) получаем

$$l = c \sqrt{\frac{2}{3} R_{\text{кв}} \frac{\Delta F_c}{F}}. \quad (3.45)$$

Для иллюстрации подсчитаем количество уровней квантования $l_{\text{тф}}$ для системы телефонной связи. Согласно рекомендациям МККТТ психометрическая мощность помех в телефонном канале в точке с относительным нулевым уровнем не должна превышать 10 000 *мквт* для эталонной цепи длиной 2500 *км* (см. гл. 9). Соответствующая эффективная мощность помех равна 17 600 *мквт*. Нормированная средняя мощность телефонного сигнала в точке с относительным нулевым уровнем $P_{c\text{ ср}} = 32$ *мквт* ($-1,73$ *нпд*). Таким образом, для телефонного канала допустимое отношение мощностей сигнала и помех составляет $R = 32 \cdot 10^3 / 17,6 \cdot 10^3 \approx 1800$. При определении значения c для телефонного сигнала необходимо учитывать, что за счет особенностей речи различных абонентов, различного затухания абонентских и соединительных линий, качества микрофонов и т. д. мгновенный уровень речевого сигнала может изменяться в очень широких пределах. Измерения показывают,

что величина c в этих условиях может достигать значений $50 \div 70$. Подставляя величины R и c в ф-лу (3.45), получаем $l_{\text{тф}} \approx 1520$.

Как видно, количество уровней квантования, при котором дискретная система связи обеспечивает необходимое качество телефонирования, очень велико. На коротких линиях связи, где допустимая мощность помех меньше, чем на магистрали длиной 2500 км, количество уровней квантования должно быть еще больше. Разработка аппаратуры, рассчитанной на такое количество уровней квантования, связана с большими техническими трудностями. Поэтому возникает задача — найти пути уменьшения не-

Таблица 3.1

η	c	l
1	70	1520
2,5	28	610
5	14	302
10	7	152
15	4,65	101

обходимого количества уровней квантования; при этом, разумеется, качество связи не должно ухудшаться.

Из ф-лы (3.45) видно, что, не ухудшая качества связи, количество уровней квантования можно уменьшить путем увеличения частоты квантования F и уменьшения величины c . Увеличивать частоту квантования нецелесообразно, так как в данном случае затрудняется построение многоканальной системы вследствие уменьшения промежутка времени между канальными

импульсами. Величина c может быть уменьшена при помощи компрессора (сжимателя) динамического диапазона, включаемого перед квантующей схемой. Для устранения искажений, вносимых компрессором, в приемную часть аппаратуры следует включить экспандер (расширитель) с характеристикой, обратной характеристике компрессора.

В табл. 3.1 приведены значения пикфактора и необходимого количества уровней квантования в системе телефонной связи при различных коэффициентах компрессии η , характеризующих степень уменьшения значения c .

Компандеры (компрессоры-экспандеры) с коэффициентом компрессии порядка 15 технически легко осуществимы и позволяют существенно уменьшить количество уровней квантования.

§ 3.6. Импульсно-кодовая модуляция

Применение компандеров позволяет уменьшить количество уровней квантования без ухудшения качества связи, однако при $\eta=15$ и $l \approx 100$ шаг квантования Δ остается еще большим, вследствие чего помехоустойчивость системы невысока. Регенерация сигнала при $l \approx 100$ затруднительна. Поэтому целесообразно преобразовать квантованный сигнал с большим количеством разрешенных уровней в сигнал с минимальным числом градаций — в двоичный сигнал. Это преобразование называется *кодированием* а сочетание дискретной АИМ (квантованная по уровню) и кодиро-

вания — импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ). В приемнике системы с ИКМ последовательности двоичных символов должны быть преобразованы в квантованный АИМ сигнал. Такое обратное преобразование называется *декодированием*.



Рис 3.19

Поясним процедуру кодирования.

Рассмотрим сначала группу из двух импульсов, амплитуда каждого из которых может принимать одно из двух значений, например, 1 и 0. Возможны четыре различные комбинации этих импульсов, показанные на рис. 3.19. Каждую из комбинаций можно сопоставить с одним из четырех состояний некоторого объекта и, передавая по линии различные группы импульсов, сообщать информацию об этих состояниях. Назовем такую группу импульсов *1,0 кодовой*. Если в кодовую группу включены три импульса, то число возможных комбинаций окажется равным 8 и при m импульсах в группе количество комбинаций будет равно $M = 2^m$.

Кодирование в системе с дискретной АИМ заключается в том, что каждое разрешенное значение амплитуды сопоставляется с определенной кодовой комбинацией импульсов 1, 0. Требуемое число импульсов в кодовой группе определяется количеством уровней квантования. В табл. 3.2 приведено число возможных комбинаций M при различном количестве m импульсов в кодовой группе¹⁾.

Таблица 3.2

m	2	3	4	5	6	7	8	9	10
M	4	8	16	32	64	128	256	512	1028

Если в аппаратуре применен компрессор с коэффициентом компрессии $\eta = 15$, то $l \approx 100$ и кодовая группа должна содержать 7 импульсов.

На рис. 3.20 показан принцип построения многоканальной аппаратуры с ИКМ. Входные непрерывные сигналы $s(t)$ квантуются по времени модуляторами АИМ с частотой квантования $F = 1/T$

¹⁾ Количество импульсов в кодовой группе называют также количеством разрядов.

(для телефонных сигналов $F=8000$ гц, $T=125$ мксек). Отсчеты отдельных каналов, сдвинутые во времени друг относительно

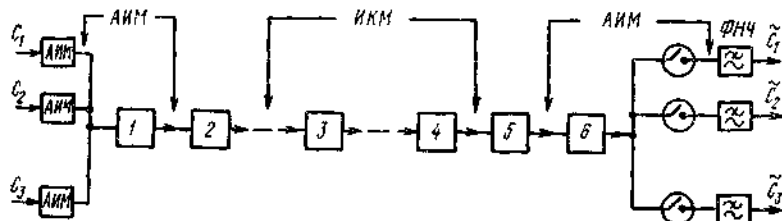


Рис. 320

1 — компрессор, 2 — кодер, 3, 4 — регенераторы 5 — декодер; 6 — экспандер



Рис. 321

друга на интервал τ , объединяются в групповой сигнал, поступающий после компрессии динамического диапазона в кодирующее устройство (кодер). Последний каждому из отсчетов ставит в соответствие m -разрядную кодовую группу (для телефонных сигналов $m=7$, иногда $m=8$), в результате чего получается групповой сигнал ИКМ, передаваемый по линии (рис 321). Так как возможны только дискретные кодовые группы, то выбор ближайшей кодовой группы автоматически квантует отсчет по уровню и квантование как отдельную операцию можно не вводить. На промежуточных трансляциях и на приемной станции происходит регенерация кодовых сигналов. Декодирующее устройство (декодер) преобразует кодовые группы в АИМ сигнал, экспандер восстанавливает динамический диапазон, после чего импульсы распределяют по каналам и пропускают через фильтры нижних частот для восстановления исходных непрерывных сигналов. Таким образом, кодер, декодер, компрессор и регенератор являются групповыми устройствами.

Групповой сигнал системы связи с ИКМ (см рис 321) представляет собой последовательность импульсов с тактовой частотой $f_{\text{такт}} = m/\tau$, где m — количество импульсов в кодовой группе, τ — длительность кодовой группы. Известны два способа передачи сигналов такого вида по линиям связи:

1) при помощи модуляции синусоидального (несущего) колебания импульсным сигналом,

2) непосредственная передача импульсов постоянного тока

Первый способ применяется в аппаратуре радиорелейных линий связи и в дальнейшем будет, по-видимому, использован на волноводных линиях. Второй способ применяется при передаче

ИКМ сигналов по симметричным и коаксиальным кабельным линиям.

Определим ширину полосы частот линейного тракта, необходимую при втором способе передачи группового сигнала многоканальной системы с ИКМ. При этом следует иметь в виду, что при передаче какой-либо кодовой группы нет надобности передавать без искажения форму каждого из импульсов; в приемнике достаточно зафиксировать только наличие или отсутствие того или иного импульса. Если частотные характеристики линии связи приближаются к характеристикам идеального фильтра нижних частот, то надежная фиксация наличия или отсутствия импульсов в тактовых точках возможна при полосе пропускания линии связи от 0 до $0,5 f_{\text{такт}}$, *гц*. Однако реальные линии имеют характеристики, существенно отличающиеся от характеристик идеального фильтра. Поэтому для передачи ИКМ сигнала приходится использовать примерно в 2 раза более широкую полосу частот, т. е. полосу от 0 до $F_{\text{такт}}$, *гц*.

Тактовая частота группового ИКМ сигнала равна

$$f_{\text{такт}} = FNm, \quad (3.46)$$

где F — частота квантования канальных сигналов; N — количество каналов.

Таким образом, для передачи группового ИКМ сигнала (при телефонной связи) требуется полоса частот $\Delta F = 8000 Nm$, *гц*.

Существующие многоканальные системы с разделением сигналов по частоте при однополосной передаче используют для одного канала полосу частот, равную 4000 *гц*. Следовательно, полоса частот, необходимая для передачи N -канального группового сигнала системы с частотным разделением, составляет $4000 N$, *гц*. Отсюда видно, что при ИКМ полоса частот группового сигнала расширяется приблизительно в $2m$ раз по сравнению с системами с частотным разделением, т. е. в $14 \div 16$ раз ($m = 7-8$).

§ 3.7. Дельта-модуляция (ДМ)

Кроме ИКМ, известны и другие цифровые (дискретные) методы передачи непрерывных сигналов. Один из них — дельта-модуляция (ДМ), при которой так же, как и при ИКМ, непрерывный сигнал квантуется по времени и по уровню, в результате чего непрерывная функция $c(t)$ заменяется ступенчатой (кусочно-постоянной функцией $G(t)$) (рис. 3.22а). Однако при ДМ, в отличие от ИКМ, при каждом шаге квантования по времени допускаются приращения ступенчатой функции $G(t)$, равные величине только одного кванта уровня Δ . В линию передаются сведения о знаке приращения непрерывного сигнала $c(t)$ в дискретные моменты

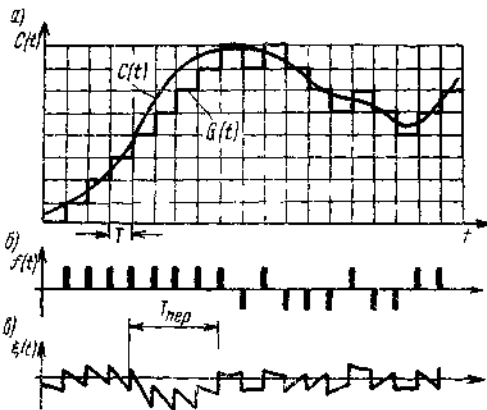


Рис 3.22

но, что ступенчатый сигнал $G(t)$ можно получить интегрированием линейного сигнала $f(t)$.

$$G(t) = \int_0^t f(t) dt. \quad (3.48)$$

Следовательно, операция декодирования в приемнике системы связи с ДМ сводится к интегрированию линейного сигнала $f(t)$.

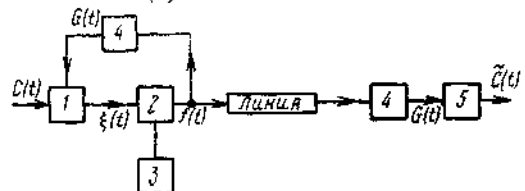
Как и в системах с ИКМ, при ДМ возникает шум квантования (рис. 3.22в):

$$\xi(t) = G(t) - c(t). \quad (3.49)$$

Упрощенная блок-схема канала системы с дельта-модуляцией показана на рис 3.23. На кодирующее устройство 2 подаются сигнал ошибки $\xi(t)$ и периодическая последовательность тактовых импульсов с частотой $F_{\text{такт}} = 1/T$ от генератора 3. Кодирующее устройство формирует положительный импульс, если в момент подачи тактового напряжения $\xi(t) < 0$, и отрицательный — если $\xi(t) > 0$. Последовательность двухполярных импульсов $f(t)$ направляется в линию и одновременно подается на интегратор 4, формирующий ступенчатый сигнал $G(t)$. С выхода интегратора сигнал подводится к вычитающему устройству 1, на другой вход которого подается первичный сигнал $c(t)$ и которое осуществляет операцию (3.49).

Функцию декодирующего устройства в приемнике выполняет интегратор 4 (аналогичный интегратору в схеме передатчика), на выходе которого получается сигнал $G(t)$. После его сглаживания

Рис 3.23
1 — схема вычитания, 2 — кодирующее устройство, 3 — генератор тактовых импульсов, 4 — интегратор (декодирующее устройство), 5 — сглаживающий фильтр



времени κT . Алгоритм формирования линейного сигнала имеет вид

$$f(\kappa T) = \text{sign} \{c(\kappa T) - G[(\kappa - 1)T]\}. \quad (3.47)$$

Таким образом, сигнал $f(t)$ при дельта-модуляции оказывается кодированным по двоичной системе и представляет собой последовательность двухполярных импульсов (рис. 3.22б). И, ф-лы (3.47) и рис. 3.22 яс

фильтром 5 формируется сигнал $c(t)$, достаточно близкий к первичному сигналу $c(t)$.

Многочанальная передача при ДМ осуществляется путем поочередной посылки импульсов различных каналов и разделения каналов по времени.

Выше говорилось, что при дельта-модуляции приращения аппроксимирующей ступенчатой функции $G(t)$ в моменты времени $t_k = kT$ равны шагу квантования Δ . В связи с этим на участках передаваемого сигнала с крутизной, большей, чем максимально возможная средняя крутизна монотонно возрастающей (или убывающей) функции $G(t)$, шум квантования резко возрастает. Данное явление называется перегрузкой кодирующего устройства. На рис. 3.22 перегрузка показана на участке $T_{пер}$.

Чтобы при ДМ отсутствовали перегрузки, приращения функции $c(t)$ за время тактовых интервалов T не должны превышать шага квантования по уровню Δ . Это условие можно записать в виде

$$\left[\max \frac{dc(t)}{dt} \right] T \leq \Delta. \quad (3.50)$$

С другой стороны, чтобы шум квантования был достаточно мал, необходимо задать минимально допустимое число l ступеней шкалы квантования по уровню. Следовательно,

$$\Delta = c_{\max} / l. \quad (3.51)$$

Беря в ф-ле (3.50) знак равенства, получим из выражения (3.51)

$$T = \frac{c_{\max}}{c'_{\max}} \frac{1}{l}, \quad (3.52)$$

где $c'_{\max} = \max dc(t)/dt$. Из ф-лы (3.52) следует выражение для тактовой частоты при ДМ

$$F_{\text{такт}} = \frac{1}{T} = l \frac{c'_{\max}}{c_{\max}}. \quad (3.53)$$

Расчеты показывают, что для передачи телефонных сообщений с достаточно высоким качеством при ДМ требуется в 2—3 раза более широкая полоса частот, чем при ИКМ. В этом заключается существенный недостаток ДМ. Основное достоинство дельта-модуляции — простота аппаратуры кодирования и декодирования; в случае ИКМ эта аппаратура гораздо сложнее. Однако при ИКМ кодирующие и декодирующие устройства являются групповыми, в то время как при ДМ они должны использоваться в каждом индивидуальном канале.

Из сказанного следует, что ДМ целесообразно применять в одноканальной или малоканальной аппаратуре, когда можно допустить расширение полосы используемых частот и когда требования простоты и компактности являются решающими.

Другие методы цифровой передачи непрерывных сигналов, такие, как ДМ-ИКМ, асинхронная ДМ, ИКМ с квантованием производной сигнала, находятся в стадии разработки и не находят в настоящее время широкого применения.

§ 3.8. Сравнение различных систем многоканальной связи и область их применения

В гл. 2 и 3 были изложены основы теории многоканальных систем связи с частотным и временным разделением сигналов. Сравним между собой различные системы и выясним области их применения.

Системы многоканальной связи с частотным разделением сигналов и однополосной модуляцией находят в настоящее время наиболее широкое применение. Аппаратурой, построенной по этим принципам, уплотняют воздушные и кабельные (симметричные и коаксиальные) линии, радиорелейные линии связи и линии, использующие искусственные спутники Земли (ИСЗ). Симметричные кабельные линии уплотняются в основном 60-канальной аппаратурой (К-60), известны также 120- и 180-канальные системы. Коаксиальные линии связи, используемые на крупных магистральных направлениях, уплотняются 300- и 1920-канальной аппаратурой. Известны системы уплотнения на 3600 каналов. По рекомендации МККТТ в настоящее время разрабатывается 10 800-канальная аппаратура уплотнения коаксиального кабеля.

Почти повсеместно на всей сети дальней связи как в Советском Союзе, так и за рубежом используется аппаратура с частотным уплотнением. Эта аппаратура применяется не только для телефонирования, но и для передачи телеграфных сообщений, дискретных сигналов (передача данных), фототелеграмм, сигналов звукового и телевизионного вещания.

Использование группообразования и многократного преобразования частоты позволило унифицировать основные узлы аппаратуры с частотным разделением и образовать не только стандартные каналы тч с полосой эффективно пропускаемых частот, равной 3,1 кГц, но и широкополосные каналы с шириной полосы пропускания 48 кГц (первичная группа), 240 кГц (вторичная группа) и 1200 кГц (третичная группа). Широкополосные каналы используются для высокоскоростного фототелеграфирования (передача газетных полос) и высокоскоростной передачи цифровой информации. Стандартная аппаратура применяется также для уплотнения стволов радиорелейных линий связи и линий с искусственными спутниками Земли.

Основное достоинство многоканальных систем с частотным разделением сигналов и однополосной модуляцией — экономное использование линейного спектра частот: полоса частот, необходимая для передачи группового сигнала, незначительно превышает сумму частотных полос, занимаемых первичными сигналами. Су-

ущественные недостатки этих систем — их низкая помехоустойчивость и явление накопления помех, возникающих на промежуточных усилительных участках. Накопление помех ограничивает предельную дальность связи, которая может быть достигнута с помощью аппаратуры с частотным разделением сигналов.

Импульсные методы, использующие помехоустойчивую фазоимпульсную модуляцию, нашли сравнительно узкое применение, так как помехоустойчивость аппаратуры резко падает с ростом числа каналов. Кроме того, полоса частот, необходимая для передачи сигналов аппаратуры с ФИМ, в десятки раз шире полосы частот группового сигнала системы с частотным разделением. Поэтому системы с временным разделением сигналов и ФИМ применяются, главным образом, для сравнительно малоканальной радиорелейной аппаратуры (24—48 каналов), работающей на линиях с высоким уровнем помех.

Важно отметить, что импульсные методы передачи не устраняют накопления помех на длинных линиях связи с большим числом промежуточных усилительных (ретрансляционных) пунктов.

Многоканальные системы с импульсно-кодовой модуляцией характеризуются высокой помехоустойчивостью и возможностью регенерации сигналов, практически устраняющей накопление помех на магистралях большой протяженности. Благодаря своей помехоустойчивости указанные ИКМ системы используются на линиях с высоким уровнем помех, не пригодных для систем с частотным уплотнением. Поэтому ИКМ системы применяются для увеличения числа соединительных линий между АТС. Расчеты показывают, что использование ИКМ систем экономически оправдано при протяженности соединительных линий, превышающей 10÷15 км. Высокая помехоустойчивость данных систем позволяет, несмотря на высокий уровень помех и переходных влияний в низкочастотных кабелях, уплотнять большое число пар и получать несколько сотен или даже тысяч каналов¹⁾.

Системы с ИКМ, в отличие от систем с частотным уплотнением, допускают значительные нелинейные искажения в групповом тракте и поэтому не накладывают ограничений на условия его загрузки. Это обстоятельство имеет большое значение, так как при передаче сигналов тонального телеграфа и вещания, при фототелеграфировании и передаче данных загрузка каналов значительно возрастает.

Многоканальные системы с ИКМ имеют и некоторые недостатки, основным из которых является необходимость использования весьма широкой полосы частот. Как было показано выше, при одинаковом числе каналов для передачи линейного сигнала в системе с ИКМ требуется полоса частот приблизительно в 15 раз шире, чем в системе с частотным уплотнением и однополосной модуляцией. Этот недостаток, однако, компенсируется высокой

¹⁾ В. М. Штейн. Некоторые вопросы построения систем связи с ИКМ. — «Электросвязь», 1966, № 5.

помехоустойчивостью благодаря регенерации сигнала в ИКМ системах. Кроме того, как показывают расчеты, с ростом числа каналов в ИКМ системах усилительные участки оказываются большими, чем в системах с частотным уплотнением¹⁾. На магистральных большой протяженности, уплотненных ИКМ системами, приходится устанавливать очень большое количество регенеративных трансляций, исчисляемое тысячами. В настоящее время нет еще достаточно исчерпывающих данных о надежности и качестве работы таких систем.

Достоинства импульсно-кодовых методов передачи настолько велики, что во всех технически развитых странах ведутся интенсивные разработки многоканальных систем с импульсно-кодовой модуляцией и временным делением каналов (ИКМ-ВД). Системы с ИКМ находят все более широкое применение для уплотнения коротких кабельных линий, например, длиной до 50 км (в частности, для уплотнения соединительных линий).

Разделение сигналов по времени и использование принципов ИКМ — один из перспективных путей построения электронных АТС. Применение идентичных методов и технических решений как для электронной коммутации каналов, так и для уплотнения соединительных линий позволит использовать на различных участках телефонной сети одинаковую аппаратуру, что сулит большой технический и экономический эффект. Поскольку на всех участках такой сети сохраняется дискретная форма сигналов, каналы можно использовать для высокоскоростной передачи любой цифровой информации. Сеть связи такого типа получила название интегральной, и ее разработка — одна из наиболее актуальных задач техники связи.

Есть основания полагать, что принципы ИКМ будут использованы в волноводных и оптических системах многоканальной связи. Характерной особенностью волноводной связи являются сильные искажения и помехи из-за попутных потоков, порождаемых неоднородностями волноводов. ИКМ в силу высокой помехоустойчивости позволит преодолеть этот недостаток.

При построении сверхмощных многоканальных систем (десятки тысяч телефонных каналов, десятки телевизионных передач) перспективным является гармоничное сочетание методов частотного разделения каналов и помехоустойчивой ИКМ. В таких системах исходной может быть аппаратура с частотным разделением. Групповой сигнал такой аппаратуры подвергается импульсно-кодовой модуляции и в цифровой форме передается по линии связи, модулируя свч несущее колебание. Широкополосный диапазон частот волновода или оптической линии может быть разделен фильтрами на несколько поддиапазонов, в каждом из которых несущая частота модулируется кодовыми импульсами

¹⁾ Kettel E. Die Übertragung von PCM-Impulsen über Koaxialkabel in Vergleich zur Trägerfrequenztechnik. — «Nachricht Z», 1968, 21, № 1.

КАНАЛЫ СВЯЗИ

§ 4.1. Общие понятия

МЕТОДЫ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА КАНАЛОВ

Современные многоканальные системы предназначены для передачи различных видов информации. Как было определено в гл. 1, каналом связи называется совокупность устройств, обеспечивающих независимую передачу одного вида информации. В данной главе рассматриваются специфические особенности, технические требования и условия передачи по телефонным каналам, каналам телевизионного и звукового вещания, фототелеграфным каналам и каналам передачи дискретных сигналов.

Качество различных каналов связи может оцениваться прямыми и косвенными методами.

Прямыми называются методы, позволяющие оценить принимаемые сообщения при сравнении их с исходными. К ним относятся методы определения эквивалента затухания AEN¹⁾ для телефонной связи, методы сравнения эталонных таблиц (тест-таблиц) для телевизионной и фототелеграфной связей и т. д.

Прямые методы наиболее полно определяют качество каналов связи. Однако, пользуясь только этими методами, очень трудно определить необходимые мероприятия по улучшению качественных показателей. Поэтому по возможности их заменяют или дополняют косвенными.

Косвенными называются методы, которые дают возможность найти определенные зависимости, характеризующие канал связи, как, например, частотные и амплитудные характеристики и т. д. Указанные методы позволяют судить о тракте и аппаратуре, а не о сообщениях, которые по ним передаются. Однако косвенные методы достаточно просты и зачастую позволяют получить требуемую зависимость на экране осциллографа или на ленте пишущего прибора. Помимо этого, пользуясь рассматриваемыми методами, легко обнаружить ту составную часть аппаратуры или тракта, которая нуждается в улучшении.

¹⁾ Эквивалент затухания по разборчивости (Affaiblissement equivalent de netteté, сокращенно AEN), рекомендуемый МККТТ

Оценка количественных соотношений между мощностями, напряжениями или токами обычно дается в относительных единицах, выраженных в логарифмической форме и называемых *уровнями передачи*¹⁾.

Уровни передачи могут определяться:
по мощности:

$$\left. \begin{aligned} \rho_m &= \frac{1}{2} \ln \frac{P_x}{P_0}, \text{ неп} \\ \rho_m &= 10 \lg \frac{P_x}{P_0}, \text{ дб} \end{aligned} \right\}, \quad (4.1)$$

по напряжению:

$$\left. \begin{aligned} \rho_n &= \ln \frac{U_x}{U_0}, \text{ неп} \\ \rho_n &= 20 \lg \frac{U_x}{U_0}, \text{ дб} \end{aligned} \right\}, \quad (4.2)$$

по току:

$$\left. \begin{aligned} \rho_t &= \ln \frac{I_x}{I_0}, \text{ неп} \\ \rho_t &= 20 \lg \frac{I_x}{I_0}, \text{ дб} \end{aligned} \right\}, \quad (4.3)$$

где P_x , U_x , I_x — соответственно величины кажущейся или активной мощности, напряжения или тока, действующие в рассматриваемой точке; P_0 , U_0 , I_0 — соответственно величины кажущейся или активной мощности, напряжения или тока, принятые за исходные для определения уровня передачи.

Из ф-л (4.1) — (4.3) следует, что уровни передачи будут положительными, если величины мощности P_x , напряжения U_x или тока I_x будут больше исходных величин мощности P_0 , напряжения U_0 или тока I_0 . В противном случае уровни передачи будут отрицательными.

Нулевое значение указанные уровни будут иметь в том случае, если соответственно $P_x = P_0$, $U_x = U_0$, $I_x = I_0$.

В общем случае уровень передачи, определенный по мощности (ρ_m), не равен уровню передачи, определенному по напряжению (ρ_n) или току (ρ_t). Однако между ними легко устанавливается взаимозависимость, если известны сопротивления z_x и z_0 , на которых выделяется соответствующая кажущаяся мощность P_x

¹⁾ Обычно уровни передачи выражаются в неперах (неп), если для их определения применяются натуральные логарифмы, или в децибелах (дб) в случае использования десятичных логарифмов, причем 1 неп = 8,686 дб, а 1 дб = 0,115 неп.

или P_0 . Действительно,

$$\left. \begin{aligned} \rho_m &= \frac{1}{2} \ln \frac{U_x^2}{|z_x|} \frac{|z_0|}{U_0^2} = \ln \frac{U_x}{U_0} - \frac{1}{2} \ln \left| \frac{z_x}{z_0} \right| = \rho_n - \frac{1}{2} \ln \left| \frac{z_x}{z_0} \right| \\ \text{или} \\ \rho_m &= \frac{1}{2} \ln \frac{I_x^2}{I_0^2} \left| \frac{z_x}{z_0} \right| = \rho_\tau + \frac{1}{2} \ln \left| \frac{z_x}{z_0} \right| \end{aligned} \right\} (4.4)$$

Уровни передачи подразделяются на абсолютные, относительные и измерительные.

Уровень передачи называется *абсолютным*, если за исходные приняты следующие величины:

- 1) кажущаяся мощность $P_0 = 1$ мва или активная мощность $P_0 = 1$ мвт;
- 2) эффективное напряжение $U_0 = 0,775$ в;
- 3) эффективное значение тока $I_0 = 1,29$ ма.

Если абсолютные уровни передачи определяются при сопротивлении $z = 600$ ом, то уровень по мощности равен уровню по напряжению или по току ($\rho_m = \rho_n = \rho_\tau$).

Относительный уровень передачи определяется при условии, что исходные величины мощности, напряжения или тока выбираются в соответствии с режимом, который установлен в начале тракта. Иными словами, относительный уровень показывает разность абсолютных уровней в рассматриваемой точке и в начале тракта. Действительно, если относительный уровень по мощности ρ_m можно определить как

$$\rho_m = \frac{1}{2} \ln \frac{P_x}{P_n}, \quad (4.5)$$

где P_x — кажущаяся или активная мощность в рассматриваемой точке, P_n — исходная мощность (мощность в начале тракта), то после деления числителя и знаменателя на $P_0 = 1$ мвт и логарифмирования получим

$$\rho_m = \frac{1}{2} \ln \frac{\frac{P_x}{P_0}}{\frac{P_n}{P_0}} = \rho_{mx} = \rho_{mn}, \quad (4.6)$$

где $\rho_{mx} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_x}{P_0}$ — абсолютный уровень по мощности в рассматриваемой точке тракта, $\rho_{mn} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_n}{P_0}$ — абсолютный уровень по мощности в начале тракта.

Измерительным уровнем называется абсолютный уровень в рассматриваемой точке при условии, что в начале тракта

включен генератор синусоидальных колебаний определенной частоты с внутренним сопротивлением 600 ом и с эдс, равной 1,55 в.

ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН

Для определения допустимых уровней передачи и режима работы отдельных приборов тракта вводят понятие о динамическом диапазоне. Под этим термином понимают разность между максимально возможным и минимально допустимым уровнями в тракте.

Динамический диапазон может быть определен как логарифм отношения максимально возможной мощности к минимально допустимой в тракте:

$$D = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{\max}}{P_{\min}} = p_{\max} - p_{\min}, \quad (4.7)$$

где P_{\max} — максимально возможное значение мощности; P_{\min} — минимально допустимое значение мощности; p_{\max} и p_{\min} — значения максимального и минимального уровней по мощности.

Максимальный уровень в тракте превышает средний уровень сигнала на величину пикфактора.

Пикфактором A называется разность максимально возможного и среднего уровней сигнала:

$$A = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{\max}}{P_{\text{ср}}} = p_{\max} - p_{\text{ср}}, \quad (4.8)$$

где $P_{\text{ср}}$ — средняя мощность сигнала; $p_{\text{ср}}$ — средний уровень сигнала.

Минимально допустимое значение мощности сигнала P_{\min} определяется, как правило, помехами.

Для качественной связи необходимо значительное превышение мощности полезного сигнала над мощностью помехи. Если полезный сигнал в канале окажется соизмеримым с помехой, то последняя будет заглушать («маскировать») полезный сигнал. В системах связи пользуются величиной

$$A_s = \frac{1}{2} \ln \frac{P_c}{P_n} = p_c - p_n. \quad (4.9)$$

Эта величина называется превышением сигнала над помехой и определяется как разность уровней полезного сигнала и помехи, действующих в одной и той же точке.

ДИАГРАММЫ УРОВНЕЙ

Диаграммой уровней называется график, показывающий распределение уровней передачи вдоль тракта. Различают диаграммы внутренних и внешних уровней. Диаграмма внутренних уровней показывает распределение уровней в отдельных частях аппаратуры. Диаграмма внешних уровней показывает распределе-

ние уровней вдоль линии, а также уровни на входе и выходе промежуточной и оконечной аппаратуры. Эта диаграмма строится для измерительных уровней и обладает рядом характерных точек.

В качестве примера на рис. 4.1 приведена диаграмма уровней для телефонного канала в одном направлении передачи.

Первая характерная точка 1 находится в начале диаграммы (вход канала). Измерительный или относительный уровень в этой точке принимается обычно равным нулю. В условиях эксплуатации уровень в этой точке непрерывно изменяется и зависит от динамического диапазона исходного сигнала.

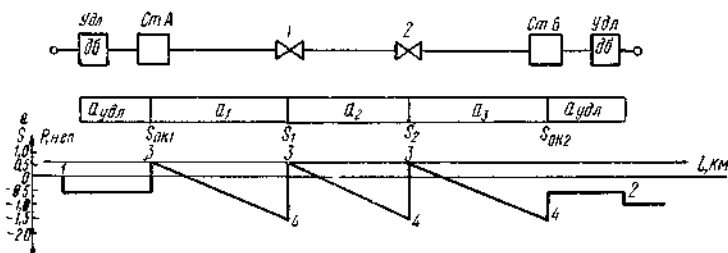


Рис. 4.1

Вторая характерная точка 2 соответствует выходу канала. Уровень передачи в этой точке зависит от «остаточного затухания» канала.

Под термином «остаточное затухание» понимают рабочее затухание канала a_r , которое определяется как алгебраическая разность между суммой всех затуханий Σa и суммой всех усилений ΣS в канале, т. е. $a_r = \Sigma a - \Sigma S$. Так как входное и выходное сопротивления канала обычно бывают одинаковой величины, то остаточное затухание можно определить как разность уровней передачи на входе и выходе канала: $a_r = p_{вх} - p_{вых}$.

Для телефонной связи номинальное значение остаточного затухания при частоте 800 гц установлено равным $a_r = 0,8$ неп. Необходимость такого остаточного затухания определяется условиями устойчивости (отсутствием генерации), допустимыми искажениями от обратной связи и минимальным мешающим действием токов электрического эха. (Все указанные явления и их влияние на величину остаточного затухания будут разобраны ниже.) Для остальных видов связи остаточное затухание устанавливается равным нулю.

Характерные точки 3 диаграммы соответствуют выходам оконечной передающей станции и промежуточной усилительной аппаратуры. Уровни передачи в этих точках определяются особенностями усилительной аппаратуры (безыскаженной мощностью).

Уровень передачи на входе промежуточной или оконечно-приемной усилительной аппаратуры (т. е. в точках 4) в каждом от-

дельном случае зависит от затухания линии. Минимально допустимый уровень определяется величиной A_3 — превышением сигнала над помехой.

§ 4.2. Телефонные каналы

ОСОБЕННОСТИ ТЕЛЕФОННЫХ КАНАЛОВ

Каналы, предназначенные для передачи телефонной информации на большие расстояния, обладают рядом специфических особенностей. Последние обусловлены тем, что при организации телефонной связи необходимо соединять четырехпроводные междугородные каналы с двухпроводными городскими цепями и двухпроводными абонентскими аппаратами. Указанные соединения обычно осуществляются с помощью развязывающих дифференциальных систем (см. ниже). Наличие не полностью сбалансированных дифференциальных систем в телефонных каналах многоканальной аппаратуры является причиной появления специфических амплитудно-частотных искажений — искажений от обратной связи, а в некоторых случаях самопроизвольных колебаний (генерации) или мешающего влияния электрического эха у говорящего и слушающего абонентов.

Рассмотренные особенности телефонных каналов отрицательно сказываются при большой протяженности связи.

В настоящее время телефонные каналы организуются, главным образом, с использованием стандартных каналов тональной частоты в спектре частот 0,3÷3,4 кГц. Для зонной (внутрирайонной, внутриобластной) связи могут использоваться также нестандартные каналы.

К нестандартным каналам относятся телефонные каналы тональной частоты, по которым речевые сигналы передаются без преобразования, а также телефонные каналы нетиповой аппаратуры многоканальной связи с небольшим числом каналов.

ОБРАЗОВАНИЕ ТЕЛЕФОННЫХ КАНАЛОВ

Нестандартные телефонные каналы тональной частоты (тч), по которым передача осуществляется без преобразования сигналов, являются вспомогательными и предназначаются для:

- пригородной и внутрирайонной телефонной связи;
- служебной связи, которая должна обеспечивать бесперебойное действие основной магистрали, оборудованной многоканальной аппаратурой;
- присоединения абонентов промежуточных пунктов к крупным узлам связи.

По двухпроводным междугородным каналам телефонная связь в диапазоне тональных частот может быть осуществлена с помощью специальных усилителей, которые устанавливаются в промежуточных и в оконечных пунктах.

На воздушных линиях такая связь организуется по однополосной двухпроводной системе связи, при которой одна двухпроводная цепь используется для передачи сигналов с одной и той же полосой частот в обоих направлениях. При этом в качестве развязывающих устройств для разделения отдельных усилительных направлений применяются дуплексные телефонные усилители с дифференциальными системами. Блок-схема связи для данного

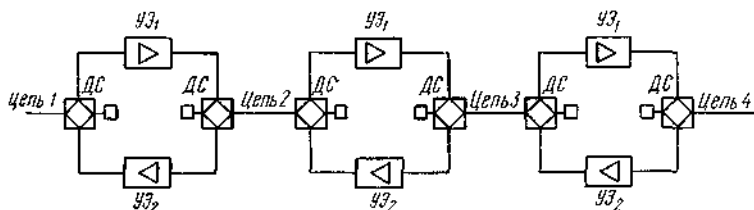


Рис. 4.2

случая приведена на рис. 4.2. Как видно из схемы, каждый дуплексный усилитель состоит из двух усилительных элементов $УЭ_1$ и $УЭ_2$ и двух дифференциальных систем ДС. Усилительный эле-

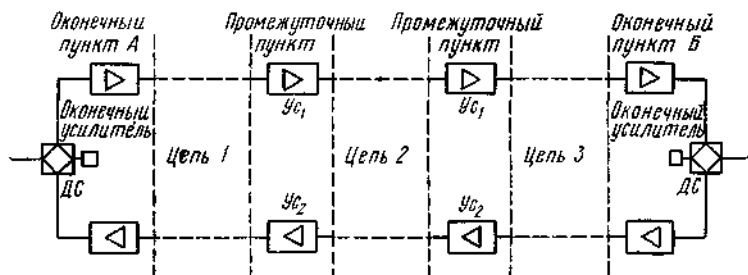


Рис. 4.3

мент $УЭ_1$ необходим для усиления разговорных токов, проходящих в одном направлении, а усилительный элемент $УЭ_2$ — в другом направлении.

По кабельным цепям телефонная связь в диапазоне тональных частот осуществляется обычно по однополосной четырехпроводной системе так, как это показано на блок-схеме рис. 4.3. В данном случае для организации связи необходимо наличие двух кабельных цепей (обычно в одной кабельной четверке), а в каждом промежуточном пункте — двух самостоятельных (симплексных) усилителей: $Ус_1$ для усиления сигналов в одном направлении и $Ус_2$ — в другом направлении.

Высокочастотные телефонные каналы являются в настоящее время основными, так как, обладая хорошими качественными показателями, они могут обеспечить практически неограниченную дальность действия.

Для телефонных связей по коаксиальным и симметричным кабельным цепям наиболее широко применяются однополосные четырехпроводные системы.

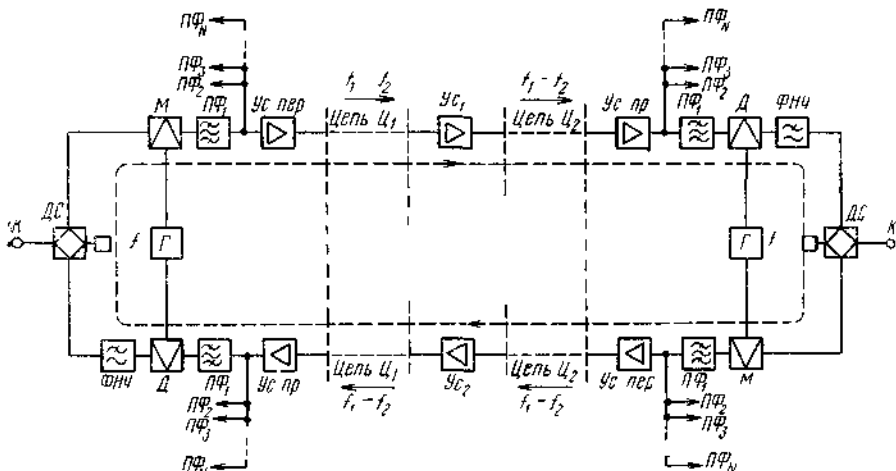


Рис 44

Однополосной четырехпроводной называется такая система связи, в которой для передачи телефонных сигналов в одной и той же полосе частот используются две двухпроводные цепи для передачи в двух разных направлениях.

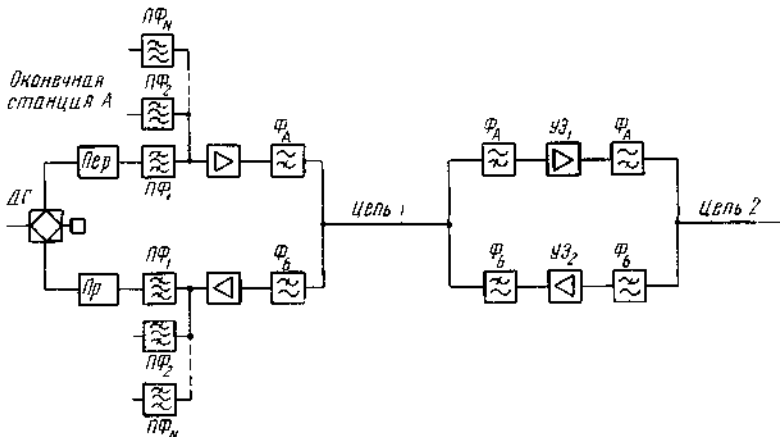


Рис 45

Блок-схема, поясняющая принцип однополосной четырехпроводной системы связи по высокой частоте, приведена на рис. 4.4. Как видно из схемы, в каждом оконечном пункте располагается одинаковое высокочастотное оборудование, необходимое для соз-

линия N высокочастотных связей. В каждом промежуточном пункте устанавливаются два самостоятельных усилителя ($УС_1$ и $УС_2$) одностороннего действия.

Для высокочастотной связи по двухпроводным цепям применяется двухполосная двухпроводная система (рис. 4.5). В этом случае в оконечных пунктах устанавливается оборудование для создания N связей, причем передаются в линию токи одной полосы частот, а принимаются токи другой полосы частот. В каждом промежуточном пункте включаются усилительные устройства, состоящие из двух групп фильтров (Φ_A и Φ_B) и двух усилительных элементов $УЭ_1$ и $УЭ_2$ для усиления токов двух направлений передачи с разными полосами частот.

Сравнивая блок-схемы рис. 4.4 и 4.5, легко заметить, что в электрическом отношении однополосная четырехпроводная и двухполосная двухпроводная системы связи являются эквивалентными: для осуществления каждой связи необходимо иметь два самостоятельных тракта (две кабельные пары или две различные частотные полосы).

УСЛОВИЯ УСТОЙЧИВОСТИ ОДИНОЧНЫХ ЗАМКНУТЫХ СИСТЕМ И ИСКАЖЕНИЯ ОТ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Из изложенного выше видно, что при организации телефонной связи неизбежно приходится сталкиваться с замкнутыми электрическими системами. К таким системам относятся двусторонние усилители, высокочастотное оборудование, включенное так, чтобы можно было осуществить телефонную связь между абонентами, и ряд других замкнутых систем, возникающих в процессе организации связи. Телефонный канал содержит либо одну (однотонную) замкнутую систему, либо несколько каскадно включенных одиночных замкнутых систем.

Все одиночные замкнутые системы, составляющие телефонный канал, можно разделить на две группы. К первой группе относятся системы, содержащие развязывающие дифференциальные устройства, как это имеет место, например, в однополосной двухпроводной системе связи (см. рис. 4.2). Вторую группу составляют замкнутые системы, создание которых обусловлено конечным переходным затуханием между фильтрами (например, рис. 4.5), в станционной проводке, в межпанельном монтаже и т. д.

Обобщенная схема одиночной замкнутой системы представлена на рис. 4.6. На схеме комплексные величины усиления усилительных устройств $УС_1$ и $УС_2$ обозначены через S_1 и S_2 , а действительные и мнимые составляющие их — соответственно через S_1 , S_2 (усиления в неперах) и bs_1 и bs_2 . Развязывающие устройства обладают постоянными передачи g_1 и g_2 (затухания a_1 и a_2 , постоянные сдвига фаз b_1 и b_2).

Условия работы этих замкнутых систем в значительной степени определяются влиянием одного направления передачи на дру-

гое. Это влияние, если оно будет велико, может вызвать самопроизвольные колебания, т. е. генерацию (зуммирование), и тем самым нарушение связи. Но даже если генерация не возникает, оно оказывает мешающее действие в виде специфических искажений частотных характеристик — «искажений от обратной связи» или в виде мешающих токов электрического эха.

Для определения условия возникновения генерации в замкнутой системе можно использовать критерий Найквиста, сущность которого заключается в том, что в замкнутой системе не возни-

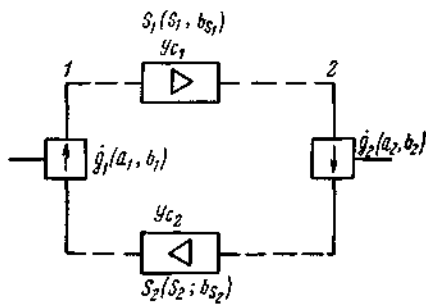
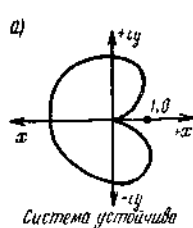
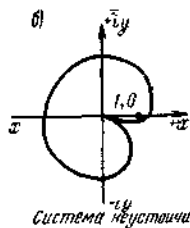


Рис. 4.6



Система устойчива



Система неустойчива

Рис. 4.7

кает генерация (система устойчива), если при изменении частоты от нуля до бесконечности график зависимости $\varphi(\omega) = x + iy = K\beta$ (рис. 4.7a) не будет охватывать или касаться точки (1; 0). Здесь $K = K_1 K_2 K_3 \dots$ — функция передачи всех усилительных элементов замкнутой системы, связанная с комплексной величиной суммарного усиления ($S = S + i\dot{b}_S$) соотношением

$$K = e^S = e^S e^{i\dot{b}_S}, \quad (4.10)$$

а $\beta = \beta_1 \beta_2 \beta_3$ — функция передачи всех пассивных четырехполюсников, входящих в замкнутую систему, которая связана с комплексной величиной суммарной постоянной передачи ($g = a + ib$) соотношением

$$\beta = e^{-a} e^{-ib}, \quad (4.11)$$

Отметим, что критерий Найквиста справедлив при соблюдении следующих условий: 1) в любом четырехполюснике, входящем в состав замкнутой системы, не должно быть генерации при разрыве замкнутой системы в любой точке; 2) функция передачи усилительных элементов замкнутой системы должна стремиться к нулю, когда частоты стремятся к бесконечности (и к нулю).

Поскольку в рассматриваемых нами замкнутых системах практически нет возможности контролировать фазовые соотношения, принято оценивать условия устойчивого состояния по значениям модуля $|K\beta|$: замкнутая система устойчива, если

$$\left. \begin{aligned} |K\beta| &= e^S e^{-a} < 1 \\ S - a &< 0 \end{aligned} \right\}, \quad (4.12)$$

и неустойчива (склонна к генерации), если

$$S - a > 0. \quad (4.13)$$

Граничным условием возможности возникновения генерации является

$$S - a = 0. \quad (4.14)$$

На практике всегда должно выполняться условие (4.12), так что в соответствии с рис. 4.6

$$\text{или} \quad \left. \begin{array}{l} S_1 + S_2 - a_1 - a_2 < 0 \\ a_1 + a_2 > S_1 + S_2 \end{array} \right\}. \quad (4.15)$$

Для характеристики системы, с точки зрения степени ее устойчивости, введено понятие о запасе устойчивости, численно равного величине усиления, которое необходимо дополнительно ввести в замкнутую систему, чтобы выполнялось условие (4.14). Таким образом, запас устойчивости

$$X = \Delta S_1 + \Delta S_2 = a_1 + a_2 - S_1 - S_2, \quad (4.16)$$

где ΔS_1 и ΔS_2 — приращения усиления в каждом из направлений передачи. Иногда величину X называют затуханием по петле обратной связи.

Для оценки искажений частотной характеристики усиления усилителя (например, Y_{c1}) при наличии обратной связи определим усиление усилителя с учетом обратной связи. Пусть: $U_{вх}$ — напряжение на входе усилителя Y_{c1} (в точке 1), поступающее из внешней цепи (см. рис. 4.6); $U'_{вх}$ — напряжение в этой же точке при наличии напряжения обратной связи U_{oc} ; $U_{вых}$ — напряжение на выходе усилителя Y_{c1} (в точке 2) при наличии обратной связи; $\dot{S}_1 = S_1 + ib_{S1}$; $\dot{S}_2 = S_2 + ib_{S2}$ — номинальные усиления усилителей (без учета обратной связи); $\dot{S}_{1\phi} = S_{1\phi} + ib_{S1\phi}$ — фактическое усиление усилителя Y_{c1} с учетом обратной связи, так что $\dot{S}_{1\phi} = \ln(U_{вых}/U_{вх})$.

Можно написать

$$U_{вых} = U'_{вх} e^{\dot{S}_1} = (U_{вх} + U_{oc}) e^{\dot{S}_1} = [U_{вх} + U_{вых} e^{-(\dot{g}_1 + \dot{g}_2 - \dot{S}_2)}] e^{\dot{S}_1}.$$

Отсюда

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = e^{\dot{S}_{1\phi}} = \frac{e^{\dot{S}_1}}{1 - e^{-(\dot{g}_1 + \dot{g}_2 - \dot{S}_2 - \dot{S}_1)}}$$

или

$$e^{S_{1\phi} + ib_{S1\phi}} = \frac{e^{S_1 + ib_{S1}}}{1 - e^{-(a_1 + ib_1 + a_2 + ib_2 - S_1 - ib_{S1} - S_2 - ib_{S2})}}.$$

Заметив, что по (4.6) $a_1 + a_2 - S_1 - S_2 = X$, получим

$$e^{S_{1\phi} + i\psi S_{1\phi}} = \frac{e^{S_1 + i\psi S_1}}{1 - e^{-X - i\psi}} \quad (4.17)$$

где $\psi = b_1 + b_2 - b_{S_1} - b_{S_2}$.

Следовательно,

$$e^{S_{1\phi}} = \frac{e^{S_1}}{|1 - e^{-X - i\psi}|} \quad (4.18)$$

Таким образом, искажения характеристики усиления, вызванные наличием обратной связи в замкнутой системе, определяются выражением

$$S_{1\phi} - S_1 = \Delta S = \ln \frac{1}{|1 - e^{-X - i\psi}|} \quad (4.19)$$

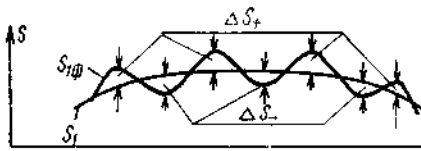


Рис. 4.8

Эта формула не может быть использована, так как на практике не удается определить величину ψ , которая, как и X , зависит от частоты. Целесообразно определить предельные значения ΔS . На частотах, при которых $\psi = (2n + 1)\pi$ ($n = 0; 1, \dots$),

$$\Delta S = \Delta S_- = \ln \frac{1}{1 + e^{-X}} < 0, \quad (4.20)$$

а на частотах, при которых $\psi = 2n\pi$,

$$\Delta S = \Delta S_+ = \ln \frac{1}{1 - e^{-X}} > 0. \quad (4.21)$$

На этом основании можно написать

$$\ln \frac{1}{1 - e^{-X}} \geq \Delta S \geq \ln \frac{1}{1 + e^{-X}}. \quad (4.22)$$

Из ф-лы (4.22) видно, что чем больше запас устойчивости X , тем меньше искажения. На рис. 4.8 приведены частотные характеристики усиления усилителя при отсутствии и наличии цепи обратной связи.

РАЗВЯЗЫВАЮЩИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Выше говорилось, что для образования телефонного канала применяются развязывающие дифференциальные устройства, с помощью которых двухпроводный тракт соединяется с четырехпроводным и обеспечивается требуемый запас устойчивости замкнутых систем; при этом соединение трактов выполняется таким образом, чтобы между отдельными направлениями четырехпровод-

ного тракта затухание было по возможности большим, а между двухпроводным трактом и любым направлением четырехпроводного тракта — малым.

Развязывающие дифференциальные устройства могут быть выполнены различными методами. В телефонных каналах применяется дифференциальная система (рис. 4.9), состоящая из дифференциального трансформатора ДТр и балансного контура БК, т. е. двухполюсника, предназначенного для обеспечения требований, предъявляемых к этой системе. В отдельных случаях дифференциальная система может выполняться из нескольких активных сопротивлений и балансного контура (рис. 4.10а, б).

Рассмотрим дифференциальную систему, содержащую дифференциальный трансформатор. В дальнейшем будем считать, что последний не имеет потерь (активное сопротивление обмоток равно нулю), индуктивность его обмоток очень велика, рассеяние отсутствует.

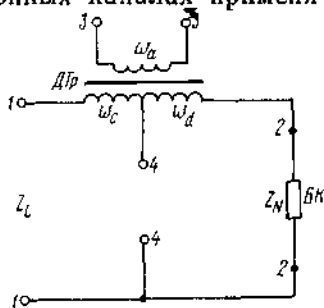


Рис. 4.9

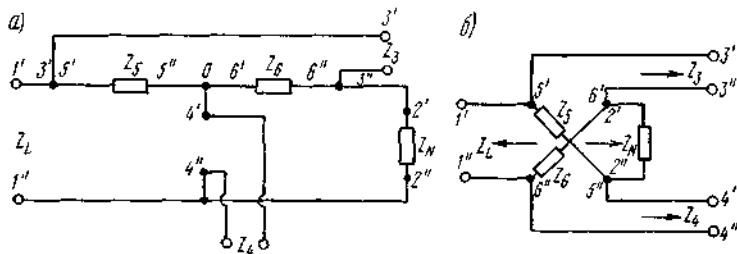


Рис. 4.10

Коэффициенты трансформации дифференциального трансформатора n , n' и m определяются из соотношений:

$$n = \frac{\omega_c + \omega_d}{\omega_a}, \quad n' = \frac{\omega_a}{\omega_c + \omega_d}, \quad m = \frac{\omega_d}{\omega_c},$$

где ω_a , ω_c и ω_d — число витков в обмотках трансформатора (см. рис. 4.9).

Соединение двухпроводной цепи с четырехпроводным трактом осуществляется с помощью дифференциальной системы, включаемой в соответствии с рис. 4.9. При этом коэффициент $m=1$ (равноплечая дифференциальная система), а коэффициент n определяется в зависимости от входного сопротивления четырехпроводного тракта, включаемого в зажимы 3—3'. При выполнении указанных условий ($m=1$) сопротивление балансного контура (уравновешивающего двухполюсника) должно быть выбрано равным

входному сопротивлению двухпроводного тракта (на зажимах 1—1).

Равноплечая дифференциальная система, предназначенная для соединения двухпроводного тракта с четырехпроводным, при согласованных нагрузках во всех четырех плечах должна обладать следующими свойствами: при подключении источника энергии в одно из плеч дифференциальной системы затухание в одном направлении передачи должно быть равно бесконечности, а в двух других — 0,35 *неп.* Для выполнения этого условия необходимо обеспечить следующие соотношения сопротивлений, подключаемых к соответствующим зажимам: $Z_L = Z_N$; $Z_4 = Z_L/2$; $Z_3 = 2Z_L/n^2$. Для доказательства заметим,

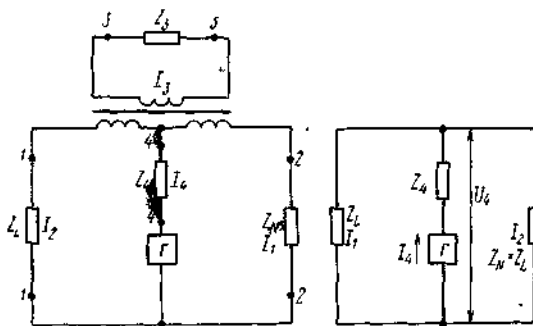


Рис. 4.11

что в пассивном четырехполюснике постоянная передачи, а следовательно, и затухание одинаковы во

взаимно обратных направлениях передачи. Предположим, что генератор подключен к зажимам 4—4 последовательно с согласованным сопротивлением $Z_4 = Z_L/2$ (рис. 4.11), т. е. с сопротивлением, равным сопротивлению внешней цепи $Z_{вх} = Z_L Z_N / (Z_L + Z_N) = Z_L/2$. Тогда ток I_4 можно определить из соотношения $I_4 = I_1 + I_2 = 2I_1$, так как $I_1 = I_2 = I_4/2$, где I_1 , I_2 и I_4 — токи в различных ветвях дифференциальной системы.

В соответствии с указанными выше обозначениями можно определить напряжение U_i и мощность P_i в различных ветвях дифференциальной системы, а также затухание a_i в различных направлениях передачи. Так, затухание для направления от зажимов 4—4 к зажимам 1—1 (см. рис. 4.11) или обратно можно найти из соотношения

$$a_{4-1} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_4}{P_1} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{U_4 I_4}{U_1 \frac{I_4}{2}} \right| = \frac{1}{2} \ln 2 \approx 0,35 \text{ неп.} \quad (4.23)$$

Аналогично для направления от зажимов 4—4 к зажимам 2—2 или обратно затухание равно:

$$a_{4-2} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_4}{P_2} = \frac{1}{2} \ln 2 \approx 0,35 \text{ неп.} \quad (4.24)$$

Наконец, при передаче энергии от зажимов 4—4 к зажимам 3—3 или обратно затухание будет

$$a_{4-3} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_4}{P_3} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_4}{0} = \infty \quad (4.25)$$

(так как токи I_1 и I_2 равны между собой и протекают в противоположных направлениях, то ток I_3 равен нулю, а следовательно, и мощность P_3 равна нулю).

Если генератор подключен к зажимам 3—3 последовательно с сопротивлением $Z_3 = 2Z_0/n^2$, как это показано на рис. 4.12, то в точках 4—4 тока не будет, потому что эти точки находятся в диагонали уравновешенного моста, образованного двумя полуобмотками трансформатора и одинаковыми сопротивлениями Z_L и Z_N .

Поскольку мы считаем, что трансформатор не имеет потерь и нагружен на согласованные сопротивления, то мощность, выделяемая на сопротивлении Z_3 , должна быть равна мощностям, выделяемым на сопротивлениях Z_L и Z_N , т. е. внешнее сопротивление

$$Z_{\text{вн}} = \frac{Z_L + Z_N}{n^2} = \frac{2Z_L}{n^2} = Z_3, \quad (4.26)$$

$$P_3 = |I_3^2 Z_3| = |I_1^2 (Z_L + Z_N)| = 2 |I_1^2 Z_L|.$$

Поэтому затухание от зажимов 3—3 к зажимам 1—1 или обратно будет равно:

$$a_{3-1} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_3}{P_1} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{2I_1^2 Z_L}{I_1^2 Z_L} \right| = \frac{1}{2} \ln 2 \approx 0,35 \text{ nep.} \quad (4.27)$$

Если учесть потери в трансформаторе, то затухание дифференциальной системы, определенное по ф-лам (4.23), (4.24) и (4.27), будет не 0,35 nep, а несколько больше.

Если генератор будет включен в плечо 1—1, то затухание в направлении от зажимов 1—1 к зажимам 2—2 и обратно будет равно бесконечности. Иными словами, если энергия поступает из двухпроводной цепи, то тока в балансном контуре не будет при условии, что сопротивления, включенные в зажимы 3—3 и 4—4, будут равны номинальному значению, т. е.

$$Z_3 = \frac{2Z_L}{n^2} \text{ и } Z_4 = \frac{Z_L}{2}. \quad (4.28)$$

Для доказательства рассмотрим схему на рис. 4.13. Как видно из рис. 4.13а и выражений (4.23), (4.27), затухание от зажимов 1—1 к зажимам 3—3 или к зажимам 4—4 при наличии балансного контура равно 0,35 nep.

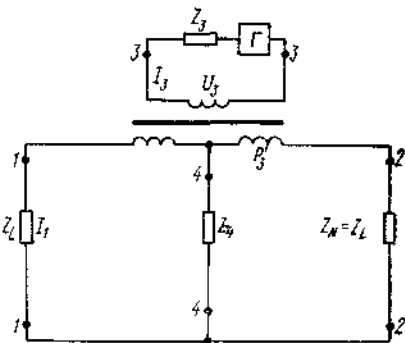


Рис. 4.12

Если разорвать цепь балансного контура (рис. 4.13б), то условия передачи энергии от зажимов 1—1 в направлении к зажимам 3—3 и 4—4 не изменятся. Действительно, в данном случае к зажимам 1—1 будут подключены последовательно сопротивления

$$\left. \begin{aligned} Z_4 &= \frac{Z_L}{2} \\ Z_{\text{тр}} &= Z_3 \left(\frac{n}{2} \right)^2 = \frac{2Z_L \frac{n}{4}}{n^2} = \frac{Z_L}{2} \end{aligned} \right\} (4.29)$$

поэтому мощность, выделяемая на этих сопротивлениях, остается без изменения и будет определяться затуханием $a_{1-3} = a_{1-4} = 0,35 \text{ nep}$.

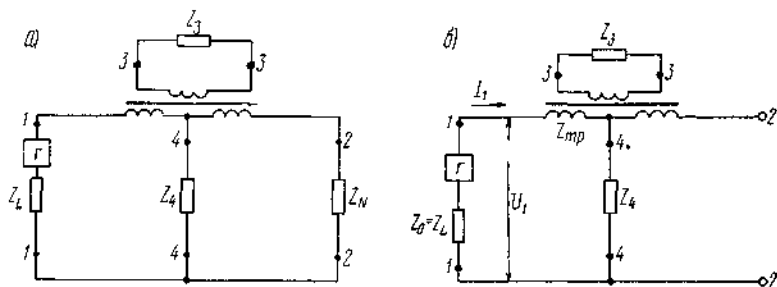


Рис. 4.13

Неизменность затухания дифсистемы a_{1-3} и a_{1-4} как при номинальном значении сопротивления Z_N , так и при отключенном Z_N возможно лишь в случае, если $a_{1-2} = \infty$. В реальных условиях сопротивления отдельных ветвей только приближенно будут равны номинальному значению, поэтому $a_{4-3} = a_{3-4}$ и $a_{1-2} = a_{2-1}$ не будут равны бесконечности. Так, при подключении к дифференциальной системе реальной двухпроводной линии сопротивление балансного контура Z_N только приближенно равно входному сопротивлению этой линии Z_L , т. е.

$$Z_L \approx Z_N. \quad (4.30)$$

Входное сопротивление линии в зависимости от частоты изменяется волнообразно (рис. 4.14), что обусловлено конструктивными неоднородностями линии и несогласованностью нагрузки.

Затухание в направлении 4—3 определим методом холостого хода и короткого замыкания зажимов четырехполюсника 4—4 ÷ ÷ 3—3. Для этого, пользуясь схемой на рис. 4.15, найдем входное сопротивление четырехполюсника при коротком замыкании зажимов 3—3.

Так как трансформатор не имеет потерь, то кажущееся сопротивление первичной обмотки равно нулю. Следовательно, $Z_{\text{вх}} = Z_L Z_N / (Z_L + Z_N)$. Сопротивление холостого хода можно определить, пользуясь эквивалентной схемой дросселя со средней точкой

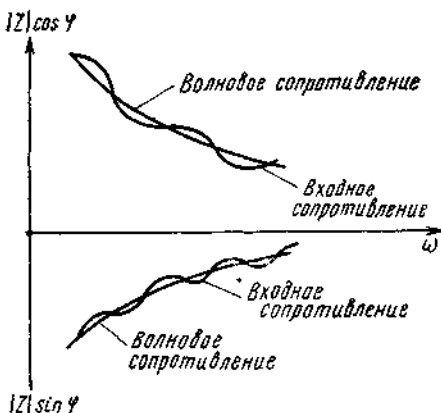


Рис. 4.14

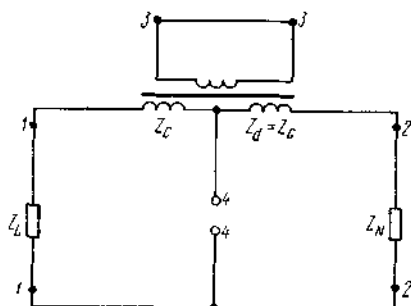


Рис. 4.15

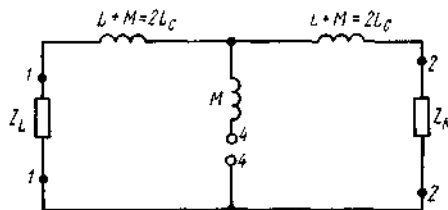
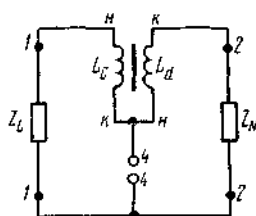
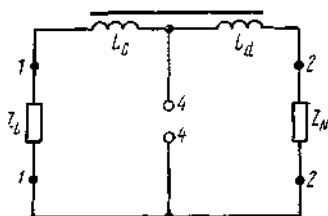


Рис. 4.16

(рис. 4.16), если считать, что коэффициент связи трансформатора равен 1, т. е. $K_{св} = M / \sqrt{L_C L_d} = 1$:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{(2Z_C \mp Z_L)(2Z_C \mp Z_N)}{4Z_C + Z_L \mp Z_N} - Z_C =$$

$$= \frac{4Z_C^2 \mp 2Z_C Z_L + 2Z_C Z_N - 4Z_C^2 - Z_C Z_L - Z_C Z_N}{4Z_C + Z_L + Z_N},$$

где $Z_C = i\omega L_C = i\omega M$.

Если пренебречь слагаемыми Z_L или Z_N по сравнению с Z_c , так как кажущееся сопротивление обмоток Z_c у трансформатора без потерь во много раз больше, чем сопротивление нагрузок Z_L или Z_N , то окончательно получим $Z_{4xx} \approx (Z_L + Z_N)/4$.

Постоянная передачи g может быть определена из соотношения

$$\operatorname{th} g_{4-3} = \sqrt{\frac{Z_{4кз}}{Z_{4ох}}} = \frac{2\sqrt{Z_L Z_N}}{Z_L + Z_N} = \frac{1 - e^{-2g_{4-3}}}{1 + e^{-2g_{4-3}}}. \quad (4.31)$$

После преобразования получим

$$g_{4-3} = \ln \frac{\sqrt{Z_L} + \sqrt{Z_N}}{\sqrt{Z_L} - \sqrt{Z_N}} = \ln \frac{(\sqrt{Z_L} + \sqrt{Z_N})^2}{Z_L - Z_N}.$$

Если принять, что при $Z_L \approx Z_N$ $Z_L + Z_N \approx 2\sqrt{Z_L Z_N}$, то получим

$$g_{4-3} \approx \ln \left(2 \frac{Z_L + Z_N}{Z_L - Z_N} \right). \quad (4.32)$$

Отсюда

$$a_{4-3} = a_{3-4} \approx \ln \left| \frac{Z_L + Z_N}{Z_L - Z_N} \right| + 0,7 \text{ неп} = A_e + 0,7 \text{ неп}, \quad (4.33)$$

где $A_e = \ln \left| \frac{Z_L + Z_N}{Z_L - Z_N} \right|$ называется балансным затуханием.

Сопротивление балансного контура Z_N нельзя практически сде-

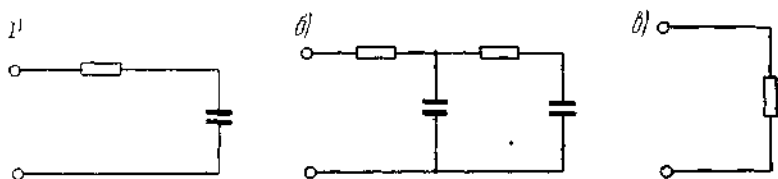


Рис. 4 17

лать равным входному сопротивлению линии, так как это повлечет за собой усложнение схемы контура и потребует непрерывной подстройки его, что невозможно. Это сопротивление подбирается экспериментально таким образом, чтобы оно было близко к волновому сопротивлению двухпроводной линии в рабочей полосе частот. Схемы балансных контуров для уравнивания воздушных линий показаны на рис. 4.17а и б.

Указанные балансные контуры могут быть непосредственно использованы только для уравнивания неуплотненных линий. При уплотнении линии в нее включаются переходные трансформа-

торы и фильтры, т. е. устройства с сосредоточенными постоянными, необходимыми для организации дополнительных связей. В этом случае в балансную часть дифференциальной системы (в зажимах 1-2) необходимо включать *балансное оборудование*, т. е. приборы с сосредоточенными постоянными, которые будут соответствовать (с большой степенью точности) приборам, включаемым в линию, и, кроме того, однозвенный или двухзвенный балансный контур.

Если входное сопротивление линии Z_L будет отличаться от сопротивления Z_N на 5%, то балансное затухание, даже при наличии громоздкого балансного оборудования, практически будет порядка 3,5 деп.

Если по условиям эксплуатации линии, подключаемые к дифференциальной системе, меняются после каждой осуществленной связи, балансный контур должен воспроизводить только номинальное характеристическое сопротивление дифференциальной системы Z_L . При этом он может состоять из чисто активного сопротивления (рис. 4.17в). Величина балансного затухания дифференциальной системы при наличии такого контура и различных линий будет порядка 0,6÷0,7 деп.

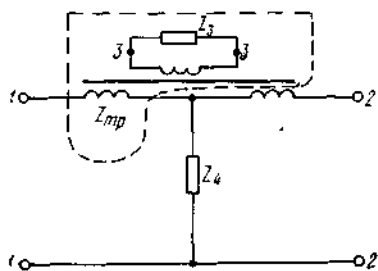


Рис. 4.18

Затухание дифференциальной системы от зажимов 1-1' к зажимам 2-2' или обратно равно бесконечности, если сопротивления, включенные в остальные плечи, будут соответственно равны номиналу [см. ф-лу (4.28)]. Если это условие не выполняется, то для определения затухания a_{1-2} можно воспользоваться методом холостого хода и короткого замыкания.

Найдем входное сопротивление при холостом ходе четырехполюсника по рис. 4.18 со стороны зажимов 1-1': $Z_{1xx} = Z_{TP} + Z_4$, где $Z_{TP}/Z_3 = n^2/4$, т. е. $Z_{TP} = Z_3 n^2/4$. Тогда сопротивление Z_{1xx} можно определить как

$$Z_{1xx} = \frac{Z_3 n^2}{4} + Z_4 = \frac{Z_3 n^2 + 4Z_4}{4}. \quad (4.34)$$

Чтобы найти входное сопротивление при коротком замыкании того же четырехполюсника, необходимо воспользоваться соотношением для определения входного сопротивления трехобмоточного трансформатора и схемой на рис. 4.19. Формула для трехобмоточного трансформатора будет в данном случае иметь вид

$$Z_{1кз} = \frac{Z_1 Z_3 Z_4}{Z_a Z_4 + Z_c Z_3}, \quad (4.35)$$

где $Z_1 = Z_c + Z_a + 2Z_M = 4Z_c$; $Z_a = 4Z_c/n^2$.

Тогда

$$Z_{IK3} = \frac{Z_3 Z_4}{\frac{Z_4}{n^2} + \frac{Z_3}{4}} = \frac{4n^2 Z_3 Z_4}{4Z_4 + n^2 Z_3}.$$

Постоянная передачи определяется из соотношения

$$\text{th } g_{1-2} = \sqrt{\frac{Z_{IK3}}{Z_{IKX}}} = 2 \frac{\sqrt{n^2 Z_3^4 Z_4}}{n^2 Z_3 + 4Z_4}. \quad (4.36)$$

Выражение (4.36) аналогично выражению (4.31), поэтому, не повторяя промежуточных выкладок, можно перейти к выражению для определения затухания

$$a_{1-2} = a_{2-1} \approx \ln \left| \frac{n^2 Z_3 + 4Z_4}{n^2 Z_3 - 4Z_4} \right| + 0,7 \text{ nep} = A'_e + 0,7 \text{ nep}, \quad (4.37)$$

где $A'_e = \ln \left| \frac{n^2 Z_3 + 4Z_4}{n^2 Z_3 - 4Z_4} \right|$ — балансное затухание, определяемое степенью соответствия между фактическими сопротивлениями, включаемыми в плечи 3—3 и 4—4.

Если сопротивления Z_3 и Z_4 будут равны своим номинальным значениям, т. е. $Z_3 = 2Z_L/n^2$ и $Z_4 = Z_L/2$, то балансное затухание A'_e будет равно бесконечности.

До сих пор рассматривались равноплечие дифференциальные системы ($m=1$). Действительно, исключительно такие системы

применяются в качестве развязывающих устройств при образовании телефонных каналов. Наряду с этим для развязывания станционных трактов используются неравноплечие дифференциальные системы ($m \neq 1$). В этом случае параметры таких систем могут быть определены по формулам, приведенным в табл. 4 I.

Перейдем теперь к рассмотрению дифференциальных систем, не содержащих дифференциальных трансформаторов и применяемых только в негиповой аппаратуре. Один из вариантов такой дифсистемы приведен на рис. 4.10. Как видно из

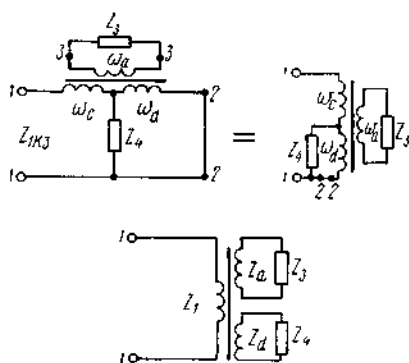


Рис 4 19

этого рисунка, дифференциальная система на сопротивлениях представляет собой развязывающий многополюсник, обладающий следующими свойствами:

1. При включении генератора последовательно в любое из шести плеч дифсистемы в одном направлении передачи затухание будет максимальным, так как четырехполюсник скрещенного ти-

Направление передач	Формулы для определения	
	затухания	характеристического сопротивления
$1 \rightarrow 3$ или $3 \rightarrow 1$	$tha_{1-3} = tha_{3-1} = \frac{m}{2+m}$	$Z_1 = Z_L$ $Z_2 = mZ_L$ $Z_3 = \frac{1 \mp m}{m^2} Z_L$ $Z_4 = \frac{m}{m \mp 1} Z_L$
$1 \rightarrow 4$ или $4 \rightarrow 1$	$tha_{1-4} = tha_{4-1} = \frac{1}{1+2m}$	
$1 \rightarrow 2$ или $2 \rightarrow 1$	$tha_{1-2} = tha_{2-1} = 1; a_{1-2} = \infty$	
$2 \rightarrow 3$ или $3 \rightarrow 2$	$tha_{2-3} = tha_{3-2} = \frac{1}{1+2m}$	
$2 \rightarrow 4$ или $4 \rightarrow 2$	$tha_{2-4} = tha_{4-2} = \frac{m}{2+m}$	
$3 \rightarrow 4$ или $4 \rightarrow 3$	$tha_{3-4} = tha_{4-3} = 1; a_{3-4} = \infty$	

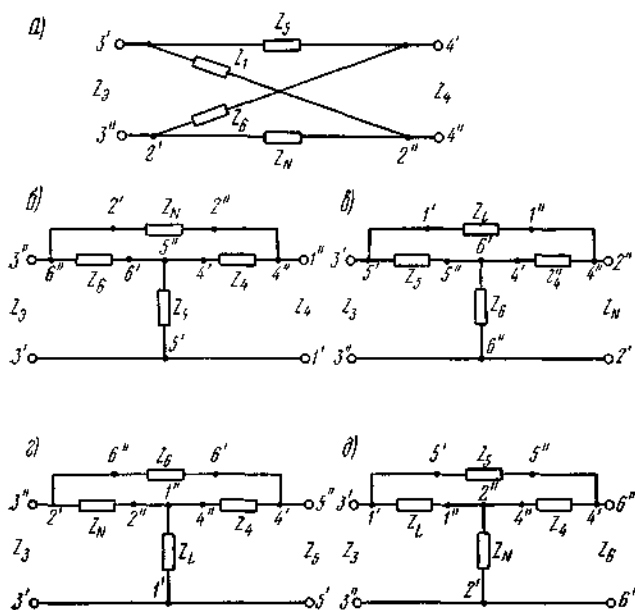


Рис. 4.20

па почти полностью уравновешен, а в четырех остальных направлениях передачи — минимальным, так как оно будет определяться четырехполюсниками Т-образной мостовой схемы (см. рис. 4.10 и 4.20 для случая включения генератора в плечо 3—3).

2. При наличии согласованных и равных между собой нагрузочных сопротивлений во всех шести плечах ($Z_3=Z_4=Z_5=Z_6=Z_L=Z_N$) затухание скрещенной схемы равно бесконечности, а затухание Т-образной мостовой схемы равно 0,7 неп.

К этому оптимальному условию стремятся при создании таких дифференциальных систем.

3. При подключении реальной двухпроводной линии ($Z_L \approx Z_N$) и при $Z_3=Z_4=Z_5=Z_6=Z_N$ затухание скрещенного четырехполюсника равно величине балансного затухания A_e плюс 1,4 неп, а затухание Т-образных мостовых четырехполюсников приблизительно будет равно 0,7 неп.

УСТОЙЧИВОСТЬ ТЕЛЕФОННЫХ КАНАЛОВ

Устойчивость каналов однополосной двухпроводной системы связи (телефонный канал тональной частоты). Телефонный канал однополосной двухпроводной системы связи представляет собой каскадное включение двусторонних усилителей, содержащих дифференциальные развязывающие устройства (см. рис. 4.2). Эти усилители связаны между собой участками линии. Ясно, что устойчивость канала определяется устойчивостью всех усилителей, составляющих канал.

В соответствии с рис. 4.21 и ф-лой (4.16) запас устойчивости одиночного усилителя определится по формуле

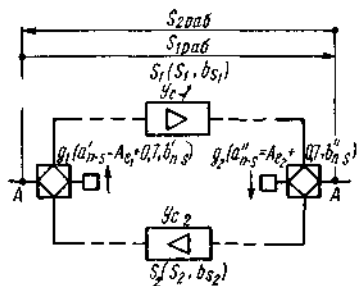


Рис 421

$$X = A_{e1} + A_{e2} + 1,4 - S_1 - S_2, \quad (4.38)$$

где A_{e1} и A_{e2} — балансные затухания дифференциальных систем.

Введя понятие о рабочем усилении усилителя в каждом из направлений передачи ($S_{1\text{раб}}$; $S_{2\text{раб}}$) и заметив, что $S_{1\text{раб}} = S_1 - 0,7$, а $S_{2\text{раб}} = S_2 - 0,7$ (здесь 0,7 неп — затухания двух дифференциальных систем на трансформаторах), получим

$$X = (A_{e1} + A_{e2}) - (S_{1\text{раб}} + S_{2\text{раб}}). \quad (4.39)$$

Таким образом, запас устойчивости определяется балансным затуханием дифференциальных систем. На практике пользуются понятием критического усиления, которое численно равно полусум-

ме балансных затуханий:

$$S_{кр} = \frac{A_{e1} + A_{e2}}{2} . \quad (4.40)$$

Разность между критическим усилением и полусуммой рабочих усилений принято называть *устойчивостью* усилителя (σ), так что

$$\sigma = \frac{X}{2} = \frac{A_{e1} + A_{e2}}{2} - \frac{S_{1раб} + S_{2раб}}{2} . \quad (4.41)$$

Устойчивость каждого из усилителей, образующих канал, будет определяться не только степенью соответствия входного сопротивления линии и балансного контура дифсистемы рассматриваемого усилителя (величиной балансного затухания), но и влиянием отраженных токов, поступающих от всех участков линии по

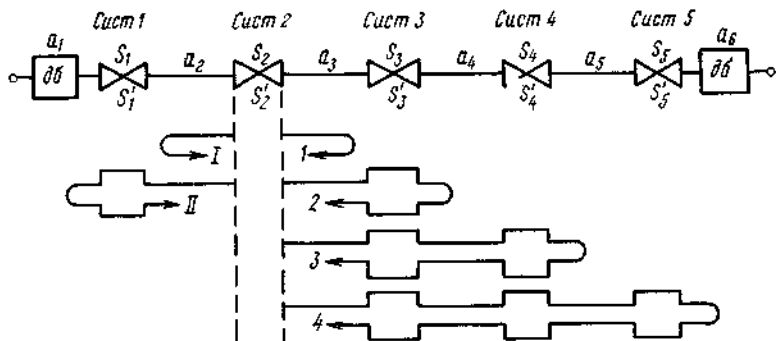


Рис 4 22

обе стороны от дифсистем из-за несогласованности отдельных участков тракта и конструктивных неоднородностей линии (рис. 4.22). Эти отраженные токи увеличивают токи обратной связи в замкнутых системах, что эквивалентно уменьшению балансного затухания и снижению устойчивости.

Для учета действия отраженных токов введено понятие активного балансного затухания¹⁾. Устойчивость любого из усилителей может быть определена по формуле

$$\sigma^{(i)} = \frac{A_{e1}^{(i) \text{ акт}} + A_{e2}^{(i) \text{ акт}}}{2} - \frac{S_{1раб}^{(i)} + S_{2раб}^{(i)}}{2} . \quad (4.42)$$

На практике устойчивость канала, составленного из нескольких дуплексных усилителей, принято оценивать по устойчивости усилителя, обладающего наименьшей устойчивостью. Как правило, таким усилителем оказывается средний усилитель, если общее число усилителей нечетно, или из двух средних (при общем четном числе) — усилитель с большим усилением.

¹⁾ Методика расчета активного балансного затухания изложена в [1].

Активное балансное затухание существенно зависит от значения нагрузочного сопротивления на станционных зажимах канала. Наиболее неблагоприятным является случай, когда вход и выход канала отключены от станционной нагрузки (условия холостого хода). В этих условиях устойчивость канала не должна быть меньше 0,2 неп.

Устойчивость каналов четырехпроводной и двухполосной двухпроводной системы связи. Телефонный канал двухполосной двухпроводной системы связи является электрически четырехпроводным, так как в каждом напра

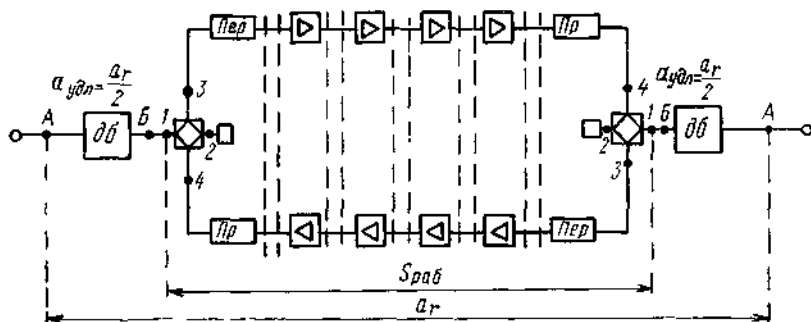


Рис. 4.23

влении передачи используется отдельная полоса частот. Поэтому для исследования устойчивости каналов такого типа можно также, как и для каналов четырехпроводной системы связи, воспользоваться электрическим эквивалентом (рис. 4.23). Включение удлинителей с затуханием $\alpha_{удл}$, равным половине остаточного затухания телефонного канала, обусловлено необходимостью обеспечения нормального остаточного затухания при транзитном соединении. В точке транзита удлинитель выключается.

Для определения устойчивости канала можно воспользоваться соотношением (4.41)

$$\sigma = \frac{A_{e1} + A_{e2}}{2} - \frac{S_{1раб} + S_{2раб}}{2} = A_e - S_{раб}, \quad (4.43)$$

где $A_e = A_{e1} = A_{e2}$ — балансное затухание дифференциальной системы; $S_{раб} = S_{1раб} = S_{2раб}$ — рабочее усиление в каждом из направлений передачи.

Для нахождения балансного затухания A_e необходимо знать входное сопротивление линейного оборудования Z_L и сопротивление балансного контура Z_N . Сопротивление Z_L при холостом ходе определится из соотношения

$$Z_L = Z \operatorname{cth} \alpha_{удл}, \quad (4.44)$$

где Z — характеристическое сопротивление удлинителя, включенного в линейную часть аппаратуры; $a_{удл}$ — затухание этого удлинителя.

Входное сопротивление балансного контура устанавливается равным характеристическому сопротивлению удлинителя ($Z_N = Z$). Поскольку к аппаратуре во время эксплуатации подключаются различные абонентские линии, то нет возможности установить ($Z_N \approx Z_L$).

Балансное затухание можно определить путем простого преобразования, помня, что $(1+thx)/(1-thx) = e^{2x}$:

$$A_e = \ln \left| \frac{Z \operatorname{cth} a_{удл} + Z}{Z \operatorname{cth} a_{удл} - Z} \right| = \ln \left| \frac{1 + th a_{удл}}{1 - th a_{удл}} \right| = \ln e^{2a_{удл}} = 2a_{удл}. \quad (4.45)$$

Так как $S_{раб} = 2a_{удл} - a_r$, то

$$\sigma = a_r. \quad (4.46)$$

Таким образом, устойчивость канала в условиях холостого хода численно равна остаточному затуханию.

Формула (4.46) действительна для любой величины затухания удлинителя $a_{удл}$. Отсюда следует, что устойчивость канала не зависит от затухания удлинителя. При увеличении затухания удлинителя входное сопротивление линейного оборудования Z_L будет приближаться к характеристическому и балансное затухание A_e будет возрастать. При этом на ту же величину необходимо будет увеличить рабочее усиление $S_{раб}$ для того, чтобы сохранить заданное значение остаточного затухания a_r , вследствие чего устойчивость σ останется без изменения.

В условиях эксплуатации, когда к аппаратуре (в точки A рис. 4.23) будут подключены аппараты абонентов (непосредственно или через соединительные линии), устойчивость канала будет больше, чем при холостом ходе. Определим ее.

Входное сопротивление линейного оборудования Z_L можно рассчитать, исходя из известного соотношения для вычисления входного сопротивления четырехполюсника с нагрузкой:

$$Z_L = Z \frac{\frac{Z_r}{Z} + th g}{1 + \frac{Z_r}{Z} th g}, \quad (4.47)$$

где Z — характеристическое сопротивление четырехполюсника, равное в нашем случае характеристическому сопротивлению удлинителя; Z_r — сопротивление нагрузки, равное входному сопротивлению абонентского тракта; g — постоянная передачи четырехполюсника (в данном случае она соответствует затуханию удлинителя $a_{удл}$).

Входное сопротивление поэтому будет равно:

$$Z_L = Z \frac{\frac{Z_r}{Z} + \text{th } a_{удл}}{1 + \frac{Z_r}{Z} \text{th } a_{удл}}. \quad (4.48)$$

Входное сопротивление балансного контура по-прежнему будет равно характеристическому сопротивлению удлинителя. Отсюда балансное затухание равно:

$$A_e = \ln \left| \frac{Z \frac{\frac{Z_r}{Z} + \text{th } a_{удл}}{1 + \frac{Z_r}{Z} \text{th } a_{удл}} + Z}{Z \frac{\frac{Z_r}{Z} + \text{th } a_{удл}}{1 + \frac{Z_r}{Z} \text{th } a_{удл}} - Z} \right|. \quad (4.49)$$

После преобразований получим

$$\begin{aligned} A_e &= \ln \left| \left| \frac{Z_r + Z}{Z_r - Z} \right| \left| \frac{1 + \text{th } a_{удл}}{1 - \text{th } a_{удл}} \right| \right| = \ln \left| \frac{Z_r + Z}{Z_r - Z} \right| + \ln \left| \frac{1 + \text{th } a_{удл}}{1 - \text{th } a_{удл}} \right| = \\ &= A_{er} + 2a_{удл}. \end{aligned} \quad (4.50)$$

где $A_{er} = \ln \left| \frac{Z_r + Z}{Z_r - Z} \right|$ — затухание несогласованности удлинителя и абонентского тракта, минимальное значение которого принято порядка $0,6 \div 0,7 \text{ nep}$.

Устойчивость может быть найдена следующим образом:

$$\sigma = A_{er} + 2a_{удл} - (2a_{удл} - a_r) = A_{er} + a_r. \quad (4.51)$$

При нормальном остаточном затухании $a_r = 0,8 \text{ nep}$ и затухании несогласованности $A_{er} = 0,6 \text{ nep}$ величина устойчивости $\sigma = A_{er} + a_r = 0,6 + 0,8 = 1,4 \text{ nep}$. Запас устойчивости, или затухание по петле, $X = 2\sigma = 2,8 \text{ nep}$.

При этом искажения от обратной связи будут $|\Delta S| \leq 0,07 \text{ nep}$ [см. ф-лу (4.22)].

При четырехпроводном транзитном соединении нескольких каналов величина устойчивости остается без изменений.

Устойчивость телефонных каналов аппаратуры многоканальной связи при двухпроводном транзитном соединении определяется числом замкнутых систем (переприемных участков), а также отражением, которое существует в точках соединения каналов (рис. 4.24) и выражается соотношением

$$\delta_{вн} = \left| \frac{Z'_{анп} - Z''_{анп}}{Z'_{анп} + Z''_{анп}} \right|. \quad (4.52)$$

Устойчивость двух каналов, соединенных по двухпроводной схеме, можно определить из рис. 4.24а. Так, для замкнутой системы II активное балансное затухание левой дифференциальной системы определится двумя группами отраженных токов, как

$$A_{e_{\text{закт}}} = -\ln(\delta_{\text{вн}} + e^{-a_r}), \quad (4.53)$$

а активное балансное затухание правой дифференциальной системы определится как

$$A_{e_{\text{закт}}} = 2a_{\text{удл}} = a_r. \quad (4.54)$$

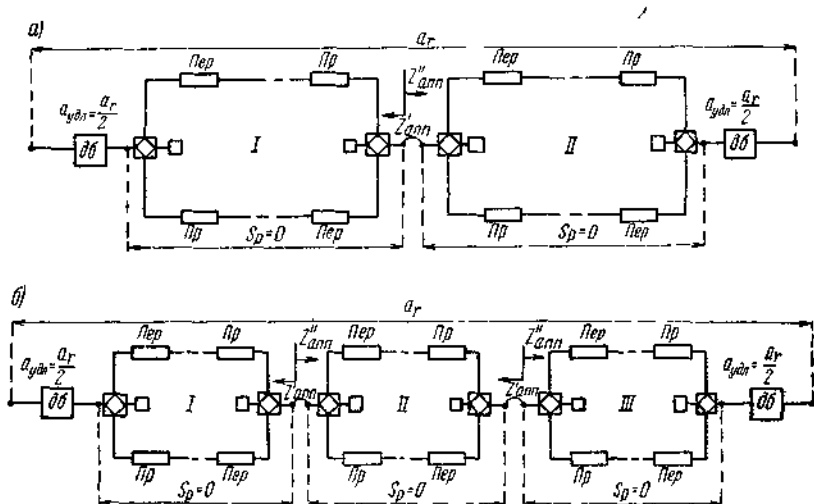


Рис. 4.24

Поскольку обычно рабочее усиление высокочастотных каналов равняется нулю ($S_{\text{раб}}=0$), то устойчивость канала в условиях холостого хода можно определить из выражения

$$\sigma_2 = \frac{-\ln(\delta_{\text{вн}} + e^{-a_r}) + a_r}{2}. \quad (4.55)$$

Если коэффициент отражения в точке двухпроводного транзитного соединения каналов $\delta_{\text{вн}}=0$, то устойчивость канала будет равна

$$\sigma_2 = \sigma_1 = a_r. \quad (4.56)$$

Устойчивость телефонного канала, составленного из трех каналов, соединенных по двухпроводной схеме, может быть найдена из рис. 4.24б и соотношений (4.42) и (4.53). Так, для замкнутой системы II

$$\sigma_3 = -\ln(\delta_{\text{вн}} + e^{-a_r}). \quad (4.57)$$

Аналогично для четырех и пяти замкнутых систем можно получить:

$$\left. \begin{aligned} \sigma_4 &= \frac{-\ln[(\delta_{\text{вн}} + e^{-a_r})(2\delta_{\text{вн}} + e^{-a_r})]}{2} \\ \sigma_5 &= -\ln(2\delta_{\text{вн}} + e^{-a_r}) \end{aligned} \right\} \quad (4.58)$$

Графическая зависимость $\sigma_N = \varphi(\delta_{\text{вн}})$ при $a_r = 0,8 \text{ nep}$ представлена на рис. 4.25. Как следует из этого рисунка, допустимый коэффициент отражения в точках двухпроводных транзитных сое-

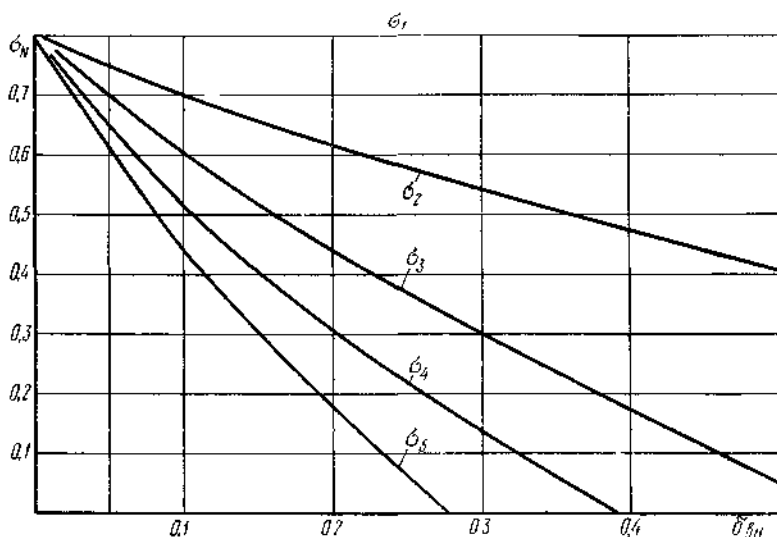


Рис. 4.25

динений при заданной устойчивости зависит от числа переприемных участков. Так, например, при $\sigma = 0,6 \text{ nep}$ и пяти участках $\delta = 0,05$.

ВЛИЯНИЕ ВРЕМЕНИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ НА КАЧЕСТВО ТЕЛЕФОННЫХ КАНАЛОВ И ЯВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭХА

Запаздывание сигналов при передаче их на большие расстояния обусловлено конечной скоростью распространения электрических колебаний в линейных трактах, а также в оконечной и промежуточной аппаратуре из-за наличия реактивных сопротивлений в различных частях этой аппаратуры. Речь идет об абсолютном запаздывании, т. е. о равномерном по спектру замедлении группового времени распространения сигнала.

Неравномерность в замедлении группового времени распространения $db/d\omega \neq \text{const}$ приводит к изменению формы сигнала,

т. е. к его искажению. Для всех видов связи, за исключением телефонной, абсолютное запаздывание на несколько миллисекунд или даже на долю секунды не играет никакой роли. Однако при телефонной связи абсолютное запаздывание сигнала более чем на 250 мсек заметно ухудшает качество связи, так как при этом теряется чувство контакта между говорящими абонентами. Предельно допустимое запаздывание ($T \leq 250$ мсек) относится ко всему тракту дальней связи (т. е. от абонента до абонента).

Между отдельными частями общего тракта указанное запаздывание подразделяется следующим образом:

$$T = 2t_0 + t_{\text{п}}, \quad (4.59)$$

где $T \leq 250$ мсек — предельно допустимое запаздывание во всем тракте дальней связи; $t_0 \leq 50$ мсек — предельно допустимое запаздывание в оконечно-передающей и оконечно-приемной частях тракта дальней связи; $t_{\text{п}} \leq 100 \div 150$ мсек — предельно допустимое запаздывание в промежуточной части тракта.

Понятия об оконечно-передающей, оконечно-приемной или промежуточной частях общего тракта являются условными. В зависимости от назначения и характера осуществляемой связи эти понятия применяют к различному оборудованию и к цепям различной протяженности. В соответствии с терминологией, принятой МККТТ, оконечно-передающая и оконечно-приемная части общего тракта именовались национальными частями, а промежуточная часть общего тракта именовалась международной

Вышеуказанные величины абсолютного времени запаздывания относятся к электропроводным трактам. При организации телефонной связи через искусственные спутники земли абсолютное время запаздывания может определяться несколькими десятками долями секунды. В этом случае для сглаживания явления нарушения чувства контакта между говорящими абонентами последние должны быть предупреждены о большом запаздывании разговорных сигналов. В настоящее время принято, что на связях через искусственные спутники Земли наибольшая величина группового времени распространения в телефонном канале не должна превосходить 400 мсек ($T \leq 400$ мсек), из которых на космическую часть тракта отводится $t_{\text{п}} = 300$ мсек, а на оконечно-передающую и оконечно-приемную части тракта — по 50 мсек.

При телефонной связи запаздывание сигналов более чем на 30 мсек (в одном направлении) обычно влечет за собой появление мешающего влияния токов электрического эха. Явление электрического эха при телефонной связи возникает из-за отражения, которое имеет место на концах канала в точках подключения абонентских линий.

Мешающее воздействие токов электрического эха тем больше, чем меньше их затухание и чем больше абсолютное время распространения на пути этих токов. Однозначная зависимость между минимально допустимым затуханием токов эха $a_{\text{э мин}}$ и временем распространения на пути этих токов $t_{\text{э}}$ дана на рис. 4.26а для электропроводного тракта и на рис. 4.26б — для тракта с ис-

куственными спутниками Земли Эта зависимость, определенная экспериментально, подтверждена соответствующими исследованиями, проведенными в ряде стран

Физиологическое свойство человеческого уха таково, что мешающее действие электрического эха ощущается в значительно

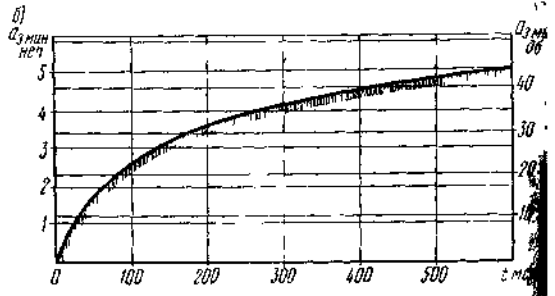
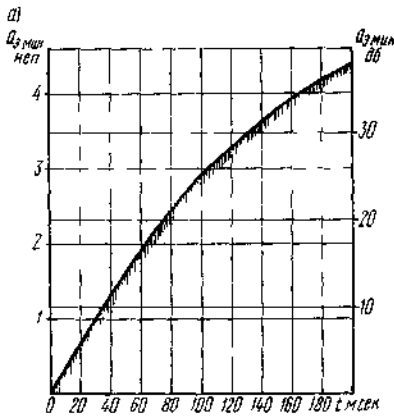


Рис 4 26

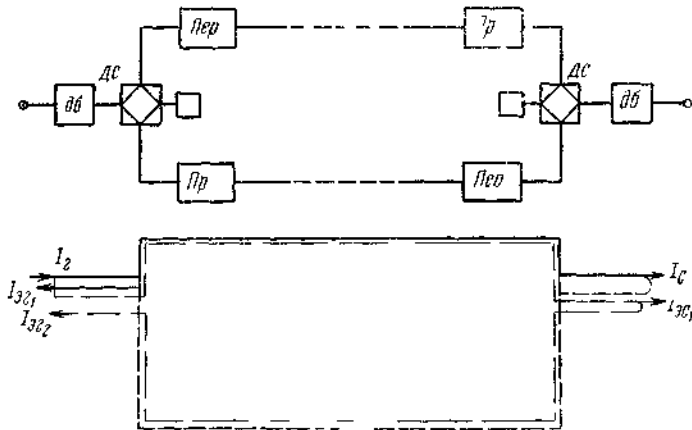


Рис 4 27

большей степени для говорящего абонента, чем для слушающего Поэтому фактически действующее затухание на пути токов эха a_3 определяют по отношению к передающему концу канала В соответствии с рис 4 27 это затухание будет определяться удвоенным значением остаточного затухания и затуханием несогласованности A_{er} в конце тракта

$$a_3 = A_{er} + 2a_r \quad (4.60)$$

Обычно для телефонных каналов $a_r = 0,8 \text{ nep}$, а $A_{er} = 0,6 \text{ nep}$ Следовательно, $a_3 = 0,6 + 2 \cdot 0,8 = 2,2 \text{ nep}$.

Мешающее действие, обусловленное током электрического эха, не будет ощущаться, если величина $a_{\text{э мин}}$, определенная из графиков на рис. 4 26, будет меньше или равна величине $a_{\text{э}}$, определенной из выражения (4.60), т. е. необходимо, чтобы

$$\left. \begin{aligned} \text{или } a_{\text{э}} - a_{\text{э мин}} &\geq 0 \\ e^{-(a_{\text{э}} - a_{\text{э мин}})} &\leq 1 \end{aligned} \right\} \quad (4.61)$$

Из выражения (4.61) и графика на рис. 4 26 а следует, что при обычной регулировке телефонного канала с мешающим действием токов эха можно не считаться, если абсолютное время распространения между двумя оконечными пунктами не превышает 30 мсек. В противном случае необходимо либо увеличивать оста-

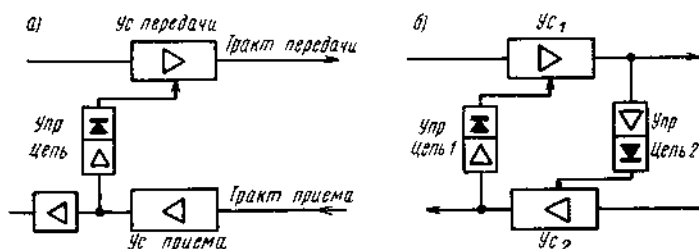


Рис 4 28

точное затухание $a_{\text{э}}$ с тем, чтобы возросло затухание на пути токов эха, либо применять дополнительные устройства, называемые эхо-заградителями.

Эхо-заградители, используемые в настоящее время, обычно устанавливаются в обоих оконечных пунктах, где четырехпроводные части телефонного канала соединяются с дифференциальными системами. Схема эхо-заградителя для одного оконечного пункта приведена на рис 4 28а

Как видно из рисунка, разговорные сигналы, пришедшие из тракта приема, не могут поступить в тракт передачи даже после отражения последних в абонентском тракте, подключенном к дифференциальной системе Это определяется тем обстоятельством, что разговорные токи с выхода усилителя приема Ус пр частично поступают в управляющую цепь и после усиления и детектирования вносят дополнительное затухание (порядка 6–7 деп) в тракт передачи Фактическое выключение тракта передачи в то время, когда из тракта приема поступает разговорный сигнал, устраняет мешающее действие токов электрического эха

При установке эхо-заградителя в промежуточном пункте схема эхо-заградителя должна быть построена так, как показано на рис. 4 28б.

С помощью эхо-заградителей (включаемых в оконечные или промежуточные пункты) нельзя полностью устранить токи элек-

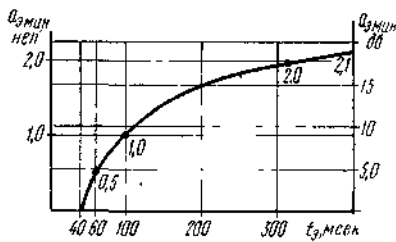


Рис. 4.29

На рис. 4.29 приведен график зависимости минимально допустимой величины затухания на пути токов эха и времени t_0 при чувствительности эхо-заградителя 30 дБ (3,45 неп).

НОРМИРОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТЕЛЕФОННЫХ КАНАЛОВ

В настоящее время большинство телефонных каналов образуется с использованием стандартных каналов тч. Поэтому основные параметры их нормируются в соответствии с требованиями, которые предъявляются не только к телефонной связи, но и к другим видам информации, передаваемым по стандартным каналам тч.

Амплитудно-частотная характеристика телефонного канала представляет собой зависимость остаточного затухания от частоты в пределах эффективно передаваемой полосы частот. Эффективно передаваемая полоса телефонного канала ограничивается частотами, при которых остаточное затухание канала на 1 неп больше остаточного затухания при частоте 800 гц. Для стандартного канала тч полоса эффективно передаваемых частот должна находиться в пределах 300–3400 гц при 12 переприемных участках по низкой частоте. Снижение остаточного затухания на всех частотах эффективно передаваемой полосы по отношению к остаточному затуханию на частоте 800 гц не должно быть больше заданной величины (предельное значение — 0,25 неп при 12 переприемных участках по низкой частоте).

В зависимости от числа переприемных участков заданные величины превышения и снижения остаточного затухания соответственно изменяются, так как амплитудно-частотные искажения отдельных переприемных участков суммируются. Допустимые пределы отклонения остаточного затухания канала при эффективно передаваемой полосе частот 300–3400 гц для одного переприемного участка приведены на рис. 4.30а, а для 12 участков — на рис. 4.30б. Частотная зависимость остаточного затухания должна монотонно изменяться, не выходя за заштрихованные границы. Нижняя заштрихованная граница выбрана из условия, чтобы ни на одной из передаваемых частот не могла возникнуть генерация. Верхняя ступенчатая граница получена в результате

электроакустических исследований допустимых амплитудно-частотных искажений в различных частях разговорного спектра частот.

Частотно-фазовые искажения не являются столь существенными при передаче отдельных звуков речи, однако если они достигнут большой величины, то эта речь станет малопонятной.

Так как стандартные каналы тональной частоты используются для передачи различных видов информации, то требования к частотно-фазовой характеристике канала будут весьма жесткими. Оценка частотно-фазовых искажений производится путем определения отклонения величины группового времени распространения сигнала на любой частоте от значения, измеренного на частоте 1900 гц на одном переприемном участке (по низкой частоте) длиной 2500 км.

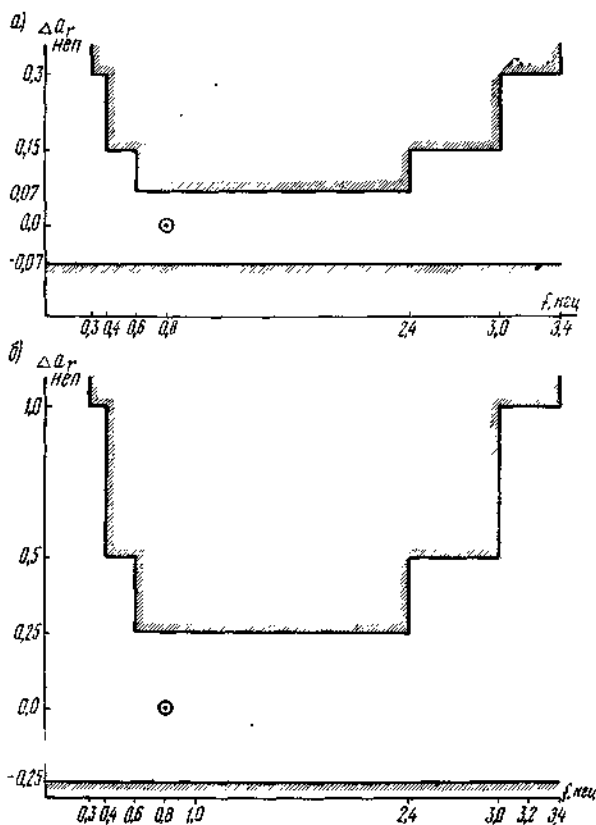


Рис. 4.30

Допустимая величина неравномерности группового времени распространения для стандартного канала тональной частоты приведена на рис. 4.31.

Амплитудная характеристика и нелинейные искажения. Во избежание перегрузки приборов групповой части высокочастотной аппаратуры в передающую часть каждого телефонного канала обычно включают ограничители пиковых напряжений (см. гл. 5).

Амплитудная характеристика телефонного канала определяется путем измерения остаточного затухания при различных уровнях на входе канала. Амплитудная характеристика канала на одном переприемном участке длиной 2500 км должна быть такой,

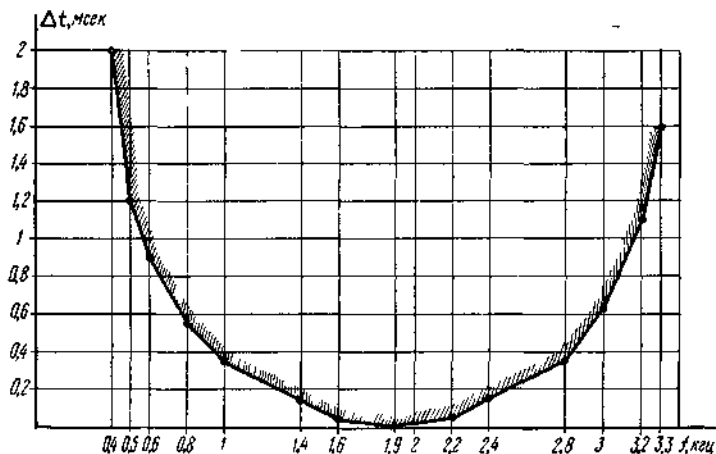


Рис 4.31

чтобы при включенном ограничителе пиковых напряжений остаточное затухание канала, измеренное на частотах 300÷3400 гц, оставалось постоянным с точностью до $\pm 0,035$ nep при изменении уровня измерительного сигнала на входе канала (в точке с нулевым относительным уровнем) от $-2,0$ до $+0,4$ nep. При уровнях сигнала в той же точке, равных $+1,0$ и $+2,3$ nep, остаточное затухание должно увеличиваться соответственно не менее чем на 0,25 и 0,9 nep (за счет ограничения).

Нелинейные искажения в телефонных каналах определяются, главным образом, недостаточной линейностью усилителя низкой частоты приемной части канала, а также индивидуальных преобразователей частоты. Величина нелинейных искажений в канале обычно оценивается коэффициентом нелинейных искажений (клирфактором)

$$\kappa_1 = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots}}{A_1} \quad (4.62)$$

или

$$\kappa_2 = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots}}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + \dots}}, \quad (4.63)$$

где A_1 — амплитуда напряжения или тока основной частоты; A_2 , A_3 и т. д. — амплитуды соответствующих гармоник.

Величины κ_1 и κ_2 связаны между собой следующими соотношениями:

$$\kappa_1 = \frac{\kappa_2}{\sqrt{1 - \kappa_2^2}}, \quad (4.64)$$

$$\kappa_2 = \frac{\kappa_1}{\sqrt{1 + \kappa_1^2}}. \quad (4.65)$$

Если коэффициент нелинейных искажений не превышает величины порядка 0,1, т. е. 10%, то

$$\kappa_1 \approx \kappa_2. \quad (4.66)$$

Для оценки нелинейности можно пользоваться понятием затухания нелинейности, которое связано с коэффициентом нелинейных искажений следующим образом:

$$a_f = \ln \frac{1}{\kappa_2}, \text{ nep} = 20 \lg \frac{1}{\kappa_2}, \text{ дб}. \quad (4.67)$$

Для экспериментального определения коэффициента нелинейных искажений можно воспользоваться анализатором гармоник или измерителем нелинейных искажений, которые предназначены для нахождения коэффициентов κ_2 непосредственно по шкале индикатора (в процентах или децибелах).

Нелинейные искажения в телефонных каналах протяженностью 2500 км (при одном переприемном участке) должны быть не более 1,5%, т. е. $a_f \geq 4,2 \text{ nep}$ (и не более 1% по 3-й гармонике) при подаче на вход четырехпроводной части канала измерительного тока частотой 800 гц и уровнем — 1,5 nep. При наличии n переприемных участков коэффициент нелинейных искажений должен быть не более $1,5 \sqrt{n} \%$.

Устойчивость телефонных каналов на одном переприемном участке протяженностью 2500 км при остаточном затухании канала на частоте 800 гц, равном 0,8 nep, должна быть не менее 0,6 nep, а при 12 переприемных участках (при четырехпроводных транзитных соединениях) — не менее 0,2 nep при холстом ходе на обоих концах канала и включенных транзитных удлинительях.

Стабильность остаточного затухания. Величина среднеквадратичного отклонения остаточного затухания канала во времени от его среднего значения на частоте 800 гц не должна превышать 0,12 nep на один переприемный участок длиной 2500 км. Максимальная величина отклонения остаточного затухания за час не должна превышать $\pm 0,25 \text{ nep}$ от номинального значения на линии связи длиной 2500 км с вероятностью 0,95.

Помехи в телефонных каналах возникают от ряда причин, рассмотренных в гл. 2. Для оценки помех необходимо знать не только абсолютное их значение, но и отношение сигнал/помеха. По этой причине при оценке абсолютного значения помех следует указывать, в какой точке канала они определены.

Обычно помехи определяются на приемном конце телефонного канала в точке с относительным уровнем — 0,8 nep (двухпроводный выход канала) или в точке с относительным нулевым уровнем. Для измерения напряжения помех используется псофометр

вольтметр с искажающим контуром, учитывающий чувствительность человеческого уха и амплитудно-частотную характеристику приемной части телефонного аппарата.

При наличии в канале (с полосой $300 \div 3400$ гц) равномерных помех можно использовать обычный вольтметр. В этом случае психофотметрическая величина помех определится из соотношения

$$U_{\text{псоф}} = U_{\text{эфф}} K_{\text{п}}, \quad (4.68)$$

где $U_{\text{псоф}}$ — психофотметрическое напряжение помех; $U_{\text{эфф}}$ — напряжение, измеренное вольтметром; $K_{\text{п}}$ — психофотметрический коэффициент, равный 0,75.

Средняя величина психофотметрического напряжения помех в канале в течение любого часа, измеренная в точке с относительным уровнем $-0,8$ неп на одном переприемном участке длиной 2500 км, не должна превышать 1,1 мв (10 000 пвт в точке относительного нулевого уровня). Эта величина нормируется для каналов кабельных и радиорелейных магистралей.

Входное сопротивление. Номинальная величина входного сопротивления канала равна 600 ом. Коэффициент отражения по отношению к номиналу должен быть не более 5% в двухпроводной части канала и не более 10% для четырехпроводного окончания канала. Вход и выход канала должны быть уравновешенными относительно земли.

§ 4.3. Каналы телевизионного вещания ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

Междугородный обмен телевизионными программами осуществляется по каналам, образованным на кабельных и радиорелейных линиях или с помощью искусственных спутников Земли. Так как спектр телевизионного сигнала занимает широкую полосу частот, то из существующих типов кабелей для образования телевизионного канала практически пригоден только коаксиальный кабель. Чтобы определить требования к такому каналу, рассмотрим основные характеристики телевизионного сигнала.

В настоящее время принят построчный способ передачи изображений. Число строк Z_c , на которое раскладывается изображение (кадр), регламентируется телевизионным стандартом. Стандарт, принятый в СССР, предусматривает $Z_c = 625$. Для того чтобы на экране приемной трубки движение объектов не принимало скачкообразный характер, необходимо передавать $20 \div 25$ кадров в секунду. Чтобы смена кадров была незаметной (без мерцаний), число изображений на экране приемной трубки должно составлять $48 \div 50$ кадров в секунду.

Так как с повышением скорости развертки усложняется проблема передачи сигналов, то телевизионный стандарт предусматривает передачу только 25 кадров. Для устранения возможного мерцания каждый кадр передается в два этапа: вначале передаются только нечетные строки, а затем четные. В результате на

экране приемной трубки кадр создается из двух изображений (называемых полями или полукадрами). Число последних в секунду составит 50, и смена изображений становится незаметной.

На время смены строк и кадров развертывающий луч приемной трубки должен быть погашен. Чтобы погасить луч, на управляющий электрод трубки достаточно подать напряжение, равное напряжению видеосигнала при передаче черного поля. Устройства передающего телецентра поэтому дополняются приборами, которые доводят напряжение сигнала во время обратного хода луча до величины, соответствующей напряжению видеосигнала при передаче черного поля. Возникающие при этом импульсы напряжения называются гасящими.

Синхронизацию движения лучей приемной и передающей трубок осуществляют с помощью строчных и кадровых синхронизирующих импульсов. Чтобы синхроимпульсы не создавали помех изображению, их передают в то время, когда луч приемной трубки погашен (т. е. во время передачи гасящих импульсов). Разделение синхронизирующих и гасящих импульсов в приемнике осуществляют по уровню: если гасящие импульсы передают с уровнем, соответствующим уровню видеосигнала при передаче черного поля, то синхроимпульсы передают с уровнем, соответствующим уровню видеосигнала, который возникал бы при передаче поля «чернее черного».

Таким образом, телевизионный сигнал, поступающий от телецентра на вход передатчика телевизионного канала, представляет собой униполярное напряжение¹⁾, в котором импульсы изображения (видеосигнал) чередуются с гасящими (и синхронизирующими) импульсами полукадров и строк. Частота F_{Π} следования полукадровых импульсов равна удвоенному числу $Z_{\text{к}}$ кадров, передаваемых в одну секунду: $F_{\Pi} = 2Z_{\text{к}} = 2 \cdot 25 = 50$ гц. Частота $F_{\text{с}}$ следования строчных импульсов равна номинальному числу строк, которое должно передаваться каждую секунду: $F_{\text{с}} = Z_{\text{с}} Z_{\text{к}} = 625 \cdot 25 = 15\,625$ гц.

Спектр телевизионного сигнала зависит от содержания передаваемого изображения, но структура спектра определяется, главным образом, разверткой. Так как при телевизионном вещании развертка всех изображений одинакова, то структура телевизионных сигналов любых изображений оказывается однотипной.

Анализ показывает, что телевизионный сигнал неподвижного изображения имеет дискретный спектр, включающий постоянную составляющую, составляющие с частотами, кратными $F_{\text{с}}$ и F_{Π} , и составляю-

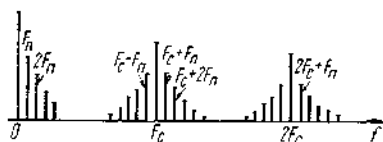


Рис. 4.32

¹⁾ Если линия, соединяющая телецентр с передатчиком телевизионного канала, не пропускает постоянный ток, то в состав передатчика вводят специальное устройство, восстанавливающее постоянную составляющую сигнала.

щие с частотами $mF_c \pm nF_H$ (рис. 4.32). Спектры различных неподвижных изображений отличаются амплитудами и фазами составляющих.

Передачу подвижного изображения можно рассматривать как последовательную передачу ряда малоотличающихся друг от друга неподвижных изображений. Переход от передачи одного неподвижного изображения к передаче следующего изображения приводит к изменению амплитуд и фаз составляющих видеосигнала, в результате чего возле каждой составляющей спектра (см. рис. 4.32) появляются составляющие боковых частот.

Характерными особенностями телевизионного сигнала черно-белого изображения являются следующие:

1. Телевизионный сигнал — импульсный сигнал; спектр его занимает полосу от $f_1 \rightarrow 0$ до $f_2 \rightarrow \infty$.

2. Составляющие спектра группируются возле постоянной составляющей и гармоник строчной частоты.

3. Мощность сигнала практически полностью определяется составляющими, занимающими полосу $0 \div 1,2$ Мгц. Основная мощность сигнала сосредоточена в полосе $0 \div 0,3$ Мгц.

ХАРАКТЕРИСТИКА ТРАКТА ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ

Важнейшей характеристикой качества телевизионного изображения является четкость. С помощью этого показателя оценивается способность телевизионного тракта передавать мельчайшие детали изображения.

Четкость изображения зависит от размеров развертываемого пятна, числа строк разложения, ширины эффективно передаваемой полосы частот тракта передачи телевизионных сигналов и от частотных характеристик тракта в пределах этой полосы. Необходимая ширина эффективно передаваемой полосы частот тракта может быть установлена следующим образом.

Границе между черным и белым полями передаваемого изображения соответствует скачкообразное изменение напряжения сигнала. Время $\tau_{ф1}$ изменения напряжения (т. е. длительность фронта сигнала) зависит от резкости границы изображения, размеров сечения луча и скорости развертки. Длительность фронта сигнала на выходе тракта будет больше длительности фронта исходного сигнала: $\tau_{ф2} = \tau_{ф1} + \Delta\tau$. Для достаточно четкого воспроизведения изображения надо, чтобы при $\tau_{ф1} \rightarrow 0$ вносимое трактом увеличение длительности фронта сигнала не превышало длительности t_3 пробега луча по мельчайшему элементу изображения.

Можно показать, что при $Z_c = 625$ и $Z_k = 25$ $t_3 = 0,083$ мксек и, следовательно, увеличение длительности фронта передаваемых по телевизионному тракту сигналов должно быть не более $\Delta\tau = 0,083$ мксек.

Если тракт в полосе пропускания $0 \div f_2$ не вносит частотных искажений, то увеличение длительности нарастания скачка напряжения может составить $\Delta\tau \approx 1/(2f_2)$. Исходя из этого, верхняя

граничная частота тракта передачи видеосигналов должна быть не ниже $f_2 = 1/(2\Delta\tau) = 1/(2t_s) = 1/(2 \cdot 0,083 \cdot 10^{-6}) \approx 6 \text{ МГц}$.

Очевидно, в пределах $0 \div f_2$ частотные искажения тракта должны быть не более допустимых, иначе вызванное ими изменение соотношений амплитуд и фаз составляющих видеосигнала исказит форму последнего и нарушит соответствие изображений на фотокатоде передающей трубки и на экране приемной трубки.

При определении требований к характеристикам тракта в полосе $0 \div f_2$ необходимо принимать во внимание следующее.

Границе между различными по яркости полями передаваемого изображения соответствует видеосигнал, имеющий вид ступеньки напряжения ΔU_1 с длительностью фронта $\tau_{ф1}$. Если бы тракт передачи сигнала обладал характеристиками идеального фильтра нижних частот с граничной частотой f_2 , то ступенька напряжения ΔU_2 на выходе тракта имела бы длительность фронта $\tau_{ф2} > \tau_{ф1}$, а установление напряжения ΔU_2 носило бы колебательный характер.

Продолжительность колебательного процесса возрастает с уменьшением f_2 , а величина первого, наибольшего, выброса будет тем больше, чем меньше $\tau_{ф1}$ исходного сигнала. При $\tau_{ф1} \rightarrow 0$ выброс достигает $0,09\Delta U_2$.

Монотонное (по мере роста частоты) увеличение затухания в полосе $0 \div f_2$ увеличивает $\tau_{ф2}$ и уменьшает выбросы. Монотонное уменьшение затухания приводит к обратному эффекту. Монотонное изменение затухания только на верхних частотах полосы пропускания влияет на переходный процесс меньше, чем такой же величины монотонное изменение затухания на нижних частотах. Волнообразное изменение затухания приводит к появлению дополнительных сигналов, сдвинутых во времени относительно основного сигнала.

Монотонные частотно-фазовые искажения мало сказываются на времени нарастания выходного напряжения, но резко увеличивают выбросы и вызывают несимметричное искажение переднего и заднего фронтов импульсных сигналов. Волнообразное изменение частотно-фазовой характеристики также приводит к появлению дополнительных сигналов, сдвинутых (во времени) относительно основного сигнала.

Частотно-фазовые искажения, как и амплитудно-частотные, тем меньше влияют на переходный процесс, чем выше диапазон частот, в котором они наблюдаются.

Увеличение длительности фронта сигналов снижает контрастность изображения на экране приемной трубки. Выбросы напряжения приводят к светлой окантовке вертикальных границ серого и черного полей изображения. Дополнительные импульсы вызывают повторное (сдвинутое относительно основного) изображение. Поэтому величина частотных искажений в канале должна быть ограничена. Допуск на искажения характеристик затухания и фазы на частотах выше $1,2 \text{ МГц}$ может быть больше допуска на отклонение характеристик на частотах ниже $1,2 \text{ МГц}$.

Причиной появления повторных изображений может быть также несогласованность характеристических сопротивлений четырехполосников, составляющих тракт передачи. Величина смещения повторных, возникающих из-за несогласованности, изображений зависит от времени пробега отраженных сигналов, а форма отраженных сигналов — от частотной характеристики разности сопротивлений сочленяемых четырехполосников.

Нелинейные искажения приводят к изменению соотношения амплитуд последовательности телевизионных сигналов и, следовательно, к изменению соотношения яркостей элементов изображения. Чрезмерные нелинейные искажения (типа перегрузки усилителя) могут нарушить нормальную работу системы синхронизации.

При периодической помехе, частота которой кратна частоте полукадров, на экране кинескопа появляются темные горизонтальные полосы. Причину появления полос проще всего уяснить, рассмотрев воздействие помехи с частотой, равной частоте полукадров (т. е. 50 гц), на качество передачи однотонного, серого изображения (например, театрального занавеса).

Пусть, простоты ради, начало периода помехи совпадает с началом передачи полукадров. Тогда напряжение видеосигналов первой половины строк (четных и нечетных) увеличится за счет напряжения положительного полупериода помехи, а напряжение видеосигналов остальных строк понизится, так как время передачи их совпадает с отрицательным полупериодом помехи. В результате одна половина экрана кинескопа будет более светлой (по сравнению со случаем отсутствия помехи), а другая — более темной. Зритель воспринимает это как появление горизонтальной темной полосы. Степень потемнения зависит от амплитуды помехи, а число темных полос на экране — от соотношения частот помехи и полукадров: чем выше частота помехи, тем больше темных полос.

Если частота помехи f_n не кратна частоте следования полукадров F_n , то темные полосы будут перемещаться в вертикальном направлении. Скорость перемещения возрастает с увеличением разности частот помехи f_n и ближайшей к ней гармоники F_n .

Периодическая помеха с частотой f_n , кратной частоте строк ($f_n = mF_c$), в течение передачи одной строки создает m периодических изменений напряжения видеосигнала. На экране кинескопа это вызывает появление чередующихся по яркости участков на каждой строке. Поскольку за время передачи строки проходит целое число периодов помехи, участки потемнения и посветления каждой последующей строки оказываются точно под аналогичными участками предыдущей строки. Так как за время передачи кадра проходит также целое число периодов помехи, то в каждом последующем кадре участки посветления и потемнения строк сохраняют свое положение на экране. Зритель воспринимает это как появление на экране кинескопа темных вертикаль-

ных полос. Чем выше частота помехи, тем большее число периодов помехи проходит за время передачи одной строки, тем большее число темных полос будет на экране и тем более узкой будет каждая из них.

Периодическая помеха, частота $f_{\text{п}}$ которой на $F_c/2$ отличается от гармоника строчной частоты,

$$f_{\text{п}} = \left(m + \frac{1}{2}\right) F_c \quad (4.69)$$

также создает зоны осветления и зоны потемнения на каждой строке. Однако, в отличие от предыдущего случая, зоны потемнения различных строк будут смещены одна относительно другой и (что наиболее существенно) зона потемнения строки во время передачи одного кадра будет зоной осветления при передаче следующего кадра. Причина смены яркости зон заключается в приеме нечетного числа полупериодов помехи как в течение передачи строки, так и в течение передачи каждого кадра, содержащего нечетное число строк. Возникающее при смене яркости мерцание оказывается менее заметным, чем наличие постоянных темных полос.

Периодическая помеха с частотой $mF_c < f_{\text{п}} < \left(m + \frac{1}{2}\right) F_c$ приводит к появлению на экране кинескопа сетки из подвижных наклонных полос.

Кратковременные импульсные помехи вызывают появление на экране кинескопа светлых или темных горизонтальных полосок. Длина полосок зависит от длительности импульсной помехи.

Выбросы флуктуационных помех приводят к появлению светлых и темных точек, беспорядочно возникающих в различных участках экрана кинескопа. При значительных флуктуационных помехах мерцающие точки создают подобие пленки, снижающей четкость и контрастность принимаемого изображения.

Исследования показывают, что влияние флуктуационных помех на качество изображения зависит от полосы частот, в которой они появляются. Флуктуационная помеха в низкочастотном участке видеоспектра снижает качество принимаемого изображения более заметно, чем той же мощности помеха, сосредоточенная в высокочастотном участке спектра.

Из изложенного выше следует, что для получения достаточно высокого качества телевизионной передачи телевизионный канал должен отвечать определенным требованиям. Эти требования в соответствии с рекомендациями МККТТ устанавливаются для эталонной цепи протяженностью 2500 км, включающей два приема по видеоспектру.

Качество телевизионных каналов определяют: по искажениям формы испытательных сигналов (т. е. по переходным характеристикам), отношению сигнал/помеха и стабильности коэффициента передачи.

Переходные характеристики каналов оцениваются:

— по перекосу горизонтальной части испытательных прямоугольных импульсов [испытательных сигналов №№ 1 и 2];

— по увеличению длительности фронта испытательных прямоугольных импульсов с временем нарастания фронта, равным 0,08 мксек;

— по изменению размаха синусоидального сигнала, наложенного на пилообразный импульс [по испытательному сигналу № 3].

Нормы на частотные искажения в канале определяются по рекомендованным МККТТ шаблонам. Для каналов с верхней граничной частотой видеосигнала 6 Мгц допускаются отклонения от идеальной характеристики в пределах ± 2 дБ и 0,2 мксек в диапазоне 0÷1,2 Мгц и монотонное увеличение искажений до 2÷±(-4) дБ и $\pm 0,5$ мксек на частотах 1,2÷6 Мгц.

Отношение размаха сигнала изображения к напряжению взвешенной¹⁾ хаотической (флуктуационной) помехи, измеренной на выходе канала телевидения, должно быть не меньше 57 дБ (6,55 nep) в течение 99% времени. Эта величина может снижаться до 49 дБ (5,64 nep) в течение не более 0,1% времени любого месяца.

Отношение размаха сигнала изображения к размаху периодической помехи должно быть не менее: 30 дБ (3,45 nep) для помехи в полосе частот 50÷100 гц; 50 дБ (5,75 nep) для помехи в полосе частот от 1 кгц до 1 Мгц и $[5,75 - 0,46(f_{п}-1)]$ nep для помехи в полосе частот от 1 до 6 Мгц ($f_{п}$ —частота помехи, Мгц).

Номинальная величина входного сопротивления канала телевидения со стороны входа и выхода должна быть равна 75 ом при затухании несогласованности не менее 24 дБ относительно номинала $20 \lg \left| \frac{75+Z}{75-Z} \right| \geq 24$ дБ.

ПОСТРОЕНИЕ КАНАЛА ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

Для широкого обмена телевизионными программами необходима разветвленная сеть телевизионных каналов. Последние должны проектироваться так, чтобы высокое качество передачи достигалось при минимальных затратах на оборудование и эксплуатацию. Наиболее полно эти требования можно выполнить, если телевизионные сигналы передавать по линейным трактам многоканальных систем.

В основу проектирования трактов, способных обеспечить и многоканальную связь, и обмен программами телевидения, может быть положен принцип поочередной или одновременной передачи многоканального и телевизионного сигналов. Преимущество поочередной передачи заключается в возможности использования оборудования, обладающего менее высокими качественными показате-

¹⁾ Под *взвешенной* помехой понимается помеха, измеренная с помощью широкополосного вольтметра, на входе которого включен взвешивающий контур.

телями¹⁾, недостаток — в необходимости перевода на время телевизионного вещания всей нагрузки (телефонной, телеграфной и т. д.) на каналы других систем.

Линейные тракты одновременной передачи многоканального и телевизионного сигналов можно проектировать таким образом, что телевизионный канал образуется дополнительно к каналам той же частоты системы или вместо некоторой части этих каналов. К преимуществам телевизионного канала первого типа относят возможность использования в паузах телевизионного вещания тысяч дополнительных каналов тч; основным недостатком такого способа организации канала тлв является необходимость применения более сложного оборудования.

Линейный тракт, рассчитанный на поочередную передачу многоканального или телевизионного сигнала, называют *универсальным*²⁾. Тракт, рассчитанный на одновременную передачу многоканального и телевизионного сигналов, называют *трактом одновременной передачи*. Линейный тракт одновременной передачи, в котором телевизионный канал образуется вместо части стандартных каналов тч, иногда называют *комбинированным*.

Исследования показывают, что в универсальных трактах телевизионный сигнал должен размещаться в диапазоне выше 500 кГц. Объясняется это тем, что на частотах ниже 500 кГц коаксиальный кабель и усилители вносят значительные частотно-фазовые искажения.

В трактах одновременной передачи линейный спектр телевизионного сигнала целесообразно размещать в области частот выше линейного спектра многоканального сигнала. При таком расположении спектров упрощаются задачи:

- выделения стандартных каналов тч в промежуточных пунктах магистрالی;
- достижения необходимого затухания нелинейности усилителей в спектре частот многоканального сигнала;
- фазовой коррекции телевизионного канала.

Частотный промежуток, разделяющий линейные спектры телевизионного и многоканального сигналов, должен составлять не менее 400 кГц. Уменьшение ширины этого промежутка усложняет задачу изготовления разделительных фильтров и коррекцию вносимых фильтрами частотно-фазовых искажений.

Для преобразования видеосигнала в линейный сигнал обычно используют амплитудную модуляцию. Так как полосы частот, занимаемые видеосигналом и линейным сигналом, обычно перекрываются, то преобразование осуществляется с помощью двух ступеней. Вначале видеоспектр преобразуется в более высокий (в

¹⁾ В системе с поочередной передачей многоканального и телевизионного сигналов затухание нелинейности и ширина полосы частот линейного тракта могут быть меньше аналогичных величин в системе с одновременной передачей указанных сигналов.

²⁾ Универсальность тракта заключается в одинаковой приспособленности его для передачи как многоканального, так и телевизионного сигналов.

сравнении с линейным) промежуточный спектр, который затем преобразуется в линейный спектр (рис. 4.33)¹⁾.

Частоту f_1 несущего тока, с помощью которой видеоспектр преобразуется в промежуточный, рекомендуется выбирать так, чтобы разность между минимальной частотой промежуточного спектра

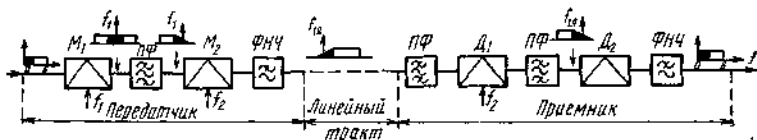


Рис. 4.33

и максимальной частотой видеоспектра составляла $\sim 1,5$ Мгц. Уменьшение частотного промежутка, разделяющего преобразуемый и преобразованный спектры, усложняет изготовление высококачественных фильтров, выделяющих промежуточный сигнал.

Поскольку видеоспектр содержит составляющие очень низких частот, то верхняя и нижняя боковые полосы промежуточного спектра практически примыкают одна к другой. Отсутствие разделяющего промежутка не позволяет полностью подавить токи одной из боковых полос. Поэтому уменьшения ширины линейного спектра добиваются частичным подавлением токов одной боковой полосы. Подавление должно осуществляться так, чтобы функция передачи участка «выход M_1 — вход D_2 » соответствовала условиям:

$$K_{(\omega_1+\Omega)} + K_{(\omega_1-\Omega)} = 2K_{\omega_1}, \quad (4.70)$$

$$\Phi_{(\omega_1\pm\Omega)} = (\omega_1 + \Omega) \tau, \quad (4.71)$$

где K_{ω_1} — модуль функции передачи несущего тока; $K_{(\omega_1\pm\Omega)}$ — модуль и фаза функции передачи токов боковых частот.

Кососимметричная функция передачи, отвечающая условию (4.70), может быть сформирована включением на выходе M_1 полосового фильтра ПФ, обладающего соответствующими характеристиками, или в два этапа: приближенным ограничением спектра фильтром ПФ и окончательным формированием посредством специального формирующего фильтра. Практически более удобен второй способ.

Формирующий фильтр можно вводить в передатчик, приемник или одновременно в передатчик и приемник канала. Исследования показывают, что введение фильтра в схему передатчика более целесообразно, потому что при этом обеспечивается более высокая защищенность от флуктуационных помех. Включать его

¹⁾ Затемненные участки показанных на рис. 4.33 спектров соответствуют сосредоточенно наиболее мощных составляющих сигнала.

можно или в участок тракта с промежуточным спектром телевизионного сигнала, или в участок с линейным спектром сигнала. Так как частоты линейного спектра ниже частот промежуточного спектра, то фильтр, включаемый в участок с линейным спектром, проще изготовить.

Одним из условий отсутствия искажений в каналах при передаче в линию токов обеих боковых полос является синхронность несущих колебаний передатчика и приемника.

Исходя из этого, в схеме на рис. 4.33 несущие колебания M_1 и D_2 должны совпадать не только по частоте, но и по фазе. Так как выполнить это требование при автономном генераторе несущего тока в приемнике практически невозможно, то приходится ток частотой f_1 передавать от M_1 к D_2 по каналу. Следовательно, схема M_1 должна быть такой, чтобы на выходе ее был ток несущей частоты f_1 .

Соотношение частот f_1 и f_2 несущих колебаний можно выбрать таким образом, что преобразованная частота $f_{1л}$ несущего колебания f_1 будет размещаться в нижней или в верхней части полосы частот линейного спектра.

Достоинством размещения $f_{1л}$ (называемой линейной несущей) в верхней части спектра является то, что большинство продуктов нелинейных искажений, порождаемых в линейном тракте наиболее мощными составляющими телевизионного сигнала, оказываются за пределами полосы канала. Недостаток такого размещения состоит в уменьшении защищенности низкочастотных составляющих видеосигнала от флукуационных помех¹⁾.

Размещение $f_{1л}$ в нижнем участке спектра повышает защищенность низкочастотных составляющих видеосигнала от флукуационных помех и упрощает изготовление формирующего фильтра. Недостаток такого размещения заключается в том, что наиболее мощные продукты нелинейных искажений попадают в полосу канала и снижают качество принимаемого изображения²⁾.

Так как для уменьшения мощности продуктов нелинейных искажений можно использовать, например, предыскажения, а для повышения защищенности от флукуационных помех нет других средств, кроме повышения уровня передачи или сокращения протяженности усиительных участков, то $f_{1л}$ обычно предпочитают размещать в нижнем участке линейного спектра.

1) Снижение защищенности группирующихся возле $f_{1л}$ преобразованных низкочастотных составляющих видеосигнала при размещении $f_{1л}$ в верхнем участке линейного спектра объясняется повышенным затуханием кабеля на верхних частотах и приближением по этой причине уровня высокочастотных составляющих линейного сигнала к уровню собственных помех линии и усилителей.

2) Наиболее мощный продукт нелинейных искажений в групповом тракте порождается линейным несущим током и имеет частоту $2f_{1л}$. После преобразования в D_1 и D_2 он превращается в синусоидальный ток частотой $f_{1л}$, вызывающий появление на экранах кинескопов темных полос. Для уменьшения заметности этих полос значения f_1 и f_2 можно выбрать так, чтобы $f_{1л}$ удовлетворяла условию (4.69).

В системах одновременной передачи многоканального и телевизионного сигналов окончательные значения f_1 и f_2 желательнее выбрать так, чтобы наиболее мощные продукты нелинейных искажений линейного группового тракта не попадали в телефонные каналы. Определить эти значения можно следующим путем.

Основными помехами в каналах тональной частоты систем одновременной передачи являются токи разностных частот: $f_{\pi} = f_{1л} - f_{тлф л}$. Наиболее мощные составляющие телефонных токов группируются возле частоты 1 кГц, поэтому при передаче по линейному тракту токов нижних боковых полос основная мощность преобразованных телефонных сигналов будет сосредотачиваться возле частот $f_{тлф л} \approx f_{вирт} - 1 = (4q - 1)$, кГц, где $4q$ — определяет частоту гармоники 4 кГц, равную виртуальной частоте $f_{вирт}$ канала.

Если выбрать $f_{1л} \approx (4p - 1)$, кГц, где p — целое число, то наиболее мощные помехи частотой $f_{\pi} \approx f_{1л} - f_{тлф л} = 4(p - q)$, кГц сосредоточатся возле токов виртуальных частот и будут в значительной мере подавлены полосовыми фильтрами приемников стандартных каналов тональной частоты.

В качестве модулятора M_2 передатчика и демодулятора D_1 приемника телевизионного канала можно использовать кольцевой преобразователь. При определении требований к нему следует учитывать желательность полного подавления тока несущей частоты f_2 . На выходе M_2 это нужно для уменьшения загрузки группового тракта, на выходе D_1 — для устранения синусоидальной помехи с частотой $f_2 - f_1 = f_{1л}$ в видеоспектре (на выходе D_2).

В демодуляторе D_2 можно использовать либо линейное, либо синхронное детектирование. Применение линейного детектора упрощает схему приемника и позволяет снизить требования к стабильности генераторов токов несущих частот. Основными недостатками линейного детектирования являются искажение форм сигнала и необходимость передачи по каналу высокого по уровню несущего тока частотой $f_{1л}$. Для уменьшения квадратурных искажений при этом приходится увеличивать ширину остатка подавляемой боковой полосы частот или уменьшать глубину модуляции. Первое приводит к увеличению ширины линейного спектра телевизионного сигнала, второе — к снижению помехозащищенности. Повышенный уровень несущего тока приводит к увеличению мощности продуктов нелинейных искажений.

Синхронное детектирование позволяет снизить уровень передаваемого по каналу тока несущей частоты $f_{1л}$, уменьшить зависимость величины искажений от ширины остатка подавляемой боковой полосы и в несколько раз увеличить глубину модуляции. Поэтому в современных системах, как правило, используют синхронное детектирование.

Реальные схемы передатчика и приемника телевизионного канала должны содержать значительно больше узлов, чем это показано на рис. 4.33. Назначение дополнительных узлов, а также способы выполнения перечисленных выше рекомендаций целе

сообразно рассмотреть на примере блок-схемы окончного оборудования телевизионного канала многоканальной системы, линейный спектр которой показан на рис. 6.15.

На вход передатчика канала (рис. 4.34) сигнал от телецентра поступает по соединительной линии (сл). Если последняя содержит усилители или трансформаторы, то сигнал утрачивает постоянную составляющую. Для восстановления ее вводится специальное устройство (ВПС), поддерживающее постоянными полярность и амплитуду синхронизирующих импульсов на выходе видеусилителя ВУ. Так как исходный (0÷6 МГц) и линейный (1,891÷8,491 МГц) спектры телевизионного сигнала перекрываются, то преобразование сигнала осуществляется с помощью двух ступеней модуляции.

В качестве первого модулятора M_1 можно использовать кольцевой преобразователь, на пары диодов которого подается постоянное смещающее напряжение. Изменяя последнее, можно установить нужный уровень остатка тока несущей частоты f_1 на выходе M_1 . Частота f_1 выбрана равной 15,509 МГц. Поэтому токи боковых частот на выходе M_1 занимают полосу 9,509÷21,509 МГц. Выделяя токи, частоты которых лежат в полосе 9,509÷16,2 МГц, фильтр ПФ частично (предварительно) подавляет токи верхней боковой полосы частот.

В качестве второго модулятора M_2 используется балансная схема. Значение $f_2=18$ МГц выбрано выше $f_1=15,509$ МГц с тем, чтобы $f_{1л}=f_2-f_1$ размещалось в нижнем участке линейного спектра. Остаток тока несущей частоты f_2 и другие побочные продукты преобразования подавляются фильтром Д-8,5.

Токи несущих частот f_1 и f_2 можно получать от двух независимых генераторов. Однако достижение необходимой для синхронного приема стабильности линейной несущей частоты в этом случае потребовало бы исключительно высокой стабильности каждого из генераторов. При генерации несущих по схеме рис. 4.34 требуется лишь один высокостабильный генератор, тока частотой $f_{1л}=2,491$ МГц: уход f_2 от номинального значения компенсируется изменением частоты $f_1=f_2-f_{1л}$. Окончательное формирова-

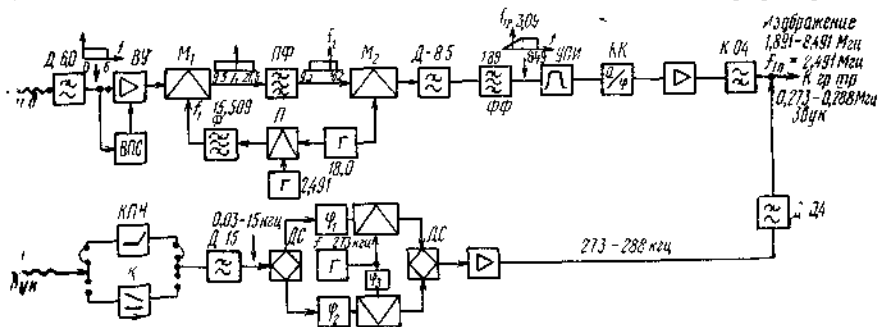


Рис. 4.34

ние телевизионного сигнала осуществляется с помощью формирующего фильтра $\Phi\Phi$, имеющего кососимметричную характеристику коэффициента передачи в полосе $f_{1л} \pm 0,6 = 2,491 \pm 0,6 = 1,891 \div 3,091$ МГц.

Для уменьшения загрузки линейного тракта уровни группирующихся возле $f_{1л}$ наиболее мощных составляющих телевизионного сигнала снижают устройством предварительного искажения УПИ. Возникающие при этом искажения сигналов устраняются с помощью контура последующих искажений КПИ в схеме приемника. Примерные частотные характеристики затухания УПИ и КПИ приведены на рис. 4.35.

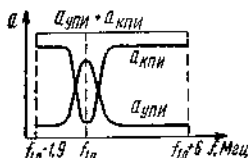


Рис. 4.35

Остаточные искажения частотных характеристик затухания и фазы различных узлов передатчика устраняются корректором КК. После коррекции сигналы усиливаются усилителем передачи и через фильтр $K-0,4$ поступают на вход оконечного оборудования линейного тракта. Последнее содержит систему фильтров, объединяющих телевизионный и многоканальный сигналы, и заграждающие фильтры, которые подавляют составляющие телевизионного сигнала, близкие по частоте к линейным контрольным токам.

На входе приемника телевизионного канала ¹⁾ (рис. 4.36) включаются фильтр $K-0,4$, гармонический корректор ГК и контур последующих искажений КПИ. Фильтр $K-0,4$ отделяет сигналы изображения от сигналов звукового сопровождения. С помощью ГК завершается окончательная коррекция частотных характеристик телевизионного канала.

Преобразование линейного спектра сигнала с полосой $1,891 \div 3,091$ МГц в промежуточный спектр с полосой $9,509 \div 16,109$ МГц осуществляется посредством демодулятора D_1 . Требуемый для его работы ток несущей частоты $f_2 = 18$ МГц вырабатывается местным независимым генератором. Преобразование промежуточного спектра в видеоспектр производится синхронным детектором D_2 . Необходимое для синфазного приема совпадение фаз токов несущей частоты $f_1 = 15,509$ МГц, поступающих на D_2 от передатчика (вместе с сигналом) и от местного генератора, достигается следующим способом.

В схеме на рис. 4.36 любое изменение частоты сигнала на выходе D_1 , вызванное изменением частоты f_2 , компенсируется таким же изменением частоты $f_1 = f_2 - f'_{1л}$ несущего колебания на D_2 . Поэтому для сохранения однажды установленного с помощью фазорегулятора φ соотношения фаз напряжений на входах D_2 доста-

¹⁾ Оконечное оборудование принимающей станции должно содержать систему фильтров, разделяющих токи телевизионного вещания и 300 каналов тч, а также режекторные фильтры, устраняющие возможность попадания контрольных токов на вход телевизионного канала.

точно осуществить принудительную синхронизацию местного генератора напряжения частотой $f'_{1л}$ напряжением частотой $f_{1л}$, поступающим по телевизионному каналу от передатчика. Для этого в схеме на рис. 4.36 напряжение линейной несущей частоты $f_{1л}$

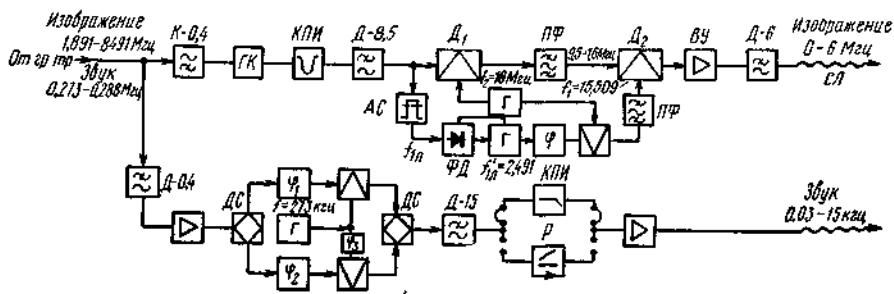


Рис. 4.36

ответвляется через амплитудный селектор AC и подается на фазовый детектор $\Phi Д$. На другой вход $\Phi Д$ подается напряжение частотой $f'_{1л}$ от местного генератора. Различие фаз напряжений на входах $\Phi Д$ вызывает появление напряжения на выходе $\Phi Д$. Подведенное к обмотке управляющей катушки местного генератора, оно воздействует на частоту и фазу синхронизируемого генератора, подстраивая их под частоту и фазу тока несущей частоты линейного сигнала. Появляющийся на выходе D_2 видеосигнал освобождается от побочных продуктов преобразования с помощью фильтра $D-6$, усиливается видеусилителем $ВУ$ и по соединительной линии подается на телецентр.

Сигналы звукового сопровождения телевизионного вещания передаются в полосе $0,273 \div 0,288$ МГц по тому же групповому тракту, что и сигналы изображения¹⁾. Преобразование исходного спектра звукового сопровождения, занимающего полосу $30 \div 15\,000$ гц, в линейный спектр $0,273 \div 0,288$ МГц осуществляется с помощью одной ступени амплитудной модуляции с частотой несущего тока $0,273$ МГц (см. рис. 4.34). Так как частотный промежуток, разделяющий боковые полосы на выходе модулятора, мал ($30 \times 2 = 60$ гц), то токи нижней боковой полосы частот подавляются фазоразностной схемой.

Для уменьшения числа побочных продуктов преобразования исходный спектр сигнала ограничивается фильтром $D-15$. Для повышения уровня высокочастотных составляющих сигнала применяют предискажения. Создающий предискажения контур пред-

¹⁾ В первых системах передачи телевидения по коаксиальным кабелям сигналы звукового сопровождения передавались по специальным экранированным симметричным парам. При передаче телевизионных программ на большое расстояние использование симметричных пар для передачи звукового сопровождения невозможно из-за значительной разности времени распространения сигналов изображения и звука.

варительного наклона $K_{ПН}$ вносит затухание, уменьшающееся с ростом частоты. Для устранения вносимых этим контуром искажений в приемнике канала предусмотрен контур последующих искажений $K_{ПИ}$. Для повышения защищенности сигналов на магистральных большой протяженности используют также сжатие динамического диапазона сигнала компрессором K .

В приемнике на рис. 4.36 линейный сигнал звукового сопровождения отделяется от сигналов изображения фильтром $D-0,4$ и после усиления поступает на вход фазоразностной схемы. Преобразованный в исходный спектр, он ограничивается по частоте фильтром $D-15$ и через контур $K_{ПИ}$ или расширитель динамического диапазона P подается по соединительной линии на телецентр.

§ 4.4. Фототелеграфные каналы

Электрический сигнал, получаемый в результате развертки неподвижного изображения, представляет собой униполярное напряжение. Величина последнего зависит от яркости передаваемого в данный момент элемента изображения. При передаче чередующихся по яркости элементов напряжение приобретает вид импульсной последовательности. Частоту следования импульсов в последовательности называют *частотой рисунка*. Считают, что максимального значения частота рисунка достигает при передаче изображения, элементы (и разделяющие их промежутки) которого равны размерам развертывающего луча. Определить это значение можно по формуле:

$$F_{\text{рис макс}} = \frac{1}{2\tau},$$

где τ — длительность импульса, равная длительности передачи элемента изображения.

Спектр импульсных сигналов изображения занимает полосу частот от $F_1 \rightarrow 0$ до $F_2 \gg F_{\text{рис макс}}$. Для вполне удовлетворительной по качеству фототелеграфной связи достаточно от передатчика к приемнику передавать составляющие, частоты которых лежат в пределах $F_1 \leq f \leq F_{\text{рис макс}}$. Так как $F_{\text{рис макс}}$ зависит от τ , а последняя — от скорости развертки, то, меняя скорость, можно ширину спектра сигнала изображения приводить в соответствие с шириной канала, предоставляемого для фототелеграфной связи (стандартного канала $tч$ или канала, образованного на базе групповых трактов). Так как полоса пропускания каналов начинается с частот, значительно превышающих F_1 , то для согласования спектра сигнала изображения с полосой канала используют преобразование. Преобразованный сигнал называют *фототелеграфным сигналом*.

Преобразование сигнала изображения в фототелеграфный сигнал обычно осуществляют с помощью амплитудной модуляции. По каналу при этом передают ток несущей частоты $f_{\text{нл}}$ и токи боковых полос или ток несущей частоты $f_{\text{нл}}$ и несимметрично по-

давленные токи боковых полос. Ширина спектра фототелеграфного сигнала в первом случае составляет $\Delta F \approx 2F_{\text{рис макс}}$, а во втором случае $\Delta F' \approx (1,1 \div 1,2) F_{\text{рис макс}}$.

Качество принимаемых изображений может быть высоким, если тракт, соединяющий передающий и приемный аппараты, существенно не изменит соотношения амплитуд и фаз составляющих сигнала изображения. Для выполнения этого условия необходимо, чтобы характеристики тракта отвечали определенным требованиям. Так, например, при передаче по тракту токов несущей частоты и токов обеих боковых полос неравномерность Δa_0 частотной характеристики остаточного затухания тракта в полосе ΔF должна не превышать $\pm (0,1 - 0,15) \text{ nep}$. Неравномерность частотной характеристики группового времени распространения в пределах ΔF должна быть не больше Δt_r , ориентировочное значение которого определяется выражением $\Delta t_r \approx \frac{10^8}{(1,5+4) F_{\text{рис макс}}}$, мсек

Невыполнение перечисленных требований может привести к значительному увеличению длительности фронтов сигнала, возникновению выбросов и дополнительных импульсов. На принимаемом изображении это скажется в снижении контрастности, в появлении повторных изображений и окантовки.

Существующие каналы удовлетворяют указанным требованиям лишь в средней части эффективно передаваемой полосы частот. Поэтому в фототелеграфную аппаратуру вводят корректоры, устраняющие вносимые каналом частотные искажения.

Нелинейность тракта фототелеграфной связи изменяет форму сигналов. Проявляется это в изменении соотношения яркостей элементов принимаемого изображения. Если в канал проникают периодические помехи, то нелинейные искажения вызывают паразитную модуляцию фотосигнала помехами. На принятом изображении при этом появляются чередующиеся темные и светлые полосы. Снижение качества изображения по указанным причинам незначительно, если коэффициент нелинейных искажений канала не превышает 0,02.

Проникающие в канал импульсные помехи вызывают появление на принятом изображении темных и светлых полос (в направлении развертки). Периодические помехи вызывают появление полос, перпендикулярных или наклонных к направлению развертки. Флуктуационные помехи приводят к появлению серой «вуали» и размыванию границ резких перепадов яркости принимаемого изображения.

К сожалению, до сих пор не разработан метод измерения помех, учитывающий особенности зрительного восприятия неподвижных изображений. Поэтому в канале они обычно измеряются широкополосным указателем уровня. Считают, что если показания последнего будут на 4,5 nep ниже номинального уровня сигнала, то существенного снижения качества принимаемого изображения из-за помех не произойдет.

Расхождение частот несущих колебаний оконечных станций многоканальных систем связи изменяет частоту передаваемых сигналов. Величина этого изменения обычно невелика и одинакова для всех составляющих сигнала.

Демодуляция в принимающем фототелеграфном аппарате осуществляется с помощью несущего тока, получаемого от передающего аппарата. Так как изменение частоты передаваемого по каналу несущего тока оказывается одинаковым с изменением частоты передаваемых по этому же каналу других составляющих фототелеграфного сигнала, то расхождение частот несущих токов оконечных станций многоканальной системы не приводит к заметному снижению качества фототелеграфных изображений.

Остаточное затухание тракта, соединяющего фототелеграфные аппараты, по рекомендации МККГТ должно быть 0 *неп*. Относительный уровень сигнала на входе стандартного канала устанавливается равным $-1,5$ *неп* на входе и $+0,5$ *неп* — на выходе. Поэтому затухание линии, соединяющей передатчик фототелеграфного аппарата со входом канала, должно быть 1,5 *неп*, а затухание линии «выход канала — приемник фототелеграфного аппарата» — 0,5 *неп*. Если затухание отличается от указанных значений, то в состав соединительных линий вводят удлинители или усилители.

Для того чтобы пики фототелеграфных сигналов не привели к перегрузке группового тракта многоканальной системы, передатчик индивидуального оборудования стандартного канала, предоставляемого для фототелеграфной связи, должен содержать ограничитель больших напряжений.

Передача газетных полос фототелеграфным способом осуществляется по каналу с эффективно передаваемой полосой $312, 3 \div \div 551,7$ *кГц* (вторичная стандартная группа). Фототелеграфные сигналы в такой канал должны вводиться через ограничивающий спектр сигнала полосовой фильтр. Чтобы фототелеграфный сигнал не нарушил работу устройств автоматического регулирования уровня многоканальной системы, оборудование ввода сигнала в канал должно содержать узкополосные заграждающие фильтры для подавления составляющих фототелеграфного сигнала, близких по частоте к контрольным токам. Соединение выхода широкополосного канала с приемником фототелеграфного аппарата должно осуществляться также через полосовой фильтр и узкополосные заграждающие фильтры. Последние необходимы для устранения возможности проникновения контрольных токов многоканальной системы в приемник фототелеграфного аппарата.

Затухание соединительной линии «междугородная станция — типография» компенсируется специальными усилителями.

§ 4.5. Каналы звукового вещания

Обмен программами вещания между радиоцентрами различных городов осуществляется по каналам, образованным на про-

водных или радиорелейных линиях. Так как каналы междугородного вещания входят в тракт «студия—радиостанция» или «студия — несколько радиостанций», то качество их должно быть очень высоким.

Ширина полосы частот канала должна выбираться так, чтобы обеспечивалась передача всех составляющих сигнала вещания, существенно влияющих на качество воспроизведения речевой и музыкальной программ. Эффективно передаваемой полосой частот называется полоса, на крайних частотах которой остаточное затухание превосходит затухание тока частотой 800 гц на $\Delta a_0 = 0,5 \text{ nep}$.

Нижняя граничная частота канала обычно принимается равной 30÷70 гц. Значение верхней граничной частоты определяется характеристиками радиостанций и трансляционных сетей, использующих рассматриваемые каналы. В большинстве случаев эта частота лежит в пределах 6400÷15 000 гц. Окончательно граничные частоты канала желательно выбирать так, чтобы произведение их составляло 450 000÷500 000. Значительное нарушение указанного условия приводит к преобладанию в принимаемой по каналу программе низких (глухой тембр) или высоких (металлический тембр) тонов.

Амплитудно-частотные искажения в тракте передачи сигналов вещания изменяют соотношение громкостей составляющих звука. Поэтому неравномерность частотной характеристики остаточного затухания $\Delta a_0(f)$ канала вещания должна быть не более $\pm(0,1\div0,2) \text{ nep}$ на средних частотах и 0,5 nep — на краях эффективно передаваемой полосы частот. Так как заметность искажений с уменьшением ширины канала снижается, то допуск на неравномерность $a_0(f)$ узкополосных каналов может быть больше допуска на неравномерность $a_0(f)$ широкополосных каналов.

Ухо является частотным анализатором и поэтому мало чувствительно к частотно-фазовым искажениям. Однако при больших громкостях значительные изменения фазовых соотношений обертонов воспринимаются как изменение тембра и громкости. Поэтому частотно-фазовые искажения в каналах должны быть не более допустимых.

Увеличение времени распространения Δt_r высокочастотных составляющих сигнала (по сравнению с t_r составляющих средних частот) может вызвать своеобразное изменение звучания передаваемой программы. В речевой передаче, например, при значительном Δt_r сдвигается (во времени) сопутствующее слову придыхание. При сдвигах, приближающихся к длительности слога, качество передачи заметно снижается. Задержка низкочастотных составляющих звука менее заметна, но также не может быть произвольно большой. По указанным причинам МККТТ считает необходимым ограничить в каналах вещания разность между групповым временем распространения на частотах 50 и 800 гц величиной 50÷80 мсек. Разность времени распространения на верхней гра-

ничной частоте канала и на частоте 800 гц должна быть не более 10 мсек.

Динамический диапазон музыкальной программы очень велик. У симфонического оркестра, например, он превышает 8 *нел.* Современные каналы вещания не могут обеспечить передачу сигналов с таким перепадом уровней. Органическим «сверху» является перегрузка тракта, ограничением «снизу» — помехи. По мнению МККТТ, динамический диапазон канала 4,6 *нел.* можно считать удовлетворительным. Допустимой разностью квазипиковального уровня сигнала вещания¹⁾ и уровня невнятных (несовпадающих) помех обычно считают величину $6 \div 7$ *нел.* Защищенность от внятных (совпадающих) помех должна составлять примерно 8,5 *нел.* и во всяком случае не опускаться ниже 7 *нел.*

Нелинейные искажения в тракте звукового вещания вызывают появление дополнительных тонов, хрипкость звучания и уменьшение динамического диапазона. Чем больше относительная ширина полосы частот канала, тем больше продуктов нелинейных искажений попадает в полосу частот канала и тем значительно снижается качество передачи. Поэтому требования к линейности повышаются с увеличением относительной ширины канала.

Допуск на величину нелинейных искажений обычно задают по коэффициенту нелинейных искажений k_1 . Так как этот коэффициент определяется с помощью одночастотного колебания, то он не может полностью характеризовать влияние нелинейности на качество передачи: сигнал вещания является сложным сигналом, и решающую роль в снижении качества передачи играют не гармоники, а комбинационные колебания вида $f_i - f_k$ и (в меньшей степени) $f_i + f_k$. Объясняется это не только тем, что число и мощность продуктов вида $f_i \pm f_k$ при многочастотном сигнале значительно превосходит число и мощность гармоник, но и особенно звукового восприятия. Сущность этой особенности заключается в следующем.

Для восприятия звука необходимо, чтобы сила его превосходила некоторую величину, называемую *порогом слышимости*. Если на ухо одновременно воздействуют два звука различной высоты, то восприятие одного из них затрудняется присутствием другого. Указанное явление называется *маскировкой* и приводит к повышению порога слышимости маскируемого тона. Для нижележащих тонов маскировка мала. Например, маскирующее действие тона 1800 гц на тон 800 гц выражается в повышении порога слышимости тона 800 гц всего на $0,1 \div 0,2$ *нел.* Вышележащие тоны маскируются сильно. Повышение порога слышимости маскируемого тона в этом случае соизмеримо с уровнем маскирующего тона.

¹⁾ *Квазипиковальным уровнем* сигнала вещания называется уровень, вероятность превышения которого в течение передачи меньше некоторой, наперед заданной, величины (например, 0,02). Измеряется квазипиковальный уровень импульсметром со временем интеграции 10 мсек.

Частоты гармоник и суммарных комбинационных продуктов нелинейных искажений выше частот породивших их тонов. Поэтому продукты данного вида маскируются основными тонами и незначительно влияют на качество передачи. Частоты же продуктов вида $f_i - f_k$ при $f_i/f_k < 2$ оказываются ниже частот породивших их тонов f_i и f_k и маскируют последние. Снижение качества передачи по этой причине в широкополосных каналах становится заметным при $k_1 \geq 0,01$.

Хриплость звучания является следствием биения обертонов и возникающих из-за нелинейности тракта комбинационных тонов. Очень сильно эти искажения проявляются при наличии низких, богатых обертонами, звуков, а также вследствие низкочастотного фона. При фоне 50 гц, например, к тону 1000 гц присоединяются комбинационные колебания частотой 950 и 1050 гц. Создающееся при этом впечатление хриплости в широкополосных каналах становится заметным при $k_1 \geq 0,02$.

Сжатие динамического диапазона, возникающее из-за увеличения затухания нелинейного канала при повышении уровня сигнала, изменяет соотношение громкостей следующих друг за другом элементов программы и снижает за счет этого натуральность звучания передачи.

Из изложенного следует, что коэффициент нелинейных искажений в каналах вещания, может быть не более 0,03. С увеличением относительной ширины канала допустимое значение k_1 уменьшается.

Если для передачи сигналов вещания используют амплитудную модуляцию с передачей в линию токов одной боковой полосы, то расхождение частот несущих колебаний передатчика и приемника канала изменяет частоту передаваемого сигнала. При передаче сложного сигнала изменение частоты всех составляющих одинаково. Возникающее по этой причине нарушение гармонического строя звуков снижает естественность звучания речи и музыки. При недостаточно полном подавлении несущего тока снижение качества передачи становится более заметным.

Чем ниже частота передаваемого сигнала, тем больше вызываемое расхождением несущих относительное изменение частоты и тем заметнее этот вид искажений. Опыт показывает, что снижение качества звучания отмечается слушателем при изменении частоты на $\Delta F \geq (0,02 \div 0,06) F_n$. Так как нижняя граничная частота F_n каналов вещания составляет 30 ÷ 70 гц, то изменение частоты сигнала в канале должно быть не более 1,5 ÷ 4 гц. Учитывая возможность транзитного соединения n каналов, допуск на изменение частоты в каждом из них должен быть уменьшен, по крайней мере, в \sqrt{n} раз.

Наиболее полно перечисленным требованиям отвечают каналы, образованные на проводных или радиорелейных линиях. Поэтому в настоящее время каналы этого типа и составляют основу сети каналов междугородного и международного вещания.

Требования к качественным показателям каналов вещания должны согласовываться с требованиями к качественным показателям других звеньев, составляющих тракт передачи. Так как характеристики последних отличаются друг от друга, то целесообразно организовывать каналы нескольких классов качества. Для передачи программ вещания на широкополосные радиостанции следует использовать каналы высшего класса. Программы на обычные радиостанции и городские трансляционные сети можно передавать по каналам более низкого класса.

В настоящее время каналы высшего класса используются для передачи звукового сопровождения междугородных телевизионных передач, каналы первого класса — для передачи программ центрального вещания в республиканские и областные центры (а также для международных передач), каналы второго класса — для межобластного, внутриобластного и внутрирайонного вещания.

Требования к характеристикам каналов вещания приведены в табл. 4.2. Допустимая (предельная) неравномерность частотной характеристики остаточного затухания каналов, не содержащих переприемов, показана на рис. 4.37.

Таблица 4.2

Характеристика	Единица измерения	Класс канала		
		высший	первый	второй
Ширина полосы частот канала	гц	30 ÷ 15 000	50 ÷ 10 000	60 ÷ 6 400
Остаточное затухание на частоте 800 гц	неп	0 ± 0,2	0 ± 0,2	0 ± 0,2
Коэффициент нелинейных искажений		0,008 ÷ 0,018	0,01 ÷ 0,03	0,01 ÷ 0,03
Неравномерность характеристики группового времени задержания $t_{г\text{вч}} - t_{г\text{вн}}$ $t_{г\text{вч}} - t_{г\text{вн}}$	мсек	12 2	80 8	80 10
Разность между максимальным уровнем сигнала и уровнем психофизического напряжения помех на выходе канала протяженностью l , км	неп	$6,1 + \frac{1}{2} \ln \frac{12\,500}{l}$		

По проводным линиям сигналы вещания могут передаваться без преобразования или с преобразованием спектра. В первом случае канал вещания называют низкочастотным, во втором — высокочастотным. Организация низкочастотных каналов вещания на воздушных линиях в данное время практически невозможна, так как диапазон частот выше 4 кгц используется для работы еч систем связи. На кабельных линиях низкочастотные каналы

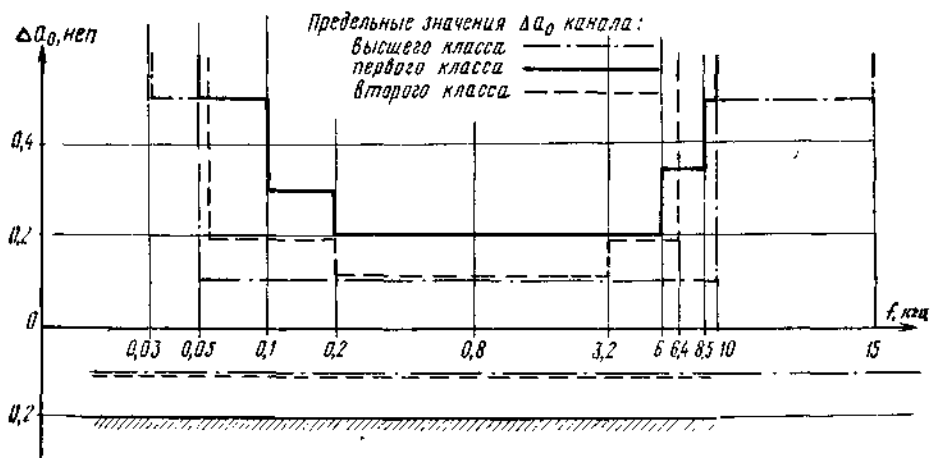


Рис. 4.37

обычно организуются по симметричным экранированным парам с легкой пупинизацией. Иногда для этой цели используют фантомные цепи, образованные на уплотняемых многоканальными системами симметричных парах. Поскольку линейный спектр современных многоканальных систем уплотнения симметричных кабелей лежит выше 12 кГц, то для образования низкочастотных каналов вещания можно было бы использовать каждую из уплотняемых пар. Однако необходимость включения в этом случае обходных или разделительных фильтров во всех усилительных пунктах магистрали, а также сложность коррекции искажений, вносимых испулинизированными парами на частотах ниже 10 кГц, препятствуют практической реализации такой возможности.

Требования к характеристикам усилителей низкочастотных каналов вещания очень высоки. Объясняется это тем, что для выполнения норм, предъявляемых к каналу вещания, необходимо, чтобы каждый из десятков входящих в состав канала усилителей имел показатели, значительно более высокие, чем указано в табл. 4.2. Выполнение этого требования усложняется тем, что в диапазоне 50 ÷ 10 000 гц частотные характеристики затухания, фазы и волнового сопротивления кабеля резко изменяются с частотой и заметно зависят от температуры. Поэтому в схему усилителей приходится вводить специальные устройства для согласования его входных сопротивлений с кабелем, а для выравнивания частотных характеристик остаточного затухания и группового времени распространения, помимо основных корректоров, необходимо применять дополнительные, компенсирующие изменение характеристик кабеля при колебаниях температуры почвы. Чтобы решение задач согласования и коррекции не вызывало чрезмерных затруднений, линейный спектр низкочастотного канала обычно ограничивают полосой 50 ÷ 8000 гц.

К числу достоинств низкочастотных каналов вещания, организуемых по кабельным линиям, можно отнести малый уровень помех, способность обеспечить передачу сигналов с большим динамическим диапазоном и простоту решения задачи ответвления программы в промежуточных пунктах магистрали. К недостаткам этого типа каналов обычно относят высокую стоимость и недостаточно большую ширину полосы рабочих частот. Серьезным недостатком является также возможность случайного подключения к каналу техников, ведущих ремонт или настройку магистрали связи.

В значительной мере свободны от перечисленных недостатков высокочастотные каналы. Блок-схема таких каналов включает передатчик, осуществляющий перенос спектра сигнала вещания, в область более высоких частот; тракт, по которому передается преобразованный сигнал, и приемник, восстанавливающий исходный сигнал.

Если линия, по которой предполагается организация канала вещания, используется для работы многоканальной системы, то ввод преобразованного по частоте сигнала вещания в линейный тракт можно осуществлять подключением выхода передатчика канала вещания непосредственно к линии, ко входу оконечного оборудования линейного тракта многоканальной системы или ко входу одной из стандартных групп оконечной станции многоканальной системы (рис. 438).

Ввод преобразованного сигнала непосредственно в линию позволяет обеспечить независимую от состояния многоканальной аппаратуры работу канала вещания. Для реализации такой воз-

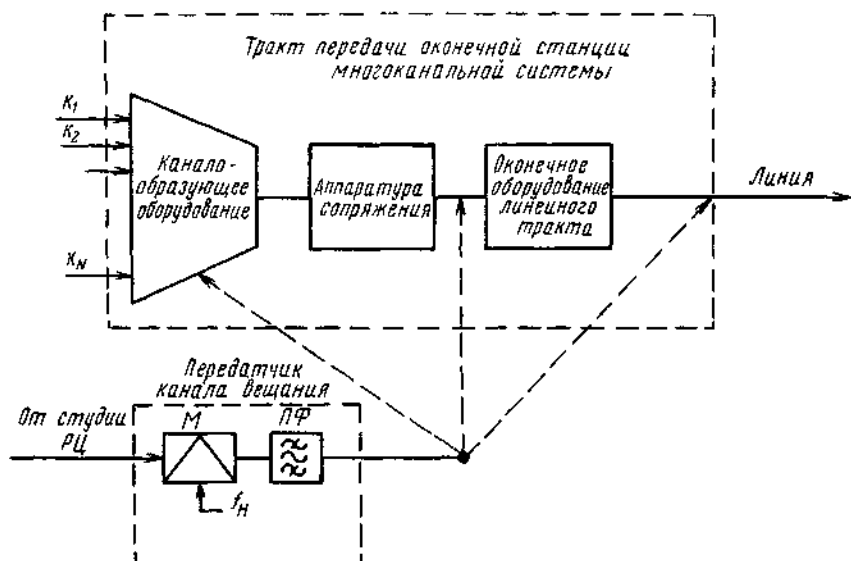


Рис 438

возможности линейный спектр сигнала вещания выбирают отличным от линейного спектра многоканальной системы, усиление сигналов вещания в промежуточных пунктах магистрали осуществляется специально для этой цели предназначенными усилителями¹⁾).

Основными недостатками построения каналов вещания с вводом преобразованного сигнала непосредственно в линию являются высокая стоимость оборудования и значительные эксплуатационные расходы. Высокая стоимость объясняется не только сложностью аппаратуры, но и необходимостью установки ее отдельно для каждого канала вещания на всех промежуточных усилительных пунктах магистрали. Повышению стоимости способствуют также затруднения при организации массового производства аппаратуры. Эти затруднения связаны с тем, что характеристики аппаратуры канала вещания должны согласовываться с характеристиками линии, на которой предполагается организация канала, и с характеристиками многоканальной системы, совместно с которой должна работать эта аппаратура. При организации на одной линии нескольких каналов характеристики аппаратуры каждого канала должны отличаться от характеристик аппаратуры других каналов.

Перечисленные недостатки в значительной мере могут быть устранены, если для передачи сигналов вещания использовать линейный групповой тракт многоканальной системы. Так как усиление сигналов в промежуточных пунктах магистрали в этом случае осуществляется усилителями многоканальной системы, то оборудование канала оказывается проще и дешевле оборудования каналов рассмотренных ранее типов.

Ввод преобразованного сигнала вещания в линейный тракт многоканальной системы может осуществляться в полосе частот, совпадающей с полосой частот линейного спектра системы (вместо исключаемых из эксплуатации двух-трех стандартных каналов тональной частоты), или в полосе, отличающейся от нее. Практическая реализация первого способа затруднена сложностью выделения сигнала вещания на оконечной и промежуточных станциях. Реализация второго способа возможна лишь при условии, что усилители обеспечат достаточно стабильное усиление сигналов вещания, отличающихся по частоте от линейного спектра многоканальной системы²⁾).

Недостатком каналов такого типа является зависимость схемы оборудования канала от характеристик используемой линии и от типа многоканальной аппаратуры. Устранить эту зависимость можно, если вводить преобразованный сигнал вещания в групповой тракт не в линейном спектре системы, а в спектре стандарт-

¹⁾ На основе данного способа была разработана аппаратура СВФ и СВР, позволяющая образовать один канал вещания на стальной воздушной цепи внутриобластного (СВО) и внутрирайонного (СВР) значения.

²⁾ Второй из указанных способов использован для организации канала звукового сопровождения телевизионной передачи.

ной группы (смотри гл. 6). Построенная по такому принципу аппаратура канала вещания оказывается одинаково пригодной для работы с большинством типов многоканальных систем связи. Это и определило ее широкое распространение.

Как правило, преобразованный сигнал вещания вводится в групповой тракт многоканальной системы в спектре первичной группы. При определении стандартных каналов тч, вместо которых должен образовываться канал вещания, учитывается необходимость сохранения нормальных условий работы трактов контроля и управления автоматической регулировки усилителей магистрали. Так как во многих системах связи управление устройствами АРУ осуществляется вводимыми в спектр первичной группы контрольными токами частотой 64 и 104 кГц, а контроль за состоянием тракта первичной группы — с помощью тока частотой 84,14 кГц (см. гл. 6), то для образования канала вещания МККТТ рекомендовал использовать спектры четвертого и пятого каналов тч (полоса 88÷96 кГц) или спектры четвертого, пятого и шестого каналов (полоса 84÷96 кГц) первичной группы¹⁾. Перенос спектра сигнала вещания в спектр исключаемых из эксплуатации каналов МККТТ рекомендует осуществлять преобразователем с несущим колебанием частотой 96 кГц.

Блок-схема преобразования сигнала вещания для передачи по двудвоенному каналу показана на рис. 4.39. Схема преобразования при использовании строенного канала отличается от схемы на рис. 4.39 только числом исключаемых из эксплуатации каналов тч и шириной полосы частот, занимаемой каналом вещания в спектре первичной группы. Схема приемника канала вещания отлича-

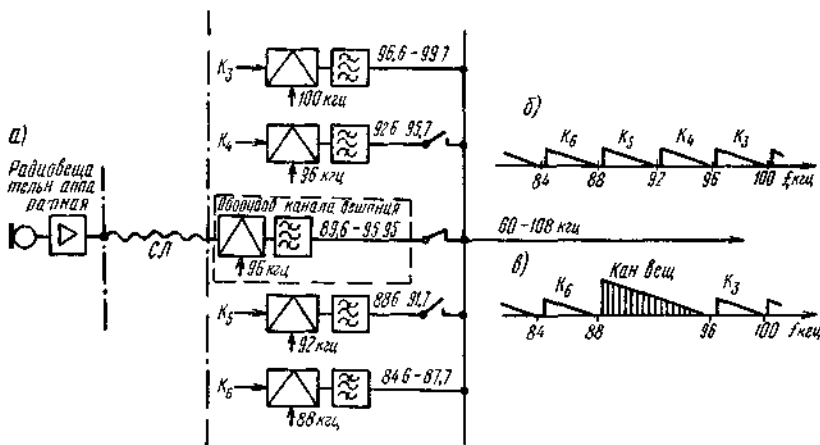


Рис 4.39

¹⁾ В первом случае говорят, что сигнал вещания передается по «двудвоенному» каналу, а во втором случае — по «строенному» каналу.

ется от изображенной на рис. 4 39 схемы передатчика только направлением передачи сигналов.

В практических условиях изъятие стандартных каналов тч из эксплуатации чаще осуществляют не отключением выходов полосовых канальных фильтров (как это показано на рис. 4 39), а снятием напряжения несущей частоты с индивидуальных преобразователей этих каналов. Предпочтение, оказываемое такому способу изъятия каналов, объясняется необходимостью сохранения условий работы полосовых фильтров каналов, эксплуатация которых продолжается и во время передачи программы вещания. Для устранения влияния оборудования первичной группы на режим работы канала вещания и последнего на условия работы других каналов ввод сигналов вещания в групповой тракт первичной группы осуществляют через дифференциальную систему.

Оборудование канала вещания должно обеспечить возможность образования каналов для передачи программ в обоих направлениях магистрали. Очевидно, если канал вещания в одном направлении образуется за счет некоторого числа каналов тч в спектре первичной группы многоканальной системы, то в обратном направлении передачи его целесообразно образовать за счет такого же числа стандартных каналов тч в спектре той же первичной группы. Удовлетворяющая этому требованию блок-схема оборудования канала вещания показана на рис. 4 40. Однако в практических условиях ее приходится усложнять по следующим причинам.

Так как образующая канал вещания аппаратура устанавливается в непосредственной близости от аппаратуры многоканальных систем, то для питания преобразователей целесообразно использовать ток несущей частоты, вырабатываемый генератором гармоник многоканальной системы. Для уменьшения числа побочных продуктов преобразования необходимо, чтобы ток этот был свободен от помех, в частности, от токов смежных несущих частот. Поскольку фильтры, выделяющие несущие токи для питания индивидуальных преобразователей, подавляют токи смежных несущих частот недостаточно, то ток несущей частоты 96 кГц должен подаваться на зажимы преобразователей M и D канала вещания через дополнительный фильтр $ПФ$ (рис. 4.41).

С целью улучшения соотношения сигнал/помеха МККТТ рекомендует устанавливать квазимаксимальный уровень сигнала вещания в групповом тракте многоканальной системы на $I_{нел}$ выше измерительного уровня стандартного канала тональной частоты. Чтобы преобразователи M и D в этих условиях не вносили заметных нелинейных искажений, напряжение несущей частоты, подводимое к ним, должно быть больше напряжения, подводимого к индивидуальным преобразователям других каналов. Так как питание тех и других осуществляется от общего источника, то напряжение несущей частоты к преобразователям канала вещания должно подаваться через усилитель B в принципе для этой цели можно было бы использовать один, общий для M и D , усилитель. Од-

нако необходимость обеспечения независимой работы каналов противоположных направлений передачи и, в частности, необходимость устранения возможности взаимного влияния между ними через общий источник несущего тока вынуждает использовать отдельный для каждого преобразователя усилитель.

Для уменьшения числа побочных продуктов преобразования спектр получаемого от междугородной вещательной аппаратной (МВА) сигнала вещания необходимо ограничить с помощью фильтра нижних частот. Так как оборудование канала вещания должно быть одинаково пригодно для работы и по сдвоенным, и по строенным стандартным каналам тч, в комплект оборудования должно входить два таких фильтра. с граничной частотой $f_{гр1} = 6,4 \text{ кгц}$ (для образования канала вещания второго класса вместо двух каналов тч) и с граничной частотой $f_{гр2} = 10 \text{ кгц}$ (для образования канала вещания первого класса вместо трех каналов тч).

Токи нижней боковой полосы частот на выходе модулятора M целесообразно выделять с помощью комбинации фильтра нижних частот $D-95,95$ и фильтра верхних частот¹⁾. Граничная частота последнего выбирается равной $89,6 \text{ кгц}$ при работе по сдвоенному каналу и 85 кгц — при работе по строенному каналу.

Такая же комбинация фильтров может быть использована для выделения сигнала вещания из спектра первичной группы на входе приемника канала. Применение фильтров нижних и верхних частот

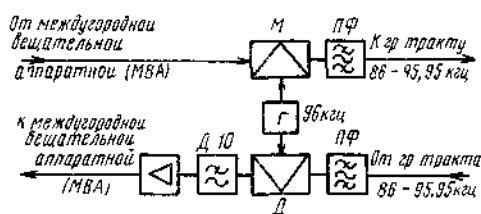


Рис 4 40

вместо полосового фильтра выгодно потому, что при этом уменьшается сложность (а следовательно, и стоимость) узлов, которые должны заменяться при переводе аппаратуры с работы по сдвоенному каналу на работу по строенному каналу.

Одним из условий отсутствия искажений в каналах с передачей в линию токов одной боковой полосы частот является отсутствие тока несущей частоты на выходе передатчика. Решить эту задачу балансировкой модулятора M и с помощью фильтра $D-95,95$ не удается из-за повышенного напряжения несущего колебания и из-за узости частотного промежутка, разделяющего несущий ток и токи полезной боковой полосы. Поэтому в схему передатчика вводится режекторный фильтр $РФ$.

Для защиты группового тракта многоканальной системы от перегрузки в схеме передатчика предусматривается устройство типа

¹⁾ Из-за узкого частотного промежутка, разделяющего боковые полосы на выходе модулятора, выполнение требований, предъявляемых к характеристикам фильтра $D-95,95$, представляет собой сложную задачу. Решить ее можно, применив в дополнение к фильтру $D-95,95$ фазоразностную схему

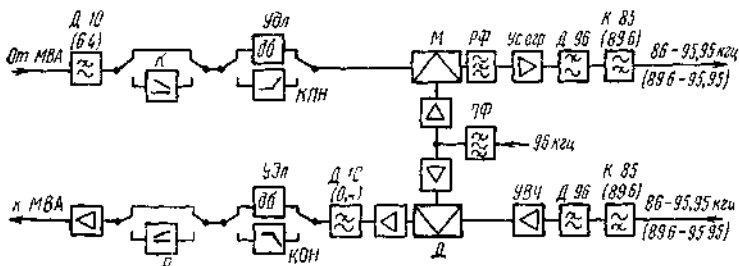


Рис 4 41

ограничителя больших напряжений. Чаще всего для этой цели используют выходной усилитель передатчика, проектируя его как усилитель-ограничитель

Для улучшения соотношения сигнал/помеха в состав передатчика канала вещания вводят контур прямого наклона *КПН* и компрессор *К*¹⁾. Вносимые ими искажения на выходе приемника канала устраняются контуром обратного наклона *КОН* и расширителем *Р*.

Блок-схема передатчика и приемника канала вещания, содержащая все перечисленные узлы, показаны на рис. 4 41.

Сравнивая показатели высокочастотных и низкочастотных каналов междугородного вещания, можно отметить, что оборудование первых дешевле, требует меньших эксплуатационных расходов, позволяет организовать необходимое число каналов на любой многоканальной магистрали. К числу недостатков высокочастотных каналов относятся сложность выделения программы вещания в промежуточных пунктах магистрали²⁾ и заметно более высокий уровень помех.

В заключение следует отметить, что коммутация каналов вещания должна осуществляться в специальных междугородных вещательных аппаратных МВА. Линии, соединяющие МВА с аппаратными местных радиовещательных центров, должны быть высокого качества.

¹⁾ При проектировании аппаратуры канала вещания следует считаться с тем, что компрессор *К* и контур прямого наклона *КПН* повышают уровень средней мощности сигнала вещания на 0,5–0,7 *дБ*. Для сохранения диаграммы уровней при выключении контуров прямого и обратного наклонов в тракте передачи сигнала должен вводиться удлинитель с затуханием, равным затуханию *КПН* и *КОН* на частоте 800 *гц*.

²⁾ Для выделения программы вещания в промежуточном пункте используют дополнительное оборудование, выделяющее сигнал вещания из линейного спектра системы и преобразующее его в сигнал, занимающий полосу 86,6–95,95 или 84,6–95,95 *кгц*.

§ 4.6. Каналы передачи дискретных сигналов

Дискретными называются сигналы, находящиеся в каждый момент времени в одном из конечного множества состояний. Наиболее часто формируются сигналы с двумя разрешенными состояниями (двоичные). При помощи дискретных сигналов осуществляют передачу дискретных сообщений — телеграфирование и передачу данных.

Для передачи дискретных сигналов в многоканальных системах используются стандартные каналы тональной частоты, либо при необходимости обеспечить большую пропускную способность — широкополосные каналы, образованные на базе первичного, вторичного или третичного тракта. Передача осуществляется при помощи устройств преобразования сигналов (*УПС*), согласующих характеристики дискретных сигналов с характеристиками каналов многоканальных систем¹⁾.

Различают два вида *УПС* — одноканальные и многоканальные. Одноканальные *УПС* образуют в спектре стандартного канала тональной частоты или группового тракта один канал передачи дискретных сигналов. Такая аппаратура используется обычно в системах передачи данных. Многоканальные *УПС* формируют в канале связи несколько каналов передачи дискретных сигналов, при этом возможно использование методов разделения по частоте, времени и форме.

Для передачи телеграфных сигналов широко применяется аппаратура тонального (частотного) телеграфирования (ТТ), с помощью которой в спектре канала тч (300÷3400 гц) создают узкополосные телеграфные каналы, обеспечивающие скорость передачи 50÷75 бод (импульсов в секунду).

Для систем тонального телеграфирования должны предоставляться стандартные каналы тональной частоты, удовлетворяющие определенным требованиям. Прежде всего, так как при тональном телеграфировании по каналу тч передается многоканальный сигнал (по числу телеграфных каналов), то во избежание возникновения переходных помех между каналами ТТ необходимо, чтобы нелинейные искажения в нем были достаточно малы. Допустимая величина коэффициента нелинейных искажений составляет 1,5% для одного переприемного участка и $1,5\sqrt{n}\%$ для n переприемных участков.

Важным является вопрос и о выборе уровней передачи в каналах тонального телеграфирования. Принято, что суммарная пиковая мощность токов несущих частот аппаратуры ТТ в точке с нулевым относительным уровнем не должна превышать 5000 мквт (+0,8 неп) для систем с амплитудной модуляцией и 2220 мквт (+0,4 неп) для систем с частотной модуляцией. При такой мощ-

¹⁾ Эти устройства называют также устройствами вторичного уплотнения (УВУ).

ности телеграфных сигналов нет перегрузки стандартного канала тональной частоты.

Уровни передачи каждого канала аппаратуры ТТ устанавливаются, исходя из допустимого среднего значения суммарной мощности телеграфных сигналов, равного 135 мквт ($-1,0 \text{ нел}$) для систем с частотной модуляцией и 270 мквт ($-0,66 \text{ нел}$) для систем с амплитудной модуляцией.

Во избежание перегрузки группового тракта многоканальной аппаратуры для тонального телеграфирования допускается использовать не более двух стандартных каналов тч в первичном групповом тракте (двенадцатиканальной группе).

Для нормальной работы аппаратуры ТТ необходимо, чтобы общий уровень помех на входе приемного устройства ТТ при одном переприемном участке не превышал $-5,6 \text{ нел}$ для каналов систем кабельных линий связи и $-4,7 \text{ нел}$ для каналов систем воздушных линий связи. При n переприемных участках допустимый уровень помех увеличивается на $\frac{1}{2} \ln n$.

Аппаратура ТТ чувствительна к сдвигу частот в каналах, возникающему вследствие расхождения несущих частот в передающей и приемной частях многоканальной аппаратуры. В телеграфном канале системы с частотной модуляцией сдвиг частот не должен превышать 2 гц .

Для передачи данных могут широко использоваться телеграфные каналы и стандартные каналы тональной частоты. Установлены следующие скорости в системах передачи данных:

— $50 \div 75 \text{ бод}$, при этом используется абонентская телеграфная сеть;

— $50 \div 200 \text{ бод}$, для реализации которой предназначаются выделенные телеграфные каналы;

— $600 \div 1200 \text{ бод}$, соответствующая аппаратура должна работать по сети коммутируемых стандартных каналов тональной частоты;

— до 9600 бод , предполагается использовать выделенные стандартные каналы тональной частоты.

При необходимости обеспечить скорость передачи, превышающую 1200 бод , должны использоваться широкополосные каналы, образованные на основе стандартных групповых трактов. Например, в широкополосном канале с полосой частот $60 \div 108 \text{ кгц}$ (первичный групповой тракт) скорость передачи может достигать $18\,000 \div 72\,000 \text{ бод}$.

К каналам, используемым для передачи данных, предъявляют ряд специфических требований, которые подробно обсуждаются в курсе передачи дискретной информации.

УЗЛЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ

§ 5.1. Преобразователи частоты

ОБЩИЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

В многоканальной аппаратуре с частотным разделением сигналов почти исключительно применяется амплитудная модуляция с использованием для передачи преобразованных сигналов только одной боковой полосы частот без несущего тока. В этом случае можно говорить о трансформации исходного спектра в преобразованный. Устройства для трансформации спектра частот состоят из преобразователя частоты, генератора несущего тока и электрического фильтра для выделения одной из боковых полос после преобразования.

Преобразователи частоты подразделяются по ряду признаков

По назначению они подразделяются на индивидуальные и групповые.

Индивидуальными называются преобразователи, предназначенные для преобразования полосы частот исходного сигнала в линейную или промежуточную полосу частот при передаче или в обратной последовательности при приеме.

Групповыми называются преобразователи, предназначенные для перемещения высокочастотной (промежуточной) полосы частот, составленной из нескольких высокочастотных индивидуальных полос, вверх или вниз по шкале частот. Эти преобразователи применяются только при многократном групповом преобразовании.

По характеру применяемых в преобразователях нелинейных элементов преобразователи подразделяются на пассивные и активные

Пассивными называются преобразователи, в которых применяются пассивные нелинейные элементы — полупроводниковые диоды.

Активными называются преобразователи, в которых применяются активные четырехполюсники, главным образом, транзисторы

По числу и схеме соединения нелинейных элементов, входящих в нелинейный четырехполюсник, преобразователи подразделяются на:

- однотоактные;
- двухтактные или балансные, которые, в свою очередь, делятся на последовательно-балансные, параллельно-балансные и мостовые;

- двойные балансные или кольцевые.

При оценке линейных или квазилинейных четырехполюсников (четырёхполюсников со слабой нелинейностью) принято пользоваться частотными характеристиками затухания (усиления) и амплитудными характеристиками. В применении к преобразователям частоты эти понятия нуждаются в уточнении.

Рабочее затухание преобразователя характеризует потерю мощности преобразуемого сигнала и определяется по формуле

$$a = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{\Omega}}{P_{\omega \pm \Omega}}, \quad (5.1)$$

где P_{Ω} — мощность, которую источник эдс сигнала частоты Ω , преобразуемой при помощи несущей частоты ω , может отдать в нагрузку, равную внутреннему сопротивлению источника, $P_{\omega \pm \Omega}$ — мощность боковой частоты (верхней или нижней), выделяемая в выходной нагрузке преобразователя

Амплитудной характеристикой преобразователя частоты называется зависимость рабочего затухания преобразователя от уровня на его входе.

ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМ ЧАСТОТЫ

К преобразователям частоты предъявляется целый ряд специфических требований, которые обеспечиваются или установленным для преобразователей режимом работы, или схемой нелинейного четырехполюсника, входящего в состав преобразователя, или и тем и другим. Сформулируем основные требования

1. На выходе преобразователя должны иметь место суммарные и разностные (комбинационные) колебания второго порядка (боковые полосы), обусловленные взаимодействием несущей частоты и преобразуемых колебаний. Данные комбинационные колебания рассматриваются как основные (полезно используемые) продукты преобразования и могут быть переданы одним из пяти способов, разобранных гл. 2.

2. На выходе преобразователя количество побочных (паразитных) продуктов преобразования должно быть по возможности малым, а их амплитуды должны быть значительно меньше амплитуд полезно используемых колебаний.

3. Амплитуды полезно используемых продуктов преобразования не должны существенно изменяться при изменении амплитуды колебаний несущего тока или сдвиге используемой рабочей точки на вольтамперных характеристиках нелинейных элементов.

4. На выходе преобразователя по возможности должны отсутствовать паразитные продукты, обусловленные взаимодействием

исходных колебаний между собой (главным образом, второго порядка).

5. Схема преобразователя должна в случае необходимости обеспечивать существенное подавление колебаний несущей частоты.

Основным условием, определяющим режим работы преобразователя, является значительное превышение амплитуды напряжения колебаний несущей частоты над амплитудой напряжения каждого из преобразуемых колебаний (малая глубина модуляции). Известно, что чем меньше глубина модуляции, тем меньше мощность паразитных продуктов преобразования, что особенно важно в групповых преобразователях, где эти продукты обуславливают появление помех в каналах.

Полный анализ, позволяющий с высокой точностью определить энергетический спектр на выходе любого преобразователя, приводит к сложным нелинейным уравнениям, решение которых связано с большими трудностями. Поэтому в процессе анализа приходится делать ряд более или менее оправданных допущений; большинство из них не вызывает больших погрешностей. Одновременно эти допущения позволяют не только исследовать качественную картину процесса преобразования, но и считать конечные результаты анализа вполне пригодными для инженерных расчетов.

ПАССИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В многоканальной аппаратуре с разделением сигналов по частоте широко используются пассивные преобразователи частоты. Эти преобразователи весьма просты, надежны в работе и не требуют источников электропитания.

К недостаткам их можно отнести сравнительно большое и почти не регулируемое затухание, а также необходимость иметь значительную мощность источника колебаний несущего тока.

В качестве нелинейных элементов, входящих в схему пассивных преобразователей частоты, применяются полупроводниковые диоды (чаще всего германиевые или кремниевые). Основной характеристикой диода является его вольтамперная характеристика, изображенная на рис. 5.1 и представляющая собой зависимость значения тока от приложенного к диоду напряжения.

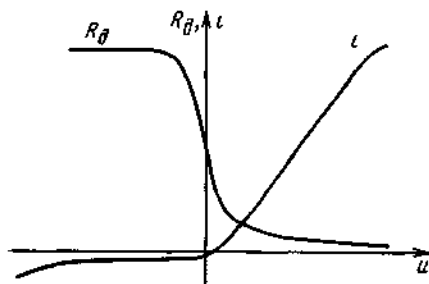


Рис 5.1

На этом же рисунке приведена характеристика зависимости сопротивления диода от мгновенных значений приложенного напряжения $R_d = u/i$ в рабочем диапазоне напряжений.

Качество диода (его выпрямительная опоспособность) характеризуется коэффициентом выпрямления, представляющим собой отношение сопротивлений, определенных при двух равных по абсолютной величине и обратных по знаку напряжениях: $m = R_{\text{зап}}/R_{\text{пр}}$ ($R_{\text{зап}}$ и $R_{\text{пр}}$ — значения сопротивлений соответственно при $u < 0$ и $u' = -u$). Пользуются также понятием «характеристическое сопротивление» диода $Z = \sqrt{R_{\text{зап}}R_{\text{пр}}}$.

В зависимости от используемого при преобразовании сигналов участка вольтамперной характеристики диодов, а также от соотношения токов несущей частоты и воздействующего сигнала целесообразно

рассмотреть следующие возможные режимы работы преобразователя частоты: параболический режим; режим ломаной характеристики и режим линейно-ломаной характеристики. Проведем анализ работы пассивных преобразовательной частоты в каждом из

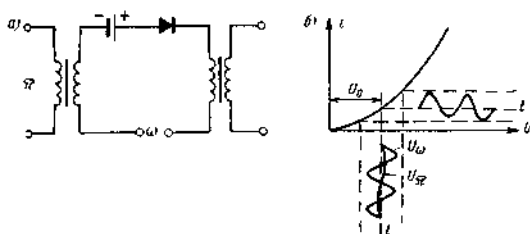


Рис 5.2

указанных режимов. Удобнее всего это сделать на примере простейшей одноконтурной схемы, а затем выводы распространить на более сложные схемы.

Модулирующий сигнал представляется в виде суммы гармонических колебаний.

На рис. 5.2 приведены схема одноконтурного преобразователя частоты и графики, поясняющие условия его работы в параболическом режиме. В данном случае используется только параболический участок вольтамперной характеристики. Тогда

$$i = \varphi(u_x) = a_0 + a_1 u_x + a_2 u_x^2, \quad (5.2)$$

где a_0, a_1, a_2 — коэффициенты аппроксимации нелинейной цепи, которые вычисляются с учетом включенных последовательно с диодом эквивалентных внутренних сопротивлений источников эдс несущей и сигнала;

$$u_x = U_0 \cos \omega t + \sum_{i=1}^M U_{\Omega_i} \cos \Omega_i t \quad (5.3)$$

воздействующее напряжение, состоящее из напряжения несущей частоты ω и напряжения преобразуемых колебаний Ω_i . Заметим, что от величины смещающего напряжения U_0 зависит не только коэффициент аппроксимации a_0 , но и коэффициенты a_1 и a_2 .

После решения в общем виде уравнения (5.2) с учетом (5.3) получим ряд продуктов преобразований, частоты которых определяются из соотношения

$$p \omega \pm q_i \Omega_i \pm q_j \Omega_j, \quad (5.4)$$

где $p+q_1+q_2=0; 1; 2$, а каждый из коэффициентов p, q_1 и q_2 может равняться нулю, единице или двум; Ω_1 и Ω_2 — любая пара гармонических составляющих. Паразитными продуктами будут: $\omega; 2\omega; \Omega_1; 2\Omega_1$, а также комбинационные колебания вида $\Omega_1 \pm \Omega_2$, обусловленные взаимодействием исходных колебаний между собой.

Рассмотрим работу однотактного преобразователя в режиме ломаной характеристики. В этом случае можно считать, что нелинейный элемент обладает вольтамперной характеристикой, которая в области положительных значений напряжения может быть аппроксимирована полиномом (многочленом) n -й степени. В области отрицательных значений напряжений ток очень мал и им можно пренебречь. Таким образом

$$\left. \begin{aligned} i_+ &= a_1 u_x + a_2 u_x^2 + \dots + a_n u_x^n \text{ при } u > 0 \\ i_- &= 0 \text{ при } u < 0 \end{aligned} \right\}, \quad (5.5)$$

где u_x — величина напряжения, определяемая из выражения (5.3).

Поскольку, как было ранее принято, амплитуда напряжения несущей частоты значительно больше амплитуды составляющих преобразуемого сигнала, то можно считать, что ток в цепи преобразователя будет представлять собой импульсы с огибающей, соответствующей модулирующему напряжению (рис 5.3). Предполагается, что значение несущей частоты ω много больше значения модулирующих частот Ω ,

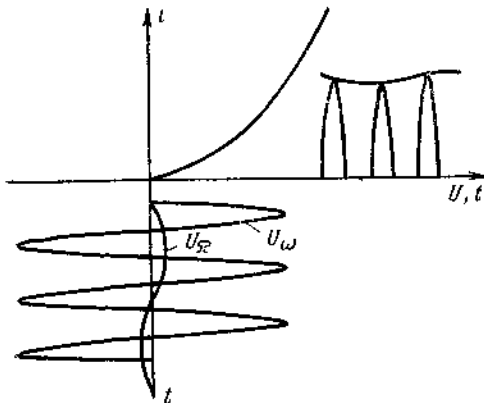


Рис 5.3

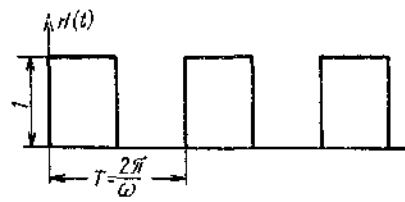


Рис 5.4

Для получения аналитических соотношений, которые определяют спектр частот на выходе преобразователя, достаточно умножить величину тока i_+ , определяемую из выражения (5.5), на функцию переключения $H(t)$. Последняя представляет собой периодическую последовательность прямоугольных импульсов (рис 5.4) с периодом следования, соответствующим несущей частоте ω ($T=2\pi/\omega$).

Разложение функции переключения $H(t)$ в ряд Фурье дает

$$H(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right). \quad (5.6)$$

Ток на выходе преобразователя может быть получен из соотношения

$$i_{\text{вых}} = i_+ H(t) = (a_1 u_x + a_2 u_x^2 + a_3 u_x^3 + \dots + a_n u_x^n) \times \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega t - \dots \right), \quad (5.7)$$

где u_x определено по ф-ле (5.3).

Подставив значение u_x из (5.3) в (5.7) и произведя операцию умножения и тригонометрических преобразований, получим ряд гармонических составляющих, частоты которых будут определяться следующим соотношением:

$$p\omega \pm q_1\Omega_1 \pm q_2\Omega_2 \pm \dots \pm q_n\Omega_n, \quad (5.8)$$

где $p=0, 1, 2, 3, \dots, n$; $p+q_1+q_2+\dots+q_n=0, 1, 2, 3, \dots, n$

Как видно из соотношения (5.7), в данном случае имеет место ряд колебаний, в числе которых содержатся полезно используемые колебания второго порядка $\omega \pm \Omega_1$, а также большое количество паразитных продуктов

Режим ломаной характеристики является более стабильным, чем параболический режим, так как при этом отсутствует постоянное смещение, которое определяет стабильность во времени коэффициентов аппроксимации. Кроме того, амплитуды полезно используемых колебаний будут меньше зависеть от изменения амплитуды колебаний несущей частоты.

Как правило, режим ломаной характеристики не используется, здесь он рассматривается для того, чтобы показать те условия работы преобразователя частоты, которые будут иметь место при нарушении широко используемого режима линейно-ломаной характеристики. Последний характеризуется тем, что нелинейный элемент преобразователя обладает вольтамперной характеристикой, которая при положительных значениях напряжения определяется линейной зависимостью, а при отрицательных значениях напряжения — отсутствием тока, т. е.

$$\left. \begin{aligned} i_+ &= a_1 u_x & \text{при } u > 0 \\ i_- &= 0 & \text{при } u < 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

где u_x — величина напряжения, определяемая из выражения (5.3).

При принятых выше условиях, когда амплитуда напряжения несущей частоты ω много больше амплитуд напряжений модулирующих частотных составляющих Ω_1 , можно считать, что переход положительной ветви вольтамперной характеристики к отрицательной обуславливается изменением знака напряжения несущей частоты. В этом случае на выходе преобразователя будет иметь место изменение сигнала, как это показано на рис. 5.5. Для получения аналитических соотношений, которые определяют спектральный состав и амплитуды сигналов на выходе преобразователя, до-

статочно умножить выражение функции переключения $H(t)$ на величину тока i_+ , определяемую выражением (5.9), т. е.

$$i_{\text{вых}} \equiv i_+ H(t) = a_1 u_x H(t) = \\ = a_1 u_x \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega t - \dots \right). \quad (5.10)$$

Спектральный состав колебаний на выходе преобразователя будет определяться следующим соотношением.

$$\omega; 2\omega; 4\omega; 6\omega, \dots \}, \quad (5.11) \\ p\omega \pm \Omega,$$

где $p=0, 1; 3; 5; \dots$

Как видно из выражения (5.10), ток на выходе преобразователя, работающего в режиме линейно-ломаной характеристики, со-

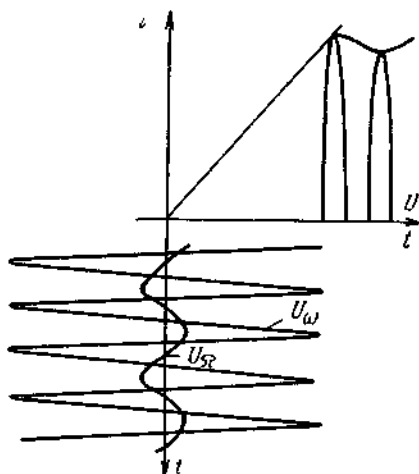


Рис 55

держит значительно меньшее количество паразитных продуктов нелинейности по сравнению с режимом ломаной характеристики. Кроме того, при использовании режима линейно-ломаной характеристики амплитуды полезно используемых комбинационных колебаний второго порядка не зависят от изменений амплитуды несущей частоты и определяются только амплитудой преобразуемых колебаний. Наконец, ток на выходе не будет содержать комбинационных колебаний, обусловленных взаимодействием исходных частот.

Сравнивая рассмотренные режимы работы преобразователя частоты, необходимо отметить следующее

1. Параболический режим, хотя и обеспечивает получение продуктов преобразования не выше второго порядка, однако он обладает существенными недостатками: требует применения специального смещающего напряжения, нестабилен; может быть реализован в пределах очень небольшого участка вольтамперной характеристики нелинейного элемента (режим малых амплитуд), дает паразитные продукты второго порядка, образованные взаимодействием составляющих модулирующих колебаний (продукты вида $\Omega, \pm \Omega$).

2. Режим ломаной характеристики приводит к появлению большого числа паразитных продуктов преобразования, поэтому он наименее желателен.

3 Режим линейно-ломаной характеристики обладает значительными преимуществами в сравнении с режимом ломаной характеристики. Основными из этих преимуществ являются: весьма малое число паразитных продуктов преобразования; независимость амплитуды тока полезных составляющих преобразованного сигнала от амплитуды напряжения несущей частоты; отсутствие комбинационных частот взаимодействия составляющих модулирующего колебания; постоянство рабочего затухания преобразователя при изменении входного уровня.

Режим линейно-ломаной характеристики является идеализированным. Степень приближения к этому режиму будет зависеть от одновременного выполнения двух условий: амплитуда несущей частоты должна быть достаточно большой (режим больших амплитуд) и амплитуды составляющих модулирующего колебания должны быть много меньше (в 10 и более раз) амплитуды несущей частоты

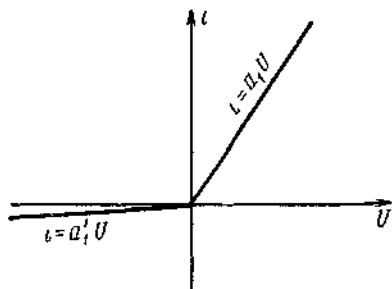


Рис 56

Рассмотренный режим линейно-ломаной характеристики предполагает пренебрежимо малый ток при отрицательном напряжении ($i \cong 0$). Действие этого тока можно учесть, если вольтамперную характеристику нелинейного элемента изобразить отрезками двух прямых, как показано на рис. 5.6. В этом случае ток на выходе преобразователя будет пропорционален алгебраической сумме тока пропускания $i'_{\text{вых}} \cong a_1 u_x H(t)$ и противоположного ему по фазе тока залипания $i''_{\text{вых}} = -a'_1 |u_x| H\left(t + \frac{T}{2}\right)$. Спектральный состав на выходе преобразователя определится как

$$i_{\text{вых}} \cong i'_{\text{вых}} + i''_{\text{вых}} = a_1 u_x H(t) - a'_1 |u_x| H\left(t + \frac{T}{2}\right)$$

и будет таким же, как и при $i_- = 0$; изменятся лишь амплитуды отдельных составляющих

Перендем к рассмотрению более сложных схем пассивных преобразователей частоты. Недостатком одноктактных схем, даже в режиме линейно-ломаной характеристики, является наличие достаточно большого количества паразитных продуктов преобразования и в том числе тока несущей частоты. Поскольку в современных многоканальных системах, как правило, используется метод передачи амплитудномодулированных сигналов без несущей частоты (при одной боковой полосе), то в целях упрощения схемы фильтров и повышения степени подавления тока несущей частоты применяются *балансные схемы* преобразователей.

Одной из разновидностей балансных схем является последовательно-балансная схема преобразования (рис 57а). Здесь напряжение несущей частоты подводится к средним точкам входного и выходного трансформаторов, следовательно, при продольной симметрии схемы в нагрузке, как впрочем и во входной цепи, ток несущей частоты и всех ее гармоник будет отсутствовать

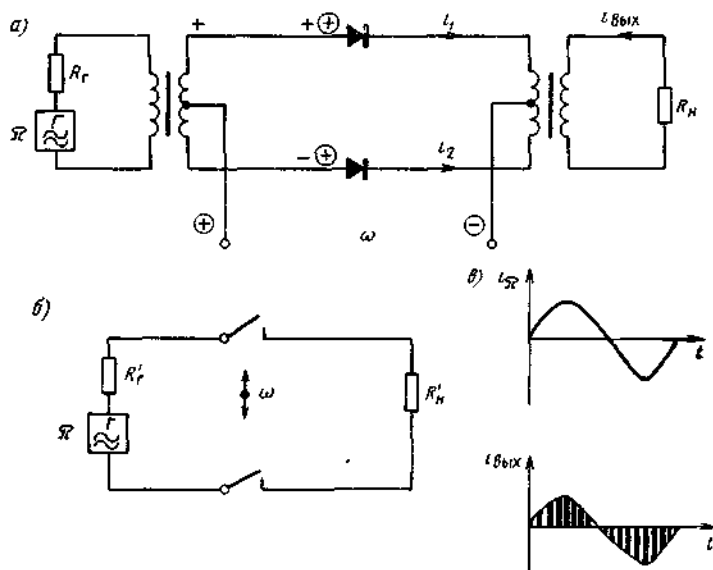


Рис. 57

Рассмотрим работу преобразователя в режиме линейно-ломаной характеристики диодов.

Из рис. 5.7а следует, что напряжение несущей частоты подается на оба нелинейных элемента в одинаковой фазе, а напряжения модулирующего колебания — в противоположных фазах. Следовательно, если напряжение u_{x1} , воздействующее на один из этих элементов, будет определяться ф-лой (5.3), то на другой элемент будет воздействовать напряжение

$$u_{x2} = U_{\omega} \cos \omega t - \sum_{i=1}^M U_{\Omega_i} \cos \Omega_i t. \quad (5.14)$$

Электродвижущая сила, индуктируемая во вторичной обмотке выходного трансформатора, определяется потоком, пропорциональным разности токов, протекающих через первый (i_1) и второй (i_2) нелинейные элементы:

$$i_{\text{вых}} \equiv i_1 - i_2 = a_1 u_{x1} H(t) - a_1 u_{x2} H(t) = a_1 H(t) (u_{x1} - u_{x2}) =$$

$$= 2a_1 \sum_{i=1}^M U_{\Omega_i} \cos \Omega_i t \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \dots \right). \quad (5.13)$$

Произведя в выражении (5.13) соответствующие преобразования, можно получить частотные составляющие выходного тока в виде

$$p\omega \pm \Omega_i, \quad (5.14)$$

где $p=0; 1, 3; 5; \dots$

При идеальных нелинейных элементах (в предположении, что в направлении пропускания сопротивление диода равно нулю, а в

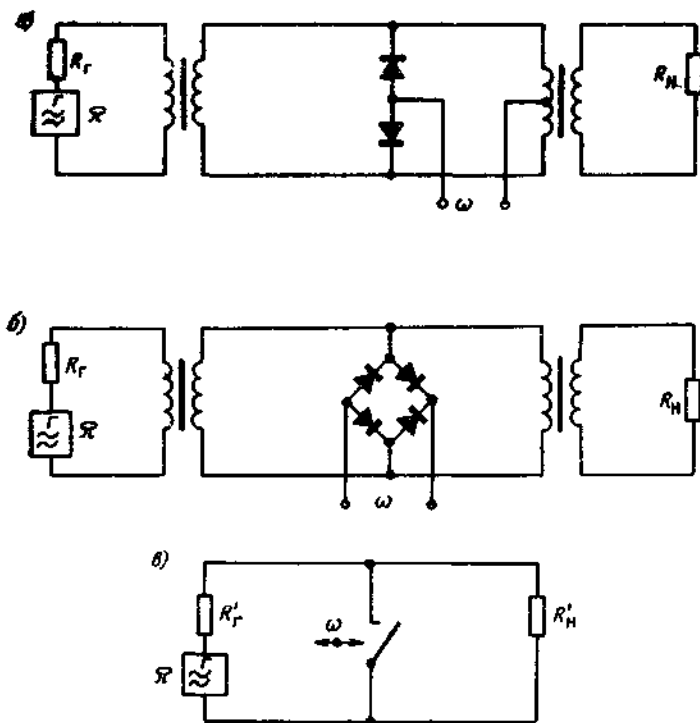


Рис 58

направлении запирающего — бесконечности) можно рассматривать схему как переключатель, управляемый частотой несущего тока (рис. 5.7б). Временная характеристика выходного тока при одночастотном модулирующем сигнале Ω и при условии, что $\omega \gg \Omega$, приведена на рис. 5.7в

Параллельно-балансная схема преобразователя приведена на рис. 5.8а, а мостиковая схема — на рис. 5.8б. Обе схемы также

можно рассматривать как переключатели (рис. 5.8а). По спектральному составу преобразованного сигнала указанные схемы эквивалентны последовательно-балансной схеме и для них действительны соотношения (5.12) и (5.13), а также временная диаграмма, приведенная на рис. 5.7в.

Определим рабочее затухание последовательно-балансного преобразователя частоты в режиме линейно-ломаной характеристики в идеальном случае (по рис. 5.7б)¹⁾. В соответствии с опре-

делением рабочего затухания [ф-ла (5.1)] $a_6 = \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_{\omega \pm \Omega}}$. Если эдс источника сигнала с частотой Ω обозначить через E_Ω , то можно записать $i_+ = \frac{E_\Omega}{R'_r + R'_n} \cos \Omega t$; $i_- = 0$.

Следовательно,

$$i = \frac{E_\Omega}{R'_r + R'_n} \cos \Omega t H(t) = \frac{E_\Omega}{R'_r + R'_n} \cos \Omega t \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \dots \right) \right]. \quad (5.15)$$

Отсюда

$$i_{\omega \pm \Omega} = \frac{E_\Omega}{(R'_r + R'_n) \pi} \cos(\omega \pm \Omega)t \quad (5.16)$$

и

$$P_{\omega \pm \Omega} = \frac{E_\Omega^2}{2(R'_r + R'_n)^2 \pi^2} R'_n.$$

Мощность $P_0 = E_\Omega^2 / 8R'_r$. Таким образом,

$$a_6 = \frac{1}{2} \ln \frac{E_\Omega^2 2(R'_r + R'_n)^2 \pi^2}{8R'_r E_\Omega^2 R'_n} = \ln \pi + \ln \frac{R'_r + R'_n}{2 \sqrt{R'_r R'_n}}. \quad (5.17)$$

Затухание окажется минимальным при условии, если $R'_r = R'_n$. Тогда

$$a_{6 \text{ мин}} = \ln \pi \approx 1,15 \text{ nep.} \quad (5.17')$$

Можно показать, что поскольку в реальных условиях сопротивления нелинейных элементов конечны и характеризуют коэффициент выпрямления $m = R'_{зап} / R'_{пр}$, то при $R'_r = R'_n$ рабочее затухание балансного преобразователя окажется равным:

$$a_6 = \ln \pi + \ln \frac{\sqrt{m} + 1}{\sqrt{m} - 1}. \quad (5.18)$$

¹⁾ Здесь и далее считаем, что трансформаторы не имеют потери ($\kappa_{дтд} = 1$).

Естественно, что рабочее затухание параллельно-балансного и мостикового преобразователей будет таким же, как и последовательно-балансного.

Двойные балансные или кольцевые преобразователи частоты представляют собой две последовательно-балансные схемы с нелинейными элементами 1, 2 и 3, 4, соответственно объединенные путем использования общих входных и выходных трансформаторов (рис. 5.9).

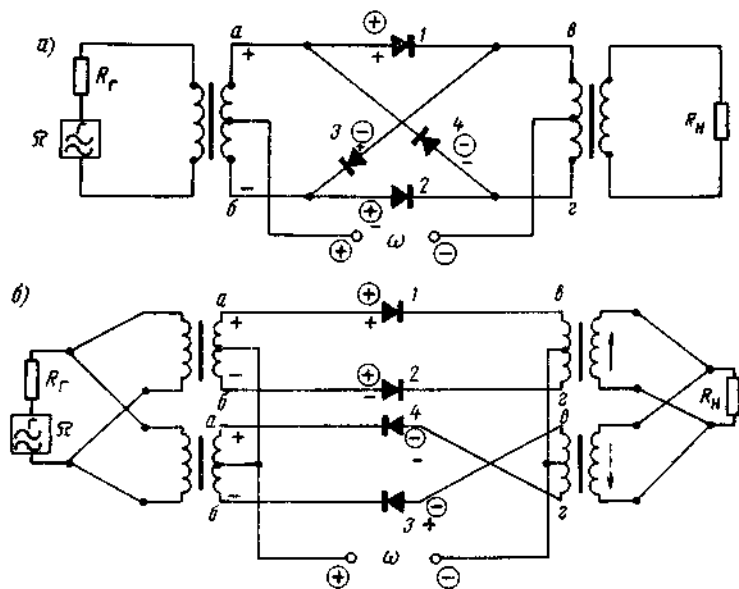


Рис. 5.9

Общая принципиальная схема кольцевого преобразователя частоты показана на рис. 5.9а, а видоизмененная схема — на рис. 5.9б. В этой схеме так же, как и в балансной, в выходной и входной цепях при продольной симметрии будет отсутствовать ток несущей частоты и всех ее гармоник. Кроме того, в отличие от балансной, в данной схеме при одинаковых вольтамперных характеристиках всех диодов в выходной цепи будут отсутствовать составляющие тока с частотами Ω , и всех их гармоник, так как по отношению к модулирующему колебанию кольцевая схема представляет собой настроенный мост, в котором выходной трансформатор (точки b — z) оказывается включенным в одну из диагоналей.

Рассмотрим работу кольцевого преобразователя в режиме линейно-ломаной характеристики диодов. Как следует из рис. 5.9, напряжение несущей частоты подается на диоды 3 и 4 в противоположной по отношению к диодам 1 и 2 фазе. Напряжение модули-

рующего колебания подается на диоды 1 и 3 в одинаковой фазе, но противоположной относительно диодов 2 и 4. Следовательно, если напряжение u_{x1} , воздействующее на диод 1, определяется ф-лой (5.3), а напряжение u_{x2} , воздействующее на диод 2 — ф-лой (5.12), то на диоды 3 и 4 действуют соответственно напряжения:

$$u_{x3} = -U_{\omega} \cos \omega t + \sum_{i=1}^M U_{\Omega_i} \cos \Omega_i t, \quad (5.19)$$

$$U_{x4} = -U_{\omega} \cos \omega t - \sum_{i=1}^M U_{\Omega_i} \cos \Omega_i t. \quad (5.20)$$

Электродвижущая сила, индуцируемая во вторичной обмотке выходного трансформатора, определяется потоком, пропорциональным алгебраической сумме токов, протекающих через все диоды.

Таким образом, можно написать

$$\begin{aligned} i_{\text{вых}} &\equiv (i_1 - i_2) - (i_3 - i_4) = [a_1 u_{x1} H(t) - a_1 u_{x2} H(t)] - \left[a_1 u_{x3} H\left(t + \frac{T}{2}\right) - \right. \\ &\quad \left. - a_1 u_{x4} H\left(t + \frac{T}{2}\right) \right] = a_1 H(t)(u_{x1} - u_{x2}) - a_1 H\left(t + \frac{T}{2}\right)(u_{x3} - u_{x4}) = \\ &= 2a_1 \sum_{i=1}^M U_{\Omega_i} \cos \Omega_i t H(t) - 2a_1 \sum_{i=1}^M U_{\Omega_i} \cos \Omega_i t H\left(t + \frac{T}{2}\right) = \\ &= 2a_1 \sum_{i=1}^M U_{\Omega_i} \cos \Omega_i t \left[H(t) - H\left(t + \frac{T}{2}\right) \right]. \end{aligned} \quad (5.21)$$

Выражение $\left[H(t) - H\left(t + \frac{T}{2}\right) \right]$ в результате разложения в ряд Фурье может быть представлено в следующем виде:

$$H(t) - H\left(t + \frac{T}{2}\right) = \frac{4}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right). \quad (5.22)$$

Подставляя (5.22) в (5.21), получим

$$i_{\text{вых}} \equiv 2a_1 \sum_{i=1}^M U_{\Omega_i} \cos \Omega_i t \frac{4}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \dots \right). \quad (5.23)$$

Выходной ток содержит частотные составляющие, определяемые выражением

$$p\omega \pm \Omega_i, \quad (5.24)$$

где $p=1; 3; 5; \dots$

При идеальных нелинейных элементах ($R_{\text{пр}}=0; R_{\text{зап}}=\infty$) кольцевую схему можно рассматривать как переключатель, управляе-

мый частотой несущего тока (рис. 5.10а). Временная характеристика выходного тока при одночастотном модулирующем сигнале Ω и при условии, что $\omega \gg \Omega$, приведена на рис. 5.10б.

Определим рабочее затухание кольцевого преобразователя частоты в режиме линейно-ломаной характеристики в идеальном случае (см. рис. 5.10а).

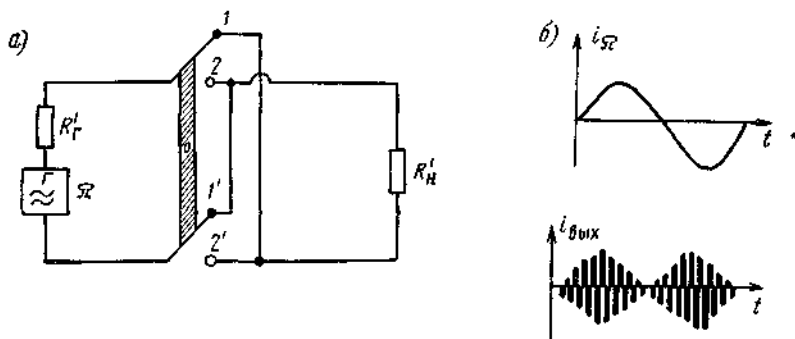


Рис. 5.10

Аналогично выражению (5.15) можно написать

$$i = \frac{E_2}{R_r' \nrightarrow R_n'} \cos \Omega t \left[H(t) - H\left(t + \frac{T}{2}\right) \right] = \frac{E_2}{R_r' \nrightarrow R_n'} \cos \Omega t \times \left[\frac{4}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right) \right]. \quad (5.25)$$

Отсюда

$$i_{\omega \pm \Omega} = \frac{2E_2}{(R_r' \nrightarrow R_n') \pi} \cos(\omega \pm \Omega) t. \quad (5.26)$$

Сравнивая ф-лы (5.26) и (5.16), видим, что ток на выходе кольцевой схемы оказывается в два раза больше тока на выходе балансной схемы и, следовательно, рабочее затухание будет равно:

$$\alpha_k = \ln \frac{\pi}{2} + \ln \frac{R_r' \nrightarrow R_n'}{2 \sqrt{R_r' R_n'}}. \quad (5.27)$$

При условии $R_r' = R_n'$ получим минимальное затухание $\alpha_{k \text{ мин}} = -\ln \frac{\pi}{2} \approx 0,45 \text{ nep}$.

Если учесть, что на практике $R_{\text{пр}} \neq 0$ и $R_{\text{зап}} \neq \infty$, а $m = R_{\text{зап}}/R_{\text{пр}}$ (коэффициент выпрямления), то при $R_r' = R_n'$

$$\alpha_k = \ln \frac{\pi}{2} + \ln \frac{\sqrt{m} + 1}{\sqrt{m} - 1}. \quad (5.28)$$

Так как практически обычно $m \gg 1$, то как в кольцевом преобразователе, так и в балансном величины $a_n \approx a_{n \text{ мин}}$ и $a_b \approx a_{b \text{ мин}}$. В результате произведенного анализа балансных и кольцевой схем преобразователей можно сделать следующие выводы.

1. Как в балансных, так и в кольцевых схемах на выходе при идеальной балансировке отсутствуют составляющие тока несущей частоты и всех ее гармоник, а в кольцевых схемах, кроме того, отсутствуют составляющие токов модулирующих частот и всех их гармоник.

2. В режиме линейно-ломаной характеристики во всех схемах на выходе отсутствуют продукты взаимодействия модулирующих частот вида $\Omega_1 \pm \Omega_2$.

3. На выходе преобразователя в режиме линейно-ломаной характеристики, кроме полезных комбинационных колебаний ($\omega \pm \Omega$), имеют место комбинационные колебания четного порядка (четвертого, шестого и т. д.), образованные в результате взаимодействия нечетных гармоник несущей частоты с модулирующей частотой ($p\omega \pm \Omega_1$).

4. Рабочее затухание кольцевого преобразователя значительно меньше (примерно на 0,7 дБ) затухания балансных преобразователей.

Таким образом, кольцевая схема имеет значительные преимущества в сравнении с балансными схемами — отсутствие на выходе частотных составляющих исходного сигнала Ω_1 и малое рабочее затухание. Однако схема кольцевого преобразователя значительно сложнее (два дифференциальных трансформатора и четыре диода), особенно по сравнению с мостиковой схемой (см. рис. 5.8б), где применение трансформаторов не всегда обязательно.

В настоящее время в многоканальной аппаратуре мостиковые схемы используются в качестве индивидуальных преобразователей, а кольцевые — в качестве групповых преобразователей частоты.

Полученные в результате анализа выводы в отношении отсутствия ряда составляющих на выходе преобразователей (несущей частоты, модулирующих частот и некоторых комбинационных составляющих) действительны только при идеальной симметрии схем. Поэтому естественно, что при конструировании преобразователей стремятся уменьшить асимметрию схем.

Одной из основных причин асимметрии является разброс вольт-амперных характеристик различных диодов одного и того же типа. Для уменьшения указанной асимметрии на заводе-изготовителе предварительно сортируются и подбираются пары и четверки диодов, из которых впоследствии собираются схемы преобразователей.

С целью выравнивания параметров отдельных диодов можно применять дополнительные сопротивления $r_{\text{доп}}$ и $R_{\text{доп}}$ (рис. 5.11). Причем с помощью сопротивления $r_{\text{доп}}$ выравнивается прямое сопротивление нелинейного элемента, а с помощью $R_{\text{доп}}$ — обратное сопротивление этого элемента.

Кроме подбора нелинейных элементов, в преобразователях применяется дополнительное симметрирование схем (рис. 5 12а для мостиковой схемы и рис. 5 12б для кольцевой схемы преобразователя). Как видно из рис. 5 12, в схему преобразователя вводят дополнительный потенциометр R , который выравнивает токи несущей частоты, проходящие по отдельным ветвям схемы преобразователя.

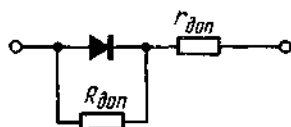


Рис 5 11

Указанные выше способы балансировки схем позволяют подавить токи несущей частоты таким образом, что на выходе преобразователя уровень остатка тока несущей частоты будет на $2 \div 3$ *неп* ниже уровня полезно используемых комбинационных колебаний.

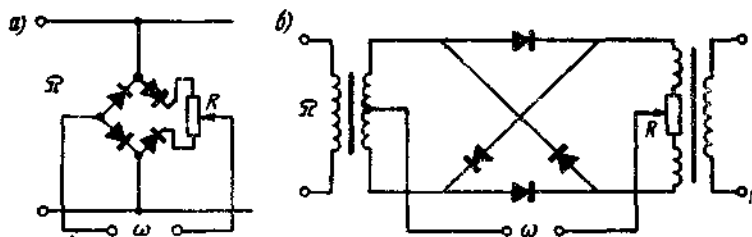


Рис 5 12

Когда требуется, чтобы уровень остатков тока несущей частоты был бы меньше уровня полезно используемых токов комбинационных частот на $4 \div 6$ *неп*, применяют дополнительные узкополосные режекторные фильтры.

АКТИВНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В последнее время в многоканальной аппаратуре с частотным разделением сигналов все чаще стали применяться активные преобразователи частоты. Это объясняется широким использованием транзисторов, а также тем обстоятельством, что пассивные преобразователи требуют наличия значительно большей мощности тока несущей частоты и вносят относительно большое затухание в тракт передачи.

Известно, что транзистор как нелинейный элемент может работать в двух режимах. в ключевом, когда цепь коллектора насыщается, либо в режиме усиления. Рассмотрим основные свойства преобразователей на транзисторах, работающих в указанных режимах.

Преобразователи на транзисторах в ключевом режиме. Простейшая схема одноконтурного преобразователя ча-

стоты на транзисторе, работающего в ключевом режиме, приведена на рис. 5.13а Модулирующий сигнал подводится к трансформатору Tr_1 . Источник колебания несущей частоты через трансформатор Tr_3 подключается между базой и коллектором транзистора T . Величина напряжения колебания несущей частоты выбирается так, чтобы в течение одного полупериода (положительного для транзисторов $p-n-p$ и отрицательного для транзисторов $n-p-n$) цепь эмиттер-коллектор оказывалась замкнутой (режим насыщения), а в течение другого полупериода — разомкнутой. Так как сопротивление насыщенного транзистора очень мало, а при обратной полярности коллекторный переход имеет очень большое сопротивление, то транзистор выполняет роль переключателя

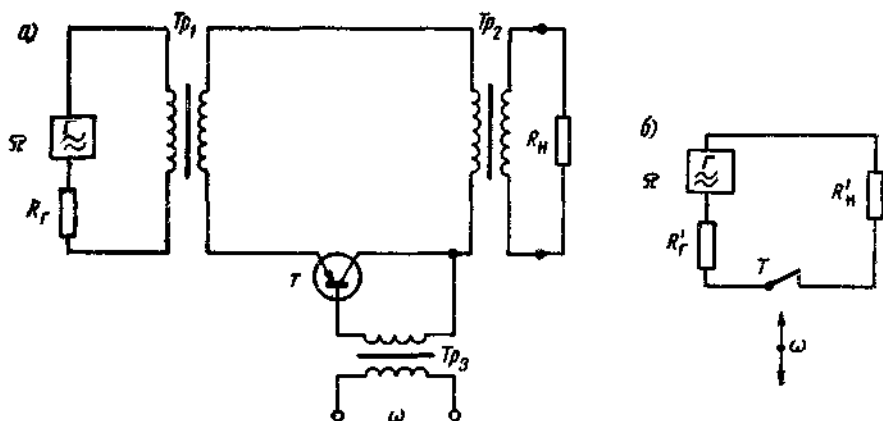


Рис 5.13

На рис. 5.13б приведена эквивалентная схема преобразователя, в которой транзистор заменен идеальным переключателем. Эта схема ничем не отличается от схемы на рис. 5.7б, относящейся к работе пассивного балансного преобразователя с идеальными нелинейными элементами в режиме линейно-ломаной характеристики. Следовательно, спектральный состав однотактного преобразователя частоты на транзисторе, работающего в ключевом режиме, определяется выражением (5.14), а рабочее затухание — выражением (5.17) или (5.17'). Характерной особенностью такого преобразователя является отсутствие в цепи нагрузки составляющих тока несущей частоты и всех ее гармоник. Это происходит благодаря наличию большого затухания между базой и коллектором (в ключевом режиме), в отличие от пассивного балансного преобразователя, где тот же эффект достигается за счет балансировки

Преобразователи на транзисторах в режиме усиления. При работе транзистора в режиме усиления на кол-

латорный переход подается такое напряжение смещения, при котором исключается возможность насыщения транзистора.

В преобразователях частоты, как и в усилителях, транзистор может быть включен либо по схеме с общим эмиттером, либо по схеме с общей базой. На рис. 5.14 приведена простейшая схема транзистора типа *p-n-p*, включенного по схеме с общим эмиттером.

Из теории транзисторов известно, что вольтамперная характеристика входной цепи для схемы на рис. 5.14 может быть описана уравнением

$$I_{\text{в}} = AI_{\text{э0}} \left(e^{\frac{u_{\text{э}}}{\varphi_{\text{T}}}} - 1 \right) + BI_{\text{к0}} \left(e^{\frac{u_{\text{к}}}{\varphi_{\text{T}}}} - 1 \right), \quad (5.29)$$

где $u_{\text{э}}$ — напряжение на эмиттерном переходе; $u_{\text{к}}$ — напряжение на коллекторном переходе; $\varphi_{\text{T}} = kT/g$ — температурный потенциал; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; g — заряд электрона; $I_{\text{э0}}$ и $I_{\text{к0}}$ — соответственно начальные токи эмиттерного и коллекторного переходов, A и B — постоянные, зависящие от типа транзистора.

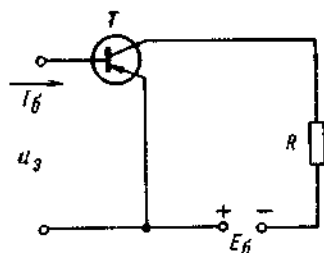


Рис 5.14

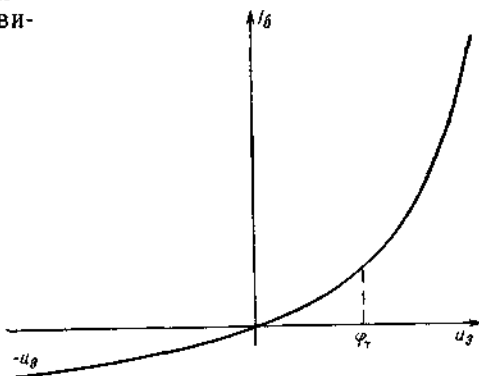


Рис 5.15

На рис. 5.15 приведена вольтамперная характеристика входной цепи транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

При хорошей температурной стабилизации схемы влиянием тока $I_{\text{к0}}$ можно пренебречь и второе слагаемое в выражении (5.29) по сравнению с первым можно считать ничтожно малым. Тогда

$$I_{\text{в}} = AI_{\text{э0}} \left(e^{\frac{u_{\text{э}}}{\varphi_{\text{T}}}} - 1 \right). \quad (5.30)$$

При комнатной температуре $T=300^\circ$

$$\varphi_{\text{T}} = \frac{300}{11600} \approx 0,025 \text{ в.} \quad (5.31)$$

Поэтому при положительных значениях $u_{\text{э}}$, больших 0,025 в, $I_{\text{в}} = f(u_{\text{э}})$ быстро возрастает. При отрицательных значениях напря-

жения u_3 ток базы ничтожно мал и определяется начальным током эмиттерного перехода. Поэтому при $u_3 < 0$ будем считать $I_6 = 0$.

Таким образом, входная цепь транзистора с общим эмиттером (цепь базы) является существенно нелинейной и может быть использована для преобразования спектра.

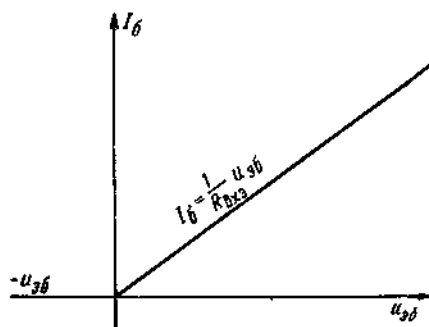


Рис. 5.16

Из уравнения (5.30) и рис. 5.15 видно, что если $u_3 \gg \varphi_T$, то правая ветвь вольтамперной характеристики может быть линеаризована, а характеристика $I_6 = f(u_3)$ представлена в виде линейно-ломаной, как показано на рис. 5.16. Тогда можно написать

$$\left. \begin{aligned} I_6 &\cong \frac{1}{R_{вхз}} u_{вб} && \text{при } u_{вб} > 0 \\ I_6 &= 0 && \text{при } u_{вб} < 0 \end{aligned} \right\} (5.32)$$

где $R_{вхз}$ — входное сопротивление схемы с общим эмиттером.

Для стабилизации параметров преобразователя и лучшей линеаризации входной характеристики обычно в схеме применяют последовательную отрицательную связь путем включения в цепь эмиттера некоторого сопротивления R_3 . Тогда сопротивление входной цепи станет равным:

$$R_{вх} = R_{вхз} + R_3(\beta + 1), \quad (5.33)$$

где β — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером, а уравнение (5.32) примет вид

$$\left. \begin{aligned} I_6 &= \frac{1}{R_{вх}} u_{вб} && \text{при } u_{вб} > 0 \\ I_6 &= 0 && \text{при } u_{вб} < 0 \end{aligned} \right\} (5.34)$$

Аналогично можно показать, что входная характеристика транзистора, включенного по схеме с общей базой, также является нелинейной и может быть аппроксимирована линейно-ломаной характеристикой. Следовательно, для преобразования спектра частот можно использовать не только цепь базы, но и цепь эмиттера.

На рис. 5.17 приведены четыре возможные эквивалентные схемы преобразователя, которые отличаются друг от друга способом включения источников преобразуемого колебания и несущей частоты. Наиболее экономичной является схема, изображенная на рис. 5.17а, так как в этой схеме оба источника включены в цепь базы, потребляемая мощность которой минимальна. На практике чаще всего используется именно эта схема.

Определим параметры данной схемы, предположив, что

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{эб}} &= u_{\Omega} + u_{\omega} \\ u_{\Omega} &= U_{\Omega} \cos \Omega t \\ u_{\omega} &= U_{\omega} \cos \omega t \end{aligned} \right\} \quad (5.35)$$

Тогда в соответствии с (5.32) можем написать

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{с}} &= \frac{1}{R_{\text{вх} \text{э}}} (U_{\Omega} \cos \Omega t + U_{\omega} \cos \omega t) \text{ при } u_{\text{эб}} > 0 \\ I_{\text{с}} &= 0 \text{ при } u_{\text{эб}} < 0 \end{aligned} \right\} \quad (5.36)$$

Полагая, как и при анализе пассивных преобразователей, что $U_{\omega} \gg U_{\Omega}$, можно считать, что в течение почти всего времени знак

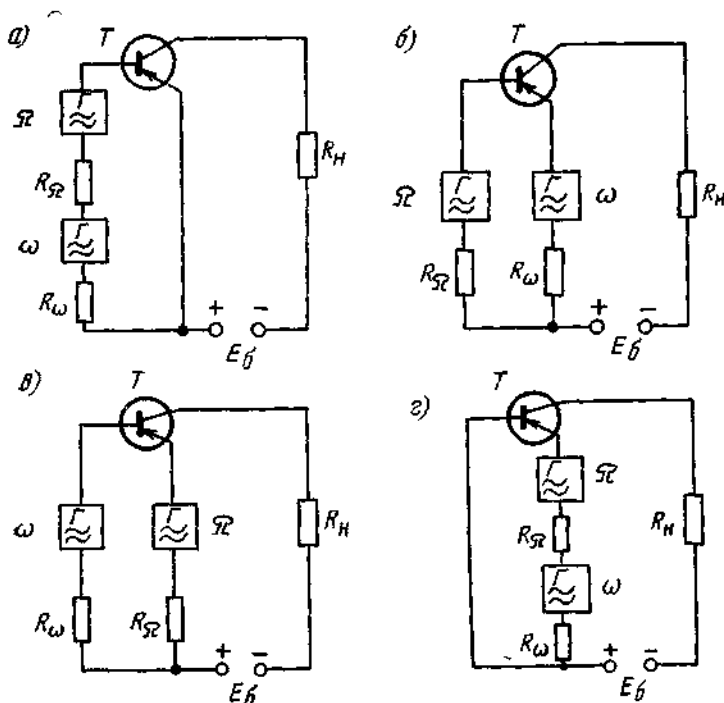


Рис. 5.17

$u_{\text{сб}}$ определяется знаком напряжения несущей частоты. Тогда можно использовать функцию переключения $H(t)$ и считать, что ток в цепи базы

$$i_{\text{с}} = \frac{1}{R_{\text{вх} \text{э}}} (U_{\Omega} \cos \omega t + U_{\omega} \cos \Omega t) H(t) = \frac{1}{R_{\text{вх} \text{э}}} (U_{\omega} \cos \omega t + U_{\Omega} \cos \Omega t) \times \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \cos 5\omega t - \dots \right) \quad (5.37)$$

Спектральный состав в цепи базы такой же, как и на выходе одностактного пассивного преобразователя, работающего в режиме линейно-ломаной характеристики, и определяется выражением (5.11). Здесь, в отличие от преобразователя, работающего в ключевом режиме, присутствуют составляющие несущей частоты и ее четных гармоник.

Найдем теперь рабочее затухание транзисторного преобразователя частоты в схеме на рис. 5.17а. По определению рабочее затухание транзисторного преобразователя

$$a_{\text{тр}} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_{\Omega}}{P_{\omega \pm \Omega}}, \quad (5.38)$$

где

$$P_{\Omega} = \frac{E_{\Omega}^2}{8R_{\Omega}}; \quad (5.39)$$

E_{Ω} — амплитудное значение эдс генератора с частотой Ω ; $P_{\omega \pm \Omega}$ — мощность составляющей тока боковой частоты в нагрузке $R_{\text{н}}$, включенной в коллекторной цепи, т. е. $P_{\omega \pm \Omega} = I_{\omega \pm \Omega}^2 R_{\text{н}}/2$.

В соответствии с ур-нием (5.37) можно написать $I_{\omega \pm \Omega} = U_{\Omega}^*/R_{\text{вх} \Omega} \pi$. Полагая, что

$$I_{\omega \pm \Omega} \approx \beta I_{\Omega}, \quad (5.40)$$

где β — коэффициент усиления по току транзистора в схеме с общим эмиттером, можно написать

$$P_{\omega \pm \Omega} = \frac{\beta^2 I_{\Omega}^2}{2} R_{\text{н}} = \frac{\beta^2 U_{\Omega}^2 R_{\text{н}}}{2R_{\text{вх} \Omega}^2 \pi^2}.$$

Значение U_{Ω} связано с эдс E_{Ω} выражением $U_{\Omega} = \frac{E_{\Omega}}{R_{\Omega} \nabla R_{\omega} \nabla R_{\text{вх} \Omega}} R_{\text{вх} \Omega}$.

Следовательно,

$$P_{\omega \pm \Omega} = \frac{\beta^2 E_{\Omega}^2 R_{\text{н}}}{2\pi^2 (R_{\Omega} \nabla R_{\omega} \nabla R_{\text{вх} \Omega})^2} \quad (5.41)$$

и рабочее затухание будет

$$a_{\text{тр}} = \frac{1}{2} \ln \frac{\pi^2 (R_{\Omega} \nabla R_{\omega} \nabla R_{\text{вх} \Omega})^2}{4\beta^2 R_{\Omega} R_{\text{н}}} = \ln \frac{\pi (R_{\Omega} \nabla R_{\omega} \nabla R_{\text{вх} \Omega})}{2\beta \sqrt{R_{\Omega} R_{\text{н}}}}. \quad (5.42)$$

Если выполнить условие $R_{\Omega} = R_{\text{вх} \Omega} = R_{\text{н}}$ и $R_{\omega} \ll R_{\Omega}$, то

$$a_{\text{тр}} \approx \ln \frac{\pi}{\beta}. \quad (5.43)$$

Величина β в основном зависит от типа транзистора. Если, например, $\beta=40$, что легко обеспечить, то $a_{тр} \approx \ln \frac{\pi}{40} \cong -2,5 \text{ нел.}$, т. е. преобразователь обеспечивает усиление в $2,5 \text{ нел.}$

На практике в схеме преобразователя предусматриваются цепи температурной стабилизации, на которых теряется часть полезной мощности.

На рис. 5.18 приведена эквивалентная схема балансного преобразователя. Напряжение источника несущей частоты ω коммутирует оба транзистора одновременно.

Когда транзисторы открыты, в коллекторных цепях появляются токи, которые складываются в трансформаторе с противоположными знаками. Под действием модулирующего напряжения, которое подается на базы T_1 и T_2 в противоположных фазах, в обмотке трансформатора появляется суммарный ток боковых частот. Поэтому усиление балансного преобразователя больше, чем однотактного, а спектральный состав идентичен спектральному составу пассивного балансного преобразователя [см. выражение (5.14)].

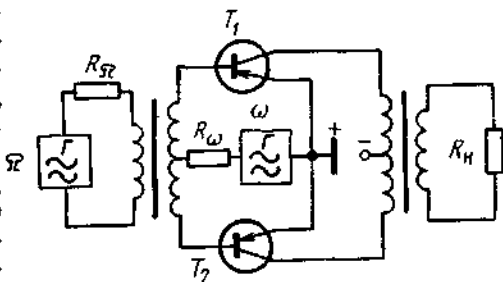


Рис. 5.18

Поэтому усиление балансного преобразователя больше, чем однотактного, а спектральный состав идентичен спектральному составу пассивного балансного преобразователя [см. выражение (5.14)].

Может быть построена также и кольцевая схема преобразователя, которая представляет собой две объединенные балансные схемы.

§ 5.2. Генераторные устройства

ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ

Генераторные устройства являются важнейшей неотъемлемой частью аппаратуры любой системы многоканальной связи. Основное назначение этих устройств состоит в получении несущих частот, необходимых для преобразования спектрального состава сигналов связи. Кроме того, генераторы используются для получения контрольных частот, с помощью которых осуществляется управление системами автоматического регулирования уровней (АРУ), а также частот тонального вызова и набора.

В современной аппаратуре многоканальной связи широкое применение получили генераторные устройства, в которых активными элементами служат транзисторы; преимущества последних в сравнении с электронными лампами общеизвестны.

Основными требованиями, предъявляемыми к генератору, являются высокая стабильность частоты генерируемого тока и стабильность выходной мощности.

Требования стабильности частот приобретают исключительно важное значение в отношении генераторов, предназначенных для получения токов несущих частот, особенно в том случае, если стандартные каналы тональной частоты используются для телеграфных передач по системе тонального телеграфирования, для передачи программ вещания, фототелеграфной связи, передачи данных и др.

Современные многоканальные системы построены по принципу передачи в линию одной боковой полосы частот (без несущей частоты). При этом на передающей и приемной станциях устанавливаются одинаковые генераторные устройства. Расхождение несущих частот на передаче и приеме вызывает изменение спектра

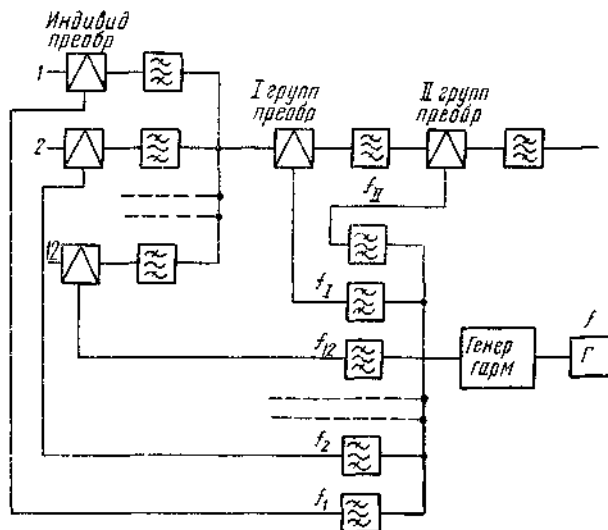


Рис 519

частот исходного сигнала. Установлено, что в телефонном канале это изменение не должно превышать ± 10 гц. При использовании канала тч для тонального телеграфирования или для звукового вещания максимально допустимые изменения исходного спектра частот согласно рекомендациям МККТТ не должны превышать 2 гц в канале любой протяженности.

Если в системе применяется однократное преобразование частоты, т. е. в каждом канале на передаче и приеме участвует по одной несущей частоте, то изменение исходного спектра определяется расхождением значений этих частот.

В системах с многократным преобразованием частоты в каждом канале как на передающей, так на приемной станциях используется несколько (две и более) несущих частот. Если эти частоты получаются от независимых генераторов, то максимально

возможное изменение исходного спектра определяется алгебраической суммой отклонений частот всех генераторов.

В современных многоканальных системах при многократном преобразовании частоты применяют наиболее совершенный в технико-экономическом отношении гармонический способ получения несущих частот. Сущность этого способа заключается в том, что все несущие частоты получаются от одного генератора как гармоники основной частоты (такой частотой в современных системах является частота 4 кГц). На рис. 5.19 показана одна из возможных схем получения несущих частот по такому способу.

В соответствии с данной схемой синусоидальный ток частоты f подается на нелинейную электрическую систему, на выходе которой обеспечиваются периодические импульсы тока определенной формы. Гармонический анализ этого тока осуществляется с помощью фильтров, настроенных на соответствующие гармоники частоты f , используемые в качестве несущих.

Как видно из схемы, в системе применяются три ступени преобразования: одна — индивидуальная и две — групповые.

Особенностью рассматриваемого способа получения несущих частот является совпадение знаков отклонения их от номинального значения при отклонении основной частоты f , причем если последняя изменилась на величину Δf ¹⁾, то несущие частоты изменятся на $k\Delta f$, где k — номер гармоники. Совершенно очевидно, что изменение частот боковых полос отдельных каналов, токи которых поступают в линию, будет равно изменению виртуальных частот соответствующих каналов, т. е. $\frac{f_0^{(i)}}{f} \Delta f$, где $f_0^{(i)}$ — номинальное значение виртуальной частоты i -го канала²⁾.

Окончательное изменение спектра частот каналов при приеме определится как

$$\Delta f^{(i)} = \frac{f_0^{(i)}}{f} |\Delta f - \Delta f'| = \frac{f_0^{(i)}}{f} \Delta f_{\text{рез}}$$

или

$$\frac{\Delta f_{\text{рез}}}{f} = \frac{\Delta f^{(i)}}{f_0^{(i)}}, \quad (5.44)$$

где $\Delta f'$ — отклонение основной частоты на приемной станции.

Формула (5.44) характеризует относительное изменение частоты генератора или относительную нестабильность. Естественно, что при заданной величине $\Delta f^{(i)}$ допустимая относительная нестабильность определяется наивысшей виртуальной частотой системы или, по существу, верхней предельной частотой линейного спектра.

¹⁾ Величина Δf может быть как положительной, так и отрицательной в зависимости от направления отклонения

²⁾ Определение виртуальной частоты дано в гл. 2.

На практике канал может состоять из нескольких последовательно соединенных переприемных участков магистрали. Число генераторов при этом будет равно удвоенному числу участков, поэтому величина $\Delta f^{(i)}$, определяющая относительную нестабильность основного генератора, должна быть соответственно уменьшена. Принято, что, исходя из допустимой величины изменения спектра частот 2 гц, значение $\Delta f^{(i)}$ не должно превышать 0,5 гц.

Пользуясь ф-лой (5.44), можно определить допустимую относительную нестабильность основного генератора для любой многоканальной системы. Так, например, при $\Delta f^{(i)}=0,5$ гц допустимая относительная нестабильность генератора, используемого для высокочастотной 1920-канальной системы по коаксиальному кабелю будет $\Delta f/f=0,5/8524 \cdot 10^3 \approx 5 \cdot 10^{-8}$. Для систем с меньшим числом каналов (с понижением линейного спектра) эта величина может быть соответственно больше.

Требование в отношении стабильности во времени выходной мощности особенно важно для генераторов, применяемых для получения контрольных частот систем автоматической регулировки уровня, так как изменение выходной мощности приводит к неправильной работе приборов управления.

Значительное изменение мощности несущих частот также недопустимо, поскольку это может привести к ненормальному режиму работы преобразователей. Принято, что колебания выходной мощности должны быть не более $\pm 0,02$ *nep* для генераторов контрольных частот и $\pm 0,05$ *nep* для генераторов несущих частот.

СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ ГЕНЕРАТОРА

Обеспечение высокой стабильности частоты является нелегкой задачей К основным дестабилизирующим факторам, влияющим на изменение частоты генератора, относятся: изменение окружающей температуры; механические вибрации; изменения напряжения источников питания, сопротивления цепи отбора мощности, влажности воздуха; смена активных элементов; «старение» элементов схемы генератора.

Перечисленные факторы влияют на изменение частоты генератора в той степени, в какой под их влиянием изменяются параметры схемы.

Уменьшение нестабильности частоты в настоящее время достигается путем соответствующей защиты от влияющих факторов, а также рациональным выбором схемы генератора и режима его работы. Для уменьшения изменений параметров активных элементов в современных установках многоканальной связи предусмотрена стабилизация напряжения источников питания с точностью до единиц и даже долей процентов. Кроме того, принимаются меры для стабилизации рабочей точки активных элементов (транзисторов). Однако и при этих условиях параметры элементов не могут оставаться неизменными и необходимо искать более радикальный спо-

соб уменьшения неустойчивости частоты генератора. При этом воспользуемся методом, изложенным в книге М. С. Неймана «Стабилизация частоты в радиотехнике» (Связьтехиздат, 1937).

В самом общем виде любую схему генератора с самовозбуждением можно представить в виде замкнутой электрической системы, состоящей из ряда последовательно включенных четырехполюсников, одним из которых является усилитель (рис. 5.20). Рассматривая генератор с самовозбуждением в стационарном режиме как квазилинейную систему, можно записать основное уравнение баланса амплитуд и фаз автоколебаний в комплексном виде

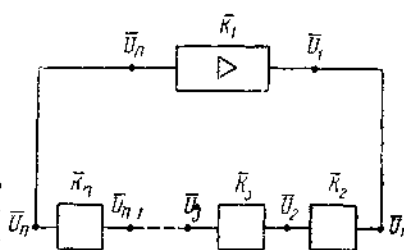


Рис 5.20

$$\bar{K}_1 \bar{K}_2 \dots \bar{K}_n = 1, \quad (5.45)$$

где $\bar{K}_1, \bar{K}_2, \dots, \bar{K}_n$ — коэффициенты передачи отдельных четырехполюсников.

Под коэффициентом передачи следует понимать отношение комплексных значений выходного и входного напряжений четырехполюсников: $\bar{K}_1 = \bar{U}_1 / \bar{U}_n$; $\bar{K}_2 = \bar{U}_2 / \bar{U}_1$; ...; $\bar{K}_n = \bar{U}_n / \bar{U}_{n-1}$. Учитывая, что коэффициент передачи любого четырехполюсника в общем случае будет $\bar{K}_i = K_i e^{i\varphi_i}$, уравнение (5.45) можно разбить на два самостоятельных уравнения:

1) уравнение баланса амплитуд

$$K_1 K_2 \dots K_n = 1; \quad (5.46)$$

2) уравнение баланса фаз

$$\sum_{i=1}^n \varphi_i = 2k\pi; \quad (5.47)$$

где k — нуль или целое число.

Обычно φ_i мало зависит от амплитуды колебаний, а в основном определяется частотой и параметрами элементов. Следовательно, можно считать, что уравнение баланса фаз и частота автоколебаний жестко связаны между собой.

Допустим, что в генераторе с частотой ω под влиянием какого-нибудь дестабилизирующего фактора, повлиявшего на параметр a , нарушился баланс фаз и произошло приращение суммы сдвигов фаз на величину $\Delta \Sigma \varphi_i$. Тогда можно написать

$$\Sigma \varphi_i(\omega; a + \Delta a) = 2k\pi + \Delta \Sigma \varphi_i(\omega, a). \quad (5.48)$$

Нарушение баланса фаз приведет к автоматическому изменению частоты автоколебаний до величины $\omega + \Delta \omega$, так что вновь вос-

становится баланс фаз. Теперь $\Sigma \varphi_i(\omega + \Delta\omega; a + \Delta a) = 2k\pi$ или

$$\Sigma \varphi_i(\omega; a + \Delta a) + \Delta\omega \left[\Sigma \frac{\partial \varphi_i(\omega; a)}{\partial \omega} + \varepsilon \right] = 2k\pi, \quad (5.49)$$

где $\varepsilon \rightarrow 0$ при $\Delta\omega \rightarrow 0$.

Вычитая из уравнения (5.49) уравнение (5.48), можно написать (при малых значениях $\Delta\omega$)

$$\Delta\omega \Sigma \frac{\partial \varphi_i(\omega; a)}{\partial \omega} = -\Delta \Sigma \varphi_i(\omega; a).$$

Нестабильность генератора определится как

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = - \frac{\Delta \Sigma \varphi_i(\omega; a)}{\omega \Sigma \frac{\partial \varphi_i(\omega; a)}{\partial \omega}}. \quad (5.50)$$

Знаменатель правой части называется «фиксирующей способностью» генератора

$$\sigma = \omega \Sigma \frac{\partial \varphi_i}{\partial \omega}. \quad (5.51)$$

Чем выше общая фиксирующая способность, тем стабильней генератор. Но общая фиксирующая способность определяется суммой фиксирующих способностей отдельных четырехполюсников цепи самовозбуждения. Отсюда можно сделать чрезвычайно важный вывод: для повышения стабильности генератора достаточно включить в любом месте цепи самовозбуждения хотя бы один элемент с высокой фиксирующей способностью.

При заданном номинальном значении частоты ω высокой фиксирующей способности элемента соответствует резкое изменение фазы при изменении частоты. Как известно, таким свойством обладают колебательные контуры с большой добротностью вблизи резонансных частот.

Колебательные контуры, элементами которых являются катушки индуктивности, обладают добротностью порядка нескольких сотен, что оказывается в большинстве случаев совершенно недостаточным. Многократное увеличение добротности достигается применением в качестве колебательных систем пьезоэлектрических кварцевых резонаторов.

Хорошо известно, что колебательные свойства кварцевых резонаторов основаны на явлении пьезоэлектрического эффекта. Сущность этого явления заключается в следующем: если к определенным граням кристалла кварца приложить механическое усилие, то на гранях появятся электрические заряды определенного знака (прямой пьезоэлектрический эффект) и, наоборот, при воздействии на кристалл электрического поля происходит механическая деформация его (обратный пьезоэлектрический эффект).

Если из кристалла кварца определенным образом вырезать пластинку в форме параллелепипеда и закрепить ее между об-

кладками плоского конденсатора, к которым подведено переменное напряжение, то пластинка вследствие обратного пьезоэлектрического эффекта начнет колебаться в такт с изменением напряжения. Эти колебания вызовут появление на обкладках конденсатора попеременно положительных и отрицательных зарядов, т. е. через пластинку потечет переменный ток. С электрической точки зрения, действие кварцевой пластинки проявляется в виде определенной проводимости, которую называют пьезоэлектрической проводимостью.

Как всякое упругое тело, пластинка кварца обладает собственной (резонансной) частотой колебаний, зависящей от ее параметров. Если частота внешнего переменного напряжения совпадает с собственной частотой колебаний пластинки, возникает резонанс и резко возрастает пьезоэлектрическая проводимость.

В соответствии со сказанным кварцевый резонатор, состоящий из пластинки, электродов и держателя, может быть представлен в виде эквивалентной схемы, изображенной на рис. 5.21. В этой схеме: L_1 и C_1 — индуктивность и емкость, характеризующие пьезоэлектрические свойства кварца и определяемые геометрическими размерами и физическими свойствами кварца; R_1 — активное сопротивление, характеризующее рассеивание энергии при колебаниях кристалла; C_0 — статическая емкость кварцевого резонатора. Потери энергии в кварцевом резонаторе весьма малы, так что добротность достигает сотен тысяч.

Как видно из схемы, кварцевый резонатор имеет две резонансные частоты: частоту резонанса напряжений, определяемую по формуле

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad (5.52)$$

и частоту резонанса токов

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}}, \quad (5.53)$$

причем $\omega_2 > \omega_1$.

Отношение резонансных частот $\frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}$. Обычно $C_0 \gg C_1$ и обе резонансные частоты располагаются близко друг к другу. Установлено, что отношение резонансных частот не превышает 1,004. Часто это отношение в значительной степени уменьшается за счет паразитной емкости монтажа. При частоте ω_1 эквивалентное сопротивление контура падает до нескольких сотен

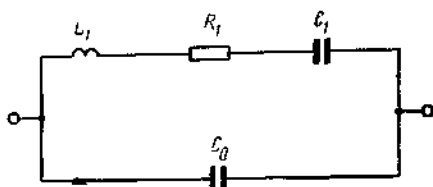


Рис 5.21

ом, при частоте ω_2 — возрастает до сотен мегом, что и определяет его высокую добротность.

Таким образом, применение кварцевого резонатора в качестве колебательной системы в схеме генератора с самовозбуждением обеспечивает высокую стабильность частоты данного генератора при изменении параметров схемы под влиянием внешних дестабилизирующих факторов. Однако следует иметь в виду, что при этом предполагается постоянство собственной резонансной частоты колебательной системы (ее эталонность), определяющей номинальное значение генерируемой частоты. Если же, например, под влиянием изменения температуры изменится собственная частота кварцевого резонатора, то в такой же степени изменится и частота генератора.

Следовательно, стабильность частоты генератора определяется не только фиксирующей способностью колебательной системы, но и степенью изменения собственной частоты ее в основном при изменении температуры (температурным коэффициентом частоты). И в этом отношении кварцевые резонаторы выгодно отличаются от колебательных контуров, элементами которых являются катушки индуктивности и конденсаторы.

Для еще большего повышения стабильности частоты кварцевые резонаторы помещают в специальные термостаты, обеспечивающие с большой точностью поддержание постоянства окружающей температуры. В настоящее время удается добиться относительной нестабильности частоты до $10^{-7} \div 10^{-8}$ за длительное время.

При применении в схемах генераторов кварцевых резонаторов могут быть использованы как резонанс напряжений, так и резонанс токов. С точки зрения стабилизации частоты, лучше использовать резонанс напряжений, так как в этом случае генерируемая частота зависит в основном от параметров самого кварца, мало изменяющихся во времени, и почти не зависит от емкости C_0 , которая определяется емкостями кварцедержателя и монтажных проводов и в значительной степени изменяется во времени.

СТАБИЛИЗАЦИЯ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ ГЕНЕРАТОРА

Выше было указано, что к генераторам, применяемым в системах многоканальной связи, предъявляются весьма жесткие требования в отношении стабильности во времени выходной мощности. Главной причиной, способной вызывать изменение мощности, является изменение параметров активных элементов (под влиянием колебаний напряжений источников питания, «старения»).

Простейшим способом стабилизации выходной мощности является включение параллельно нагрузке (рис. 5.22а) нелинейного элемента с характеристикой, подобной приведенной на рис. 5.22б. Эффективность действия такого способа стабилизации можно объяснить следующим образом.

Амплитуда напряжения (а, следовательно, и мощность) на выходе генератора определяется из соотношения $K=B$, где K — рабочий коэффициент усиления каскада, а $B=1/\beta$ — коэффициент затухания цепи обратной связи. Графически это соотношение характеризуется точкой пересечения характеристик $K=f(U_{\text{ВЫХ}})$ и $B=\varphi(U_{\text{ВЫХ}})$ (рис. 5.23).

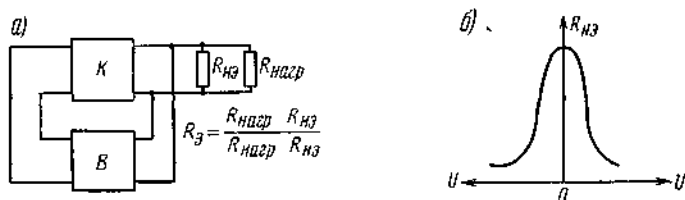


Рис. 5.22

Если в цепи обратной связи нет нелинейных элементов, то $B = \text{const}$. Рабочий коэффициент усиления определяется как статической крутизной характеристики усилительного элемента, так и эквивалентным сопротивлением нагрузки $R_э$.

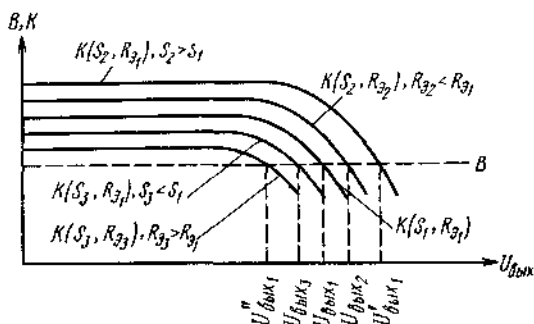


Рис. 5.23

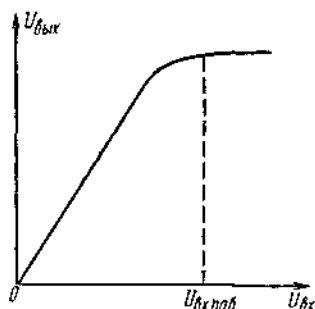


Рис. 5.24

Если при увеличении крутизны ($S_2 > S_1$) и неизменной нагрузке (при отсутствии нелинейного элемента) амплитуда выходного напряжения изменяется от $U_{\text{ВЫХ1}}$ до $U'_{\text{ВЫХ1}}$, то наличие параллельно включенного нелинейного элемента, сопротивление которого уменьшается с увеличением выходного напряжения, так изменяет характеристику рабочего коэффициента усиления, что стационарное напряжение на выходе становится равным $U_{\text{ВЫХ2}} < U'_{\text{ВЫХ1}}$. Аналогичное явление происходит и при уменьшении крутизны характеристики ($S_3 < S_1$), так что увеличение сопротивления нелинейного элемента приводит к установлению амплитуды напряжения $U_{\text{ВЫХ3}} > U'_{\text{ВЫХ1}}$. Коэффициент стабилизации может быть определен: при

увеличении напряжения как $\frac{U'_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ1}}}{U_{\text{ВЫХ2}} - U_{\text{ВЫХ1}}}$, при уменьшении

напряжения как $\frac{U_{\text{ВЫХ1}} - U'_{\text{ВЫХ1}}}{U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ2}}}$

Другой способ стабилизации выходной мощности заключается в применении на выходе генератора специального буферного усилителя, на вход которого подводится напряжение, причем такое, чтобы работа происходила за перегибом амплитудной характеристики (рис 5 24). В этом случае небольшие изменения входного напряжения практически не влияют на величину выходного напряжения и, следовательно, выходной мощности.

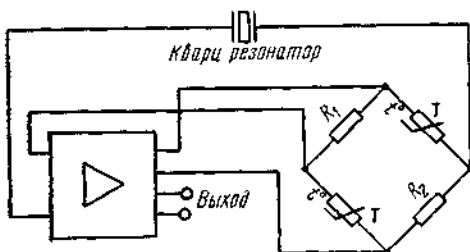


Рис 5 25

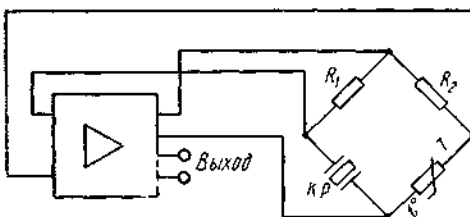


Рис 5 26

Наиболее эффективным, однако, является способ стабилизации выходной мощности с помощью включенных в цепь положительной обратной связи генератора инерционно-нелинейных элементов, как это сделано, например, в схеме генераторов контрольных частот многоканальных систем (рис 5 25) или в схеме генератора 4 кГц в аппаратуре уплотнения для воздушных линий системы В-12 2 (рис 5 26). В этих схемах цепь обратной связи выполнена в виде моста, содержащего инерционно-нелинейные элементы (например термисторы).

Достоинство такого способа стабилизации выходной мощности состоит в обеспечении работы генератора (если период колебаний значительно меньше постоянной времени нелинейного элемента) практически в режиме малых амплитуд, что позволяет значительно уменьшить амплитуды гармоник генерируемой частоты.

Принцип стабилизации по приведенным схемам заключается в следующем. Нормальному значению выходного напряжения соответствует определенное сопротивление нелинейных элементов, включенных в цепь положительной связи. При этом обеспечивается определенное затухание цепи обратной связи B_1 (мост несколько расстроен), так что выполняется условие стационарных колебаний $K_1 = B_1$. Если, например, под влиянием увеличения коэффициента усиления ($K_2 > K_1$) появляется тенденция к увеличению выходного

напряжения ($K_2 > B_1$), то одновременно изменяется значение сопротивления нелинейного элемента и мост приближается к состоянию равновесия, что соответствует увеличению затухания по цепи обратной связи и уменьшению выходного напряжения, новое стационарное состояние устанавливается при $K_2 = B_2$. Напряжение на выходе в данном случае изменяется очень мало. При уменьшении коэффициента усиления процесс происходит в обратном порядке.

Указанный способ позволяет осуществить регулировку выходной мощности с большой точностью ($\pm 0,02$ неп при изменении усиления на 0,5 неп).

Необходимо подчеркнуть, что кварцевый резонатор, включенный в цепь положительной обратной связи, предназначен лишь для стабилизации частоты и практически не влияет на условия работы схемы с точки зрения стабилизации мощности.

МЕТОДЫ СИНХРОНИЗАЦИИ ЧАСТОТ

Несмотря на использование в современной аппаратуре высоко стабильных кварцевых генераторов, расхождение частот передающей и приемной станций может оказаться недопустимо большим. Поэтому существенным вопросом является подстройка частот генератора одной из станций с целью совмещения с частотами другой станции (принудительная синхронизация).

Синхронизация может осуществляться различными способами, из которых наибольшее применение в системах многоканальной связи получили следующие:

- синхронизация методом сравнения частот с помощью отдельного канала связи,
- синхронизация методом сравнения частот с помощью двух выпрямительных элементов;
- синхронизация генераторов захватыванием.

При использовании первого способа на вход одного из каналов системы, несущие частоты которой подлежат синхронизации, подключается измерительный генератор звуковой частоты и по каналу передается обычно частота 800 гц. Одновременно эта же частота передается по телефонному каналу тональной частоты. На приемной станции производят сравнение частот, поступающих по тональному и высокочастотному каналам. Для этого к выходу обоих каналов параллельно подключают указатель уровня и высокоомный телефон. Если несущие частоты передающей станции точно совпадают с несущими частотами приемной станции, то частоты, поступающие по обоим каналам, также совпадают между собой и в телефоне слышен чистый тон. При несовпадении несущих частот обеих станций в телефоне ощущаются колебания в виде биений, а на указателе уровня наблюдаются колебания стрелки прибора с частотой, равной разности несущих частот.

Частота генератора подстраивается до исчезновения частоты биений (до так называемых нулевых биений).

Если несущие частоты получаются от генератора гармоник, то проверку можно производить, используя один канал высокой частоты и канал тональной частоты или два канала высокой частоты. При этом подстраивается частота задающего генератора.

Сравнение частот способом, при котором используются два выпрямительных элемента, осуществляется следующим образом. На входе и выходе одного из каналов системы включаются выпрямительные элементы (диоды). Ко входу канала подключается измерительный генератор, от которого в канал подается ток звуковой частоты, например, 800 гц. Этот ток, попадая на выпрямительный элемент, искажается, благодаря чему возникают гармонические составляющие основной частоты, в том числе второй гармоники, т. е. 1600 гц. Вместе с током основной частоты 800 гц составляющая тока 1600 гц проходит по каналу и преобразовывается на передающей, а затем на приемной станциях.

Если несущие частоты генераторов приемной станции не равны несущим частотам генераторов передающей станции, то на выходе канала будут получены составляющие частот, отличных от 800 и 1600 гц на величину ΔF , например, $800 + \Delta F$ и $1600 + \Delta F$, гц. Составляющая с частотой $800 + \Delta F$, гц, пройдя выпрямительный элемент, включенный на приемной станции (на выходе канала), даст наряду с другими составляющую $1600 + 2\Delta F$. Таким образом, появление на выходе канала составляющих с частотами $1600 + 2\Delta F$ и $1600 + \Delta F$, гц, обуславливает наличие биений с частотой ΔF , которые могут быть обнаружены и устранены так же, как и в предыдущем случае.

Изложенные методы позволяют производить *периодическую* подстройку частот генераторов передающей и приемной станций.

В настоящее время часто возникает необходимость синхронизации генераторов в пунктах, где отсутствует оборудование отдельных каналов (например, в пунктах высокочастотного транзита). В этом случае синхронизация осуществляется посылкой в цепь определенной частоты от генератора гармоник одной станции и сравнением ее с соответствующей частотой, получаемой от генератора гармоник другой станции.

Помимо изложенных методов, в аппаратуре многоканальной связи применяется метод принудительной синхронизации генераторов, известный под названием *захватывания*. Сущность явления захватывания состоит в следующем: если на генератор с самовозбуждением частоты f_0 воздействовать эдс внешнего источника с частотой f_c , связанной с частотой f_0 соотношением $f_0 \approx \frac{n}{m} f_c$, где n и m — целые числа, то при определенных условиях частота генератора изменяется и становится равной $\frac{n}{m} f_c$. Таким образом происходит захватывание частоты генератора внешней электродвижущей силой. В этом случае стабильность частоты генератора определяется стабильностью частоты внешнего напряжения, а не частотой

ны f_0 . Основным параметром, определяющим надежность синхронизации, является полоса захватывания, т. е. те пределы изменения частоты синхронизируемого генератора, в которых происходит захватывание.

В ряде случаев более выгодным оказывается осуществлять захватывание с помощью внешней эдс, частота которой примерно в n раз больше собственной частоты генератора.

Характерной особенностью синхронизации методом захватывания является независимость (в довольно широких пределах) напряжения на выходе генератора от величины захватывающего напряжения.

ДЕЛИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

В современных многоканальных системах связи необходимо получение тока высокостабильной частоты 4 кГц, используемой в схеме генераторного устройства для создания большого числа несущих частот, кратных 4 кГц. Если невозможно обеспечить требуемую стабилизацию частоты при помощи кварцевого генератора 4 кГц, в генераторном оборудовании предусматривается задающий высокостабильный кварцевый генератор, рассчитанный на частоту, кратную 4 кГц. Ток с частотой 4 кГц в этом случае получается посредством делителей частоты.

В настоящее время практически используются две разновидности делителей частоты: регенеративные делители частоты и двоичные делители импульсов с применением триггерных ячеек. При решении вопроса о выборе схемы делителя частоты в каждом конкретном случае определяющими являются технико-экономические соображения.

Регенеративные делители частоты В общем случае регенеративный делитель частоты содержит преобразователь, резонансный усилитель и умножитель (рис. 5.27) и представляет собой замкнутую электрическую систему или систему с обратной связью. Задача заключается в том, чтобы при подключении ко входу напряжения заданной частоты обеспечить условия для самовозбуждения системы и получить на выходе схемы в установившемся режиме незатухающие синусоидальные колебания другой частоты, уменьшенной в требуемое число раз.

Регенеративный делитель можно рассматривать как колебательную систему со следующими специфическими особенностями:

— незатухающие колебания возможны лишь под воздействием внешнего напряжения;

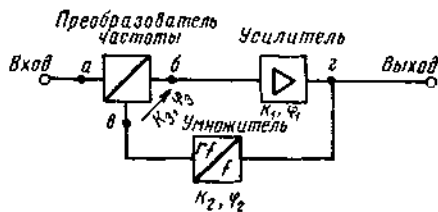


Рис. 5.27

— частота колебаний на выходе делителя определяется частотой входного напряжения и свойствами преобразователя частоты.

Учитывая, что процесс деления частоты в установившемся режиме представляет собой процесс почти гармонических колебаний, можно к анализу делителя частоты применить квазилинейный метод (метод линеаризации характеристик).

Условия работы делителя частоты определяются параметрами отдельных частей схемы. В применяемых в настоящее время схемах делителей частоты усилитель работает практически в линейном режиме и его основным параметром является коэффициент передачи \bar{K}_1 .

Полагая, что в режиме деления на выходе умножителя и соответственно преобразователя устанавливается напряжение лишь одной частоты (составляющие всех частот, кроме одной, имеют пренебрежимо малое значение благодаря наличию в схеме избирательных контуров), распространим термин «коэффициент передачи» и на эти части схемы, понимая под коэффициентом передачи отношение комплексного значения выходного напряжения (на выходе умножителя или преобразователя) к комплексному значению соответственного входного напряжения исходной частоты. Так как умножитель и преобразователь являются существенно нелинейными частями схемы, то каждому значению амплитуды и фазы входного напряжения будет соответствовать вполне определенное значение амплитуды и фазы выходного напряжения и, следовательно, определенное значение коэффициента передачи. Такое представление позволит нам считать всю схему делителя как бы линейной и пользоваться для описания установившегося состояния известным из теории линейных систем комплексным методом.

Исследование линейных замкнутых систем (систем с обратной связью) осуществляется методом амплитудно-фазовых характеристик, который заключается в следующем. Для определения устойчивости замкнутой системы ее необходимо разорвать в любой точке и исследовать свойства разомкнутой системы, заставляя работать последнюю в условиях нагрузки таких же, как и для замкнутой системы. После этого вычисляется комплексный коэффициент передачи разомкнутой системы $\bar{K}(\omega) = K(\omega)e^{i\varphi(\omega)}$ в диапазоне частот от нуля до бесконечности.

Критерий устойчивости системы состоит в том, что если амплитудно-фазовая диаграмма, построенная в полярных координатах ($K; \varphi$), не охватывает точки $K=1; \varphi=0$ (1; 0), то исследуемая система устойчива. Если же амплитудно-фазовая диаграмма охватывает точку (1; 0), то система колебательно неустойчива. Условием баланса амплитуд и фаз автоколебаний является

$$\bar{K}(\omega) = K(\omega)e^{i\varphi(\omega)} = 1. \quad (5.54)$$

Указанный метод построения амплитудно-фазовой диаграммы (диаграммы регенерации) может быть применен и к таким ква-

зилинейным автоколебательным системам, какими являются генераторы с самовозбуждением. Поскольку в этом случае благодаря нелинейности системы комплексный коэффициент передачи является функцией не только частоты, но и амплитуды входного напряжения

$$\bar{K}(U_0; \omega) = K(U_0; \omega) e^{i\varphi(U_0; \omega)}, \quad (5.55)$$

то система будет характеризоваться целым семейством диаграмм регенерации, в которых U_0 является параметром

Метод амплитудно-фазовых диаграмм предполагает обязательное совпадение частоты в любой точке разомкнутой системы с обратной связью при подаче на вход любой частоты от нуля до бесконечности. В регенеративном делителе частоты, в цепи которого происходит преобразование частоты, указанное условие не выполняется. Поэтому данный метод не может быть использован для анализа регенеративного делителя. Однако применение к схеме делителя частоты квазилинейного метода позволяет пользоваться условием баланса амплитуд и фаз автоколебаний, что дает возможность правильно определить частотные, амплитудные и фазовые соотношения делителя в установившемся режиме.

Основное уравнение баланса амплитуд и фаз делителя в установившемся режиме в соответствии со схемой на рис. 5.27 будет

$$\bar{K}_1 \bar{K}_2 \bar{K}_3 = 1, \quad (5.56)$$

где \bar{K}_1 — коэффициент передачи усилителя; \bar{K}_2 — коэффициент передачи умножителя; \bar{K}_3 — коэффициент передачи преобразователя в направлении $a \rightarrow б$.

Напомним, что под коэффициентом передачи следует понимать отношение комплексных значений выходного и входного напряжений четырехполюсников на частотах, устанавливаемых в соответствующих точках системы при работе делителя в установившемся режиме.

Рассмотрим коэффициент передачи каждого четырехполюсника в отдельности.

1. Коэффициент передачи усилителя выражается следующим образом:

$$\bar{K}_1 = K_1 e^{i\varphi_1}, \quad (5.57)$$

где K_1 — отношение модулей выходного и входного напряжений (модуль коэффициента усиления); φ_1 — сдвиг фаз между выходным и входным напряжениями.

Вообще говоря, значения модуля K_1 и фазы φ_1 зависят от частоты, но в данном случае нас интересуют эти величины лишь для частоты, которая возникает на выходе усилителя в установившемся режиме деления.

2. Коэффициент передачи умножителя Независимо от схемы принцип действия умножителя заключается в том, что при воздей-

ствии на его входе напряжения определенной частоты на выходе умножителя за счет нелинейности выделяется почти синусоидальное напряжение другой частоты, что достигается включением резонансного контура.

Если умножитель рассчитан на умножение в r раз, то его коэффициент передачи определится как

$$\bar{K}_2 = \frac{\bar{U}_2(r\omega)}{\bar{U}_1(\omega)}, \quad (5.58)$$

где $\bar{U}_2(r\omega)$ — комплексное значение напряжения частоты $r\omega$ на выходе умножителя; $\bar{U}_1(\omega)$ — комплексное значение напряжения частоты ω на входе умножителя (на выходе усилителя). При этом

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_1(\omega) &= |\bar{U}_1(\omega)| e^{i(\omega t + \varphi_\omega)} \\ \bar{U}_2(r\omega) &= |\bar{U}_2(r\omega)| e^{i(r\omega t + r\varphi_\omega + \varphi_2)} \end{aligned} \right\}, \quad (5.59)$$

где φ_ω — фаза напряжения на выходе делителя, причем начальная фаза входного напряжения принята равной нулю; φ_2 — дополнительный сдвиг фаз, вносимый умножителем.

Таким образом,

$$\bar{K}_2 = K_2 e^{i(r-1)\omega t} e^{i[(r-1)\varphi_\omega + \varphi_2]}, \quad (5.60)$$

где

$$K_2 = \left| \frac{\bar{U}_2(r\omega)}{\bar{U}_1(\omega)} \right|.$$

Как видно из уравнения (5.60), угол коэффициента передачи зависит от времени, что указывает на преобразование частоты в умножителе.

3. *Коэффициент передачи преобразователя.* В соответствии с изложенным нас интересует коэффициент передачи преобразователя в направлении $a \rightarrow b$ (см. рис. 5.27).

Как известно, при подаче на вход делителя напряжения определенной частоты α и выполнении условия деления на выходе усилителя устанавливается напряжение частоты ω . С другой стороны, в результате преобразования на выходе преобразователя получаются напряжения не одной, а ряда частот, представляющих собой комбинации из частот, действующих на преобразователь. Если учесть, что напряжения всех частот на выходе преобразователя, кроме напряжения частоты ω , пренебрежимо малы благодаря наличию резонансного контура, то коэффициент передачи преобразователя в направлении $a \rightarrow b$ определится как отношение напряжения $\bar{U}_3(\omega)$ с частотой ω на выходе преобразователя (в точке b) к напряжению $\bar{U}_2(r\omega)$ в точке a (на выходе умножителя):

$$\bar{K}_3 = \frac{\bar{U}_3(\omega)}{\bar{U}_2(r\omega)}. \quad (5.61)$$

Напряжение $\bar{U}_3(\omega)$ зависит как от воздействующих напряжений, так и от режима работы преобразователя.

Если на преобразователь воздействуют напряжения двух частот (α и $r\omega$), то на выходе в общем случае появляются составляющие частот $|pr\omega \pm q\alpha|$, среди которых по условиям работы делителя предполагается и частота ω ($p=1; 2; 3; \dots; q=1; 2; 3; \dots$). Таким образом, напряжение частоты ω на выходе преобразователя определится уравнением

$$\bar{U}_3(\omega) = |\bar{U}_3(\omega)| e^{i|pr\omega \pm q\alpha|t} e^{i(r\varphi_\omega + \varphi_2 + \varphi_3)}, \quad (5.62)$$

где φ_3 — сдвиг фаз, вносимый преобразователем.

Подставляя в ур-ние (5.61) значения из ур-ний (5.59) и (5.62), получим

$$\bar{K}_3 = K_3 e^{i(|pr\omega \pm q\alpha| - r\omega)t} e^{i\varphi_3}. \quad (5.63)$$

На основании полученных соотношений для коэффициентов передачи отдельных четырехполюсников схемы делителя, составляющих замкнутую систему [см. ф-лы (5.57), (5.60), (5.63)], основное уравнение баланса амплитуд и фаз делителя в установившемся режиме запишется в виде

$$K_1 K_2 K_3 e^{i(|pr\omega \pm q\alpha| - \omega)t} e^{i[\varphi_1 + (r-1)\varphi_\omega + \varphi_2 + \varphi_3]} = 1. \quad (5.64)$$

Это уравнение можно разбить на три независимые уравнения:

1) уравнение баланса амплитуд

$$K_1 K_2 K_3 = 1; \quad (5.65)$$

2) уравнение баланса частот

$$|pr\omega \pm q\alpha| - \omega = 0; \quad (5.66)$$

3) уравнение баланса фаз

$$\varphi_1 + (r-1)\varphi_\omega + \varphi_2 + \varphi_3 = 0. \quad (5.67)$$

В первую очередь нас будет интересовать связь между частотой входного колебания α и частотой ω , получаемой после деления. Уравнение (5.66) дает формально следующие решения:

1) $pr\omega + q\alpha - \omega = 0$ или

$$\omega = \frac{q}{1-pr} \alpha; \quad (5.68)$$

2) $pr\omega - q\alpha - \omega = 0$ (при $pr\omega > q\alpha$)

или

$$\omega = \frac{q}{pr-1} \alpha; \quad (5.69)$$

3) $q\alpha - pr\omega - \omega = 0$ (при $pr\omega < q\alpha$)

или

$$\omega = \frac{q}{pr+1} \alpha. \quad (5.70)$$

Уравнение (5.68) приводит к физически неосуществимому решению, так как ω может равняться либо бесконечности (при $r=1$ и $p=1$), либо отрицательной величине. Это показывает, что нельзя использовать суммарные комбинационные частоты на выходе преобразователя для получения деленной частоты.

Уравнение (5.69) выполнимо при любых q , p и r , за исключением случая, когда $pr=1$ ($p=1$; $r=1$). Уравнение (5.70) дает реализуемые значения ω при любых значениях q , p и r .

Используя различный порядок продуктов преобразования преобразователя частоты и различные коэффициенты умножения, можно получить не только субгармонику, но и частоту ω , являющуюся дробно-рациональной относительно α .

Сравнивая ур-ния (5.69) и (5.70), легко заметить, что для получения одного и того же коэффициента деления α/ω при одних и тех же значениях p и q необходимо использовать различные коэффициенты умножения, причем по ур-нию (5.69) коэффициент умножения больше, чем по ур-нию (5.70).

Если в делителях частоты используется второй порядок преобразования ($p=1$; $q=1$), то ур-ние (5.70) принимает вид

$$\omega = \frac{1}{r+1} \alpha. \quad (5.71)$$

При отсутствии умножителя ($r=1$) согласно ур-нию (5.70)

$$\omega = \frac{q}{p+1} \alpha. \quad (5.72)$$

Схема делителя частоты получает чрезвычайно простой вид (рис. 5.28). Если при этом используется второй порядок преобразования, то достигается деление вдвое, т. е. $\omega = \alpha/2$.

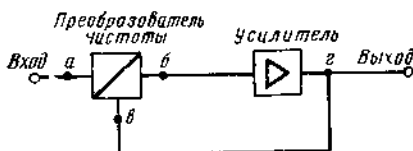


Рис 5.28

Двоичный делитель импульсов представляет собой триггерную ячейку с двумя устойчивыми состояниями, которая работает при поступлении остroконечных импульсов определенной полярности. Такие импульсы

могут быть получены от задающего генератора гармонических колебаний определенной частоты через специальное формирующее устройство. По принципу действия двоичного делителя импульсов триггерная ячейка будет уменьшать вдвое число импульсов, поступающих на ее вход.

Последовательное включение определенного числа таких ячеек позволяет осуществить деление в 2^n раз, где n — число ячеек. В качестве примера на рис. 5.29 приведена схема делителя частоты, применяемого в генераторном оборудовании многоканальной системы дальней связи и позволяющего осуществить деление в 3^2 раза. На вход делителя частоты от задающего генератора 128 кгц

поступают синусоидальные колебания, усиливаются усилительным каскадом T_1 и преобразуются в импульсы прямоугольной формы усилителем-ограничителем T_2 . Эти импульсы, пройдя через дифференцирующую цепочку C_5, R_{11} и усилитель T_3 , превращаются в остроконечные импульсы положительной полярности, запускающие

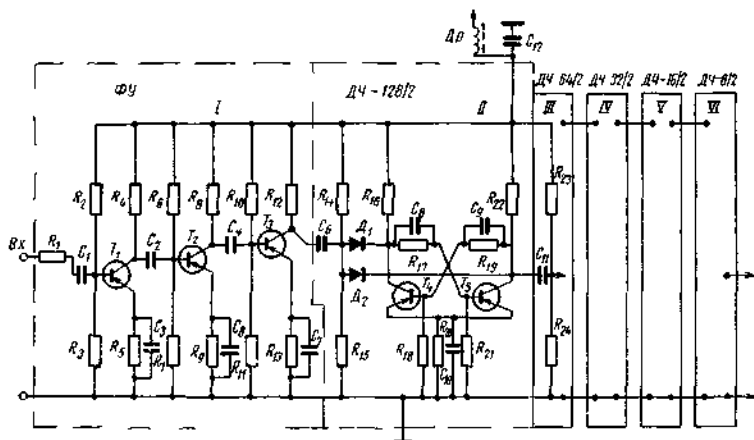


Рис 5 29

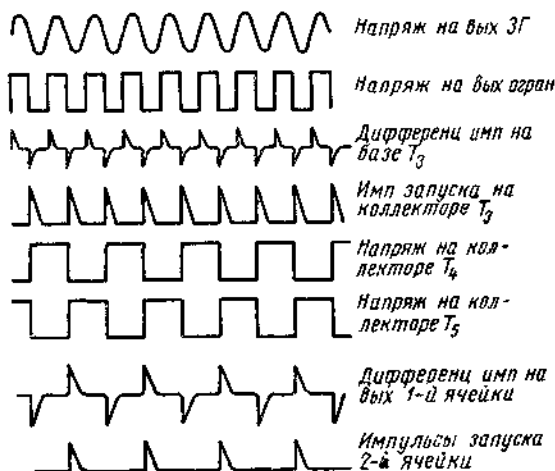


Рис 5 30

первый двоичный делитель. На выходе этого делителя после дифференцирующей цепочки C_{11}, R_{24} образуются положительные остроконечные импульсы с удвоенным периодом повторения, запускающие второй двоичный делитель, и т. д. На выходе последнего двоичного делителя образуются прямоугольные импульсы основ-

ной частоты 4 кГц, которые с помощью резонансного усилителя превращаются в синусоидальные колебания.

На рис. 5.30 приведены временные диаграммы напряжений в различных точках схемы делителя.

ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИК

Принцип действия генератора гармоник заключается в том, что поданное на его вход напряжение определенной частоты преобразуется в периодически повторяющиеся импульсы определенной формы. При помощи узкополосных фильтров, включенных на выходе генератора гармоник, можно выделить отдельные гармонические составляющие, соответствующие несущим частотам. В сущности, генератор гармоник является умножителем частоты, и одним из основных требований, предъявляемых к нему, является получение по возможности близких друг к другу амплитудных значений тока всех гармонических составляющих, исполь-

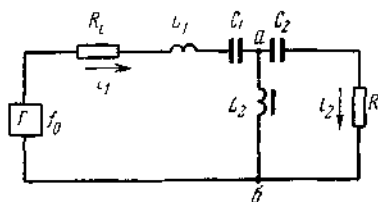


Рис. 5.31

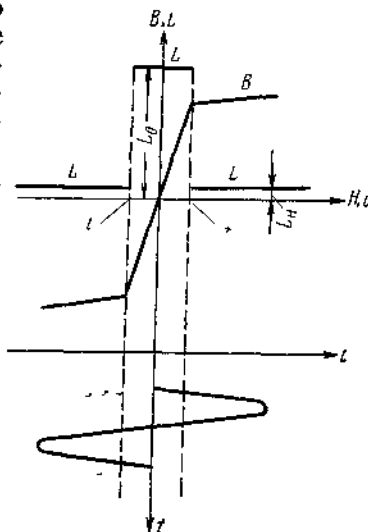


Рис. 5.32

зуемых в качестве несущих частот. Этому требованию при необходимости получения большого числа несущих частот наилучшим образом удовлетворяют генераторы гармоник, на выходе которых возникают периодические импульсы экспоненциальной формы. Такие импульсы могут быть сформированы при периодическом разряде конденсатора на активное сопротивление. Эквивалентная схема указанного генератора приведена на рис. 5.31.

Напряжение основной частоты f_0 обеспечивается генераторным устройством, высоко стабилизированным как по частоте, так и по выходной мощности. Включение контура резонанса напряжений $L_1 C_1$, настроенного на основную частоту f_0 , позволяет получить практически косинусоидальный ток i_1 . Основными элементами гармонического генератора являются катушка индуктивности L_2 и емкость C_2 . В существующих системах сердечник этой катушки

выполнен из пермаллоя или оксифера с высокой магнитной проницаемостью и с узкой петлей гистерезиса. Приблизительно зависимость магнитной индукции B от напряженности магнитного поля H (и, следовательно, от тока, протекающего через катушку) выражается кривой, показанной на рис. 5.32. Управление процессом заряда и разряда конденсатора C_2 осуществляется вследствие рез-

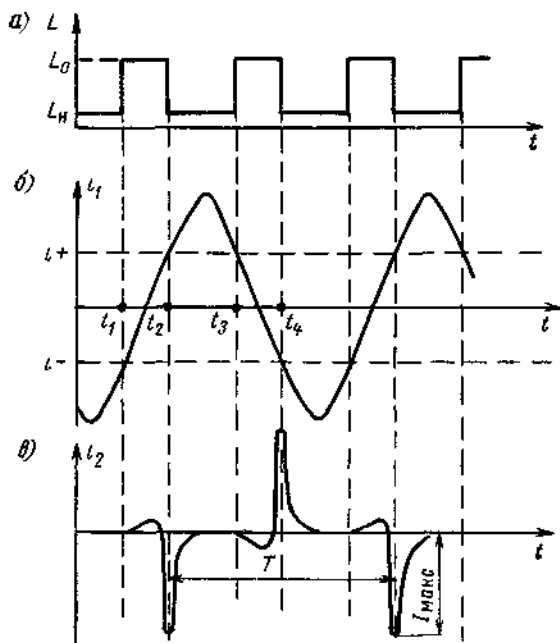


Рис. 5.33

кого изменения значения индуктивности катушки. Так как индуктивность катушки пропорциональна величине dB/dH , то она весьма велика при малых токах (от i_- до i_+) и становится малой в режиме насыщения (при $i < i_-$ и $i > i_+$). Это обстоятельство дает нам право считать, что в течение части периода, когда ток i_1 меняется от i_- до i_+ , напряжение на катушке резко возрастает за счет эдс самоиндукции и почти весь ток i_1 проходит через сопротивление R и конденсатор C_2 . При этом происходит заряд конденсатора. В остальную часть периода при значениях тока i_1 , больших (по абсолютной величине) тока i_- , сопротивление катушки L_2 мало и конденсатор C_2 , имея на своих зажимах напряжение большее, чем на катушке, разряжается через малую индуктивность и сопротивление R . Таким образом, процесс изменения тока, протекающего через сопротивление R , определяется процессами заряда и разряда конденсатора C_2 .

Работу схемы, представленной на рис. 5.31, можно видеть из рис. 5.33.

Выходной ток i_2 (рис. 5.33в) представляет собой периодическую последовательность импульсов экспоненциальной формы. Так как практически время $t_2 - t_1$ соответственно $t_4 - t_3$ мало в сравнении с периодом T и, кроме того, токи i_+ и i_- также малы, то можно считать, что значения амплитуд токов отдельных гармоник определяются в основном током i_2 , вызванным разрядом конденсатора. В этом случае при апериодическом разряде конденсатора C_2 в цепи, состоящей из индук-

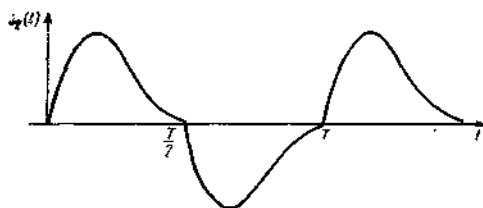


Рис. 5.34

тивности и активного сопротивления, функция $i_2(t)$ принимает вид, показанный на рис. 5.34.

Математически зависимость тока от времени описывается уравнением

$$i_2(t) = \frac{U_{C_2}}{\beta L_n} e^{-\frac{t}{\tau}} \operatorname{sh} \beta t, \quad (5.73)$$

где $\beta = \sqrt{(R^2/4L_n^2) - (1/L_n C_2)}$, причем $R^2/4L_n^2 > 1/L_n C_2$; $\tau = 2L_n/R$; U_{C_2} — напряжение, до которого заряжается конденсатор C_2 .

Разложив периодическую функцию, представленную на рис. 5.34, в ряд Фурье, можно определить амплитуды тока отдельных гармоник. Так как здесь $i_2\left(t + \frac{T}{2}\right) = -i_2(t)$ (симметрия III рода)¹⁾, то коэффициенты ряда будут

$$\left. \begin{aligned} a_{2k+1} &= \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_2(t) \cos(2k+1)\omega_0 t dt; & a_{2k} &= 0 \\ b_{2k+1} &= \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_2(t) \sin(2k+1)\omega_0 t dt; & b_{2k} &= 0 \end{aligned} \right\}, \quad (5.74)$$

где $k=0; 1; 2; 3; \dots$

Амплитуды токов отдельных гармоник

$$I_{2k+1} = \sqrt{a_{2k+1}^2 + b_{2k+1}^2}, \quad I_{2k} = 0 \quad (5.75)$$

(отсутствуют четные гармоники).

¹⁾ И. Н. Бронштейн и К. А. Семендяев. Справочник по математике. М., «Высшая школа», 1953.

Если учесть, что на практике $\tau \ll T = 2\pi/\omega_0$, то после интегрирования получим

$$I_{2k+1} \approx \frac{4C_2}{T} U_{C_2} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(1 - 2\frac{\tau_L}{\tau_C}\right) [(2k+1)\omega_0\tau_C]^2 + \left(\frac{\tau_L}{\tau_C}\right)^2 [(2k+1)\omega_0\tau_C]^4}}, \quad (5.76)$$

где $\tau_L = L_B/R$; $\tau_C = RC_2$.

Если считать $I_{\max} \approx U_{C_2}/R$, то относительное значение амплитуды тока любой гармоники будет

$$\alpha_{2k+1} = \frac{I_{2k+1}}{I_{\max}} = \frac{4\tau_C}{T} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(1 - 2\frac{\tau_L}{\tau_C}\right) [(2k+1)\omega_0\tau_C]^2 + \left(\frac{\tau_L}{\tau_C}\right)^2 [(2k+1)\omega_0\tau_C]^4}}. \quad (5.77)$$

В литературе¹⁾ приведена эмпирическая формула для определения заряда конденсатора Q_m :

$$Q_m = C_2 U_{C_2} = V \sqrt{2} \frac{I_1}{\omega_0} (\omega_0 \tau_L)^{0,75} (\omega_0 \tau_C)^{0,65} \left(\frac{i_+}{I_1}\right)^{0,6}, \quad (5.78)$$

где I_1 — амплитуда тока i_1 .

Пользуясь этой формулой, можно определить мощность любой гармоники, выделяющейся на сопротивлении нагрузки:

$$P_{2k+1} = \frac{1}{2} I_{2k+1}^2 R = \frac{1}{2} \left(\frac{4Q_m}{T}\right)^2 R \times \frac{1}{1 + \left(1 - 2\frac{\tau_L}{\tau_C}\right) [(2k+1)\omega_0\tau_C]^2 + \left(\frac{\tau_L}{\tau_C}\right)^2 [(2k+1)\omega_0\tau_C]^4} = \frac{P_0}{1 + \left(1 - 2\frac{\tau_L}{\tau_C}\right) [(2k+1)\omega_0\tau_C]^2 + \left(\frac{\tau_L}{\tau_C}\right)^2 [(2k+1)\omega_0\tau_C]^4}, \quad (5.79)$$

где

$$P_0 = \frac{8R}{T^2} Q_m^2 = \frac{8R}{T^2} \frac{27^2}{4\pi^2} I_1^2 (\omega_0 \tau_L)^{1,5} (\omega_0 \tau_C)^{1,3} \left(\frac{i_+}{I_1}\right)^{1,2} = \frac{4R}{\pi^2} I_1^2 (\omega_0 \tau_L)^{1,5} (\omega_0 \tau_C)^{1,3} \left(\frac{i_+}{I_1}\right)^{1,2}. \quad (5.80)$$

¹⁾ E. Peterson, J. M. Manley, L. R. Wratholl. Magnetic Generation of a Group of Harmonics. — BSTJ, 1937, № 4.

По отношению P_{2k+1}/P_0 удобно судить о распределении мощности отдельных гармоник в зависимости от $(2k+1)\omega_0\tau_c$ при определенных значениях τ_L/τ_c (рис. 5.35). Приведенные графики могут быть использованы при расчете генератора гармоник.

Импульсы, получаемые по схеме рис. 5.31, содержат только нечетные гармонические составляющие. На практике же в каче-

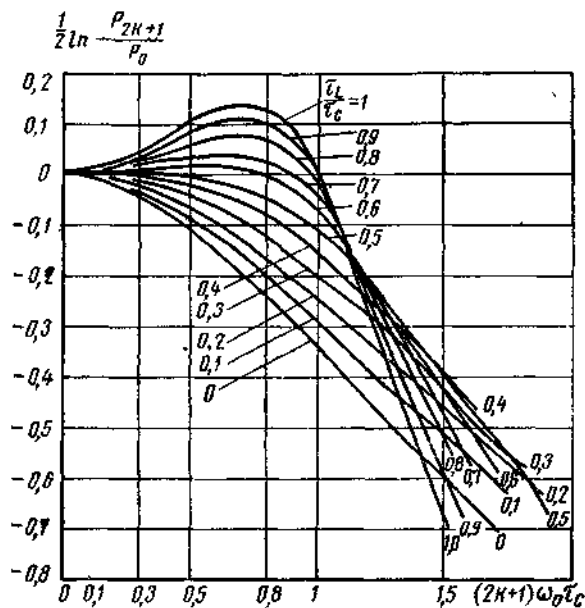


Рис 5.35

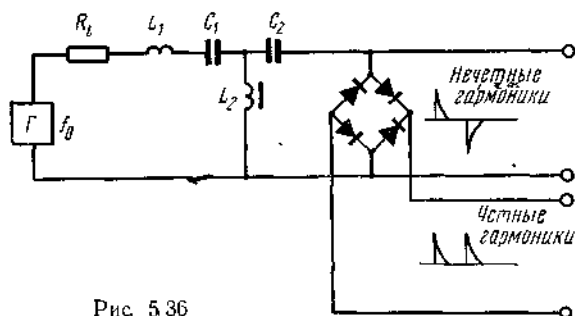


Рис 5.36

стве несущих частот используются как нечетные, так и четные гармоники основной частоты. Получение четных гармоник обеспечивается применением в схеме двухполупериодного выпрямителя (рис. 5.36). На выходе выпрямителя ток будет иметь форму односторонних импульсов с периодом, в два раза меньшим периода

основной частоты. Такие импульсы содержат как четные, так и нечетные гармоники частоты $2\omega_0$ и, следовательно, четные гармоники частоты ω_0 .

§ 5.3. Развязывающие устройства

В аппаратуре многоканальных систем в ряде случаев возникает необходимость в распределении мощности передаваемых сигналов по нескольким не зависящим друг от друга направлениям. Применяемые для этого выходные развязывающие устройства называются распределителями мощности. Кроме того, может потребоваться подключение нескольких независимых цепей к одному общему тракту через входные развязывающие устройства.

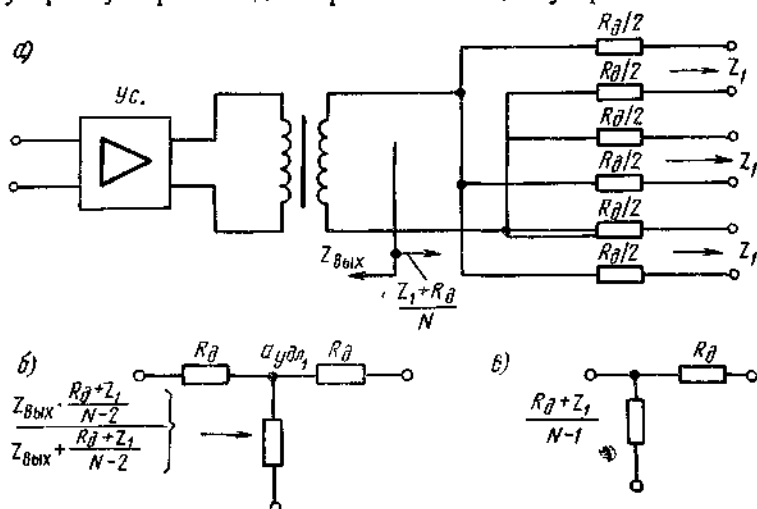


Рис. 5.37

Входные и выходные развязывающие устройства должны быть выполнены таким образом, чтобы затухание a_d между общим прибором и отдельными направлениями передачи сигналов через развязывающие устройства было минимальным, а затухание a_d между отдельными направлениями передачи было максимальным.

Развязывающие входные и выходные устройства делятся на два класса. К классу А относятся такие развязывающие устройства, в которых применяются гасящие схемы (ячейки) обычно из чисто активных сопротивлений. Коэффициент полезного действия этих устройств невелик. К классу Б относятся развязывающие устройства, состоящие из сбалансированных многополюсников — схемы с дифференциальными трансформаторами (см. гл. 4). Развязывающие устройства этого класса обладают высоким коэффициентом полезного действия.

Влияние между развязываемыми направлениями может быть достаточно малым (a_{π} может быть достаточно большим) для развязывающих устройств обоих классов.

На рис. 5.37а показано выходное развязывающее устройство класса А, которое содержит только дополнительные ограничительные сопротивления R_d , составленные из двух сопротивлений по $R_d/2$ и численно равные модулям характеристических сопротивлений развязываемых трактов, т. е.

$$R_d = |Z_1|. \quad (5.81)$$

Для минимального влияния между развязываемыми трактами, т. е. для получения большого затухания a_{π} , необходимо, чтобы

выходное сопротивление общего усилителя было по возможности малым: $Z_{\text{вых}} \approx 0$.

Переходное затухание a_{π} между развязываемыми трактами равно затуханию четырехполюсника, показанного на рис. 5.37б. В каждом направлении передачи имеет место затухание, вносимое Г-образным четырехполюсником, показанным на рис. 5.37в. Выходное сопротивление развязывающего устройства для каждого тракта практически может определяться по ф-ле (5.81), так как выходное сопротивление общего усилителя $Z_{\text{вых}}$ мал.

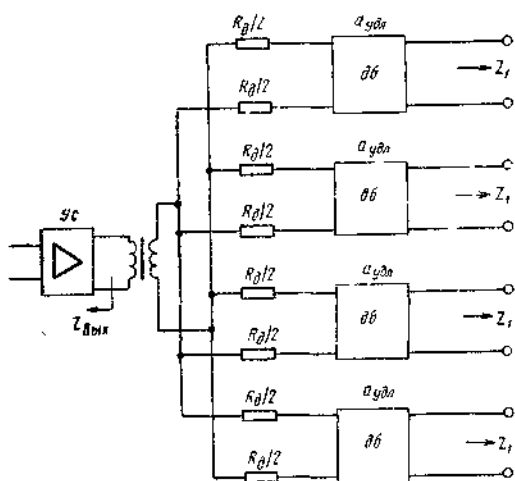


Рис. 5.38

При необходимости увеличения затухания a_{π} между развязываемыми трактами до заданной величины в каждое направление включается дополнительный удлинитель (рис. 5.38). В этом случае затухание a_{π} будет определяться не только рабочим затуханием четырехполюсника $a_{\text{удл}}$, указанного на рис. 5.37б, но и затуханием $2a_{\text{удл}}$ двух удлинителей, т. е.

$$a_{\pi} = a_{\text{удл}} + 2a_{\text{удл}}. \quad (5.82)$$

Затухание, вносимое в каждый тракт передачи, определяется наличием Г-образного четырехполюсника (см. рис. 5.37в) и одного удлинителя $a_{\text{удл}}$.

Для создания входных развязывающих устройств класса А можно применить схему, изображенную на рис. 5.39, основные параметры которой приближаются к идеальным, т. е. $a_{\pi} \approx 0$, а $a_{\pi} \approx \infty$.

Как видно из рис. 5.39а и 5.39б, развязываемые тракты замыкаются на соответствующие нагрузочные сопротивления, численно

равные модулям характеристических сопротивлений трактов $|Z_1|, |Z_2|, \dots, |Z_N|$. Входное сопротивление $Z_{вх}$ общего усилителя $Ус$ в этом случае должно приближаться к бесконечности. Тогда общее сопротивление развязывающего устройства, равное сумме входных сопротивлений Г-образных схем потенциометров, замкнуту-

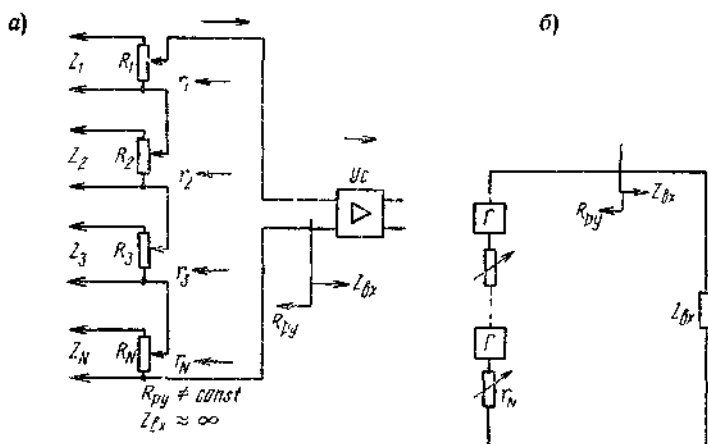


Рис. 5.39

тых на характеристические сопротивления соответствующих цепей Z_1, Z_2, \dots, Z_N (см. рис. 5.39а), будет значительно меньше входного сопротивления общего усилителя, т. е. $R_{py} \ll Z_{вх}$. По этой причине величины переходного затухания $a_n \approx \infty$, а дополнительные затухания a_d каждого тракта равны нулю или зависят от положения движков соответствующих потенциометров. Регулировка в цепи каждого тракта не будет оказывать никакого влияния на условия работы остальных трактов.

Развязывающие устройства класса Б, как говорилось выше, состоят из сбалансированных многополюсных схем. Наиболее широко в аппаратуре многоканальных систем для этой цели используются дифференциальные системы (рис. 5.40). В последнее вре-

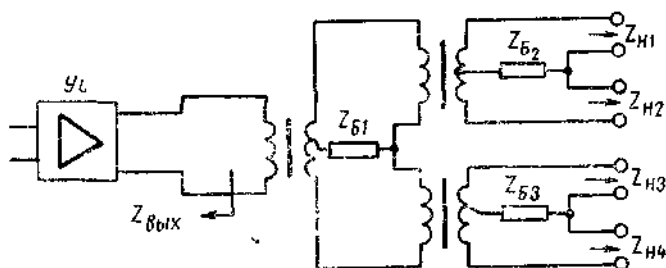


Рис. 5.40

мя стали применяться также многообмоточные трансформаторы с N выходами, образующие сбалансированный многополюсник (рис. 5.41).

В аппаратуре многоканальной связи данные схемы используются при условии, что все нагрузочные сопротивления (развязываемые тракты) одинаковы, т. е.

$$Z_{Н1} = Z_{Н2} = \dots = Z_N, \quad (5.83)$$

балансные сопротивления равны между собой и равны сопротивлению нагрузок

$$Z_{Б1} = Z_{Б2} = \dots = Z_{БN} = Z_N, \quad (5.84)$$

а коэффициенты трансформации для отдельных обмоток (при кпд трансформаторов, близких к единице) будут

$$n_1 = n_2 = \dots = n_N = \sqrt{\frac{Z_N}{NZ_0}}, \quad (5.85)$$

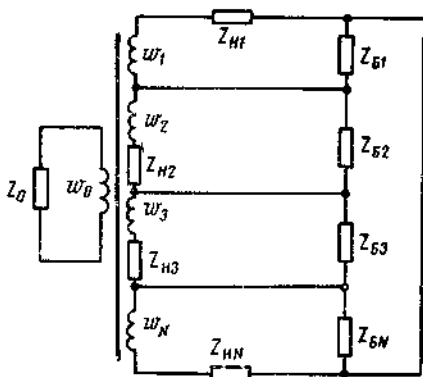


Рис. 5.41

$$\text{где } n_1 = w_1/w_0, \quad n_2 = \frac{w_2}{w_0}, \quad \dots, \quad n_N = w_N/w_0.$$

Тогда дополнительное затухание для каждого тракта будет определяться из соотношения

$$a_d = \frac{1}{2} \ln N, \quad (5.86)$$

где N — число развязываемых трактов.

Переходное затухание между двумя любыми развязываемыми трактами будет равно:

$$a_n = a_d + \ln \left| \frac{2Z_0 \pm \Delta Z_0}{\Delta Z_0} \right|, \quad \text{нел}, \quad (5.87)$$

где ΔZ_0 — отклонение сопротивления Z_0 от номинала или пересчитанное на основании ф-лы (5.85) отклонение сопротивления Z_N от номинала.

§ 5.4. Электрические фильтры

НАЗНАЧЕНИЕ ФИЛЬТРОВ

Электрические фильтры являются важнейшими узлами аппаратуры многоканальных систем связи. Качество и, в частности, стабильность характеристик фильтров в значительной мере определяют качество каналов и групповых трактов.

По назначению фильтры многоканальной аппаратуры можно разделить на:

- фильтры каналов — полосовые фильтры, выделяющие сигналы, передаваемые по одному стандартному каналу тональной частоты;

- фильтры группового тракта, выделяющие многоканальные сигналы, передаваемые в групповой части аппаратуры;

- направляющие фильтры, используемые в двухпроводных, двухполосных системах связи для разделения сигналов противоположных направлений передачи;

- линейные фильтры, разделяющие сигналы различных систем, работающих по одной и той же паре проводов;

- фильтры вспомогательного назначения, используемые для снижения уровня помех в каналах, выделения несущих, контрольных или измерительных токов, подавления остатков несущих токов, ограничения спектра исходных сигналов и т. д.

Чтобы качество передачи сигналов, выделяемых с помощью фильтров, было достаточно высоким, характеристики фильтров должны отвечать определенным требованиям. Так как недостаточно высокие требования приводят к снижению качества передачи, а завышенные — к удорожанию аппаратуры, то обоснованию требований придается большое значение.

Основной электрической характеристикой любого фильтра является его частотная характеристика затухания. Как известно, фильтр может иметь одну или несколько полос пропускания и одну или несколько полос задерживания. В реальном фильтре нельзя наметить точные границы этих полос, так как изменение крутизны характеристики затухания в зависимости от частоты происходит не скачком, а монотонно. Поэтому практически вводятся понятия полосы или полос эффективно передаваемых частот и эффективно задерживаемых частот, для которых формулируются определенные требования. В промежутках между этими полосами имеются переходные области, в пределах которых требований к характеристикам фильтров обычно не предъявляют.

При проектировании фильтров задаются следующими основными величинами:

- минимально допустимой величиной рабочего затухания в полосе эффективно задерживаемых частот;

- максимально допустимой величиной рабочего затухания в полосе эффективно передаваемых частот;

- максимально допустимой величиной амплитудно-частотных искажений, определяемых разностью между максимальным и минимальным значениями рабочего затухания в полосе эффективно передаваемых частот;

- максимально допустимым отклонением характеристического сопротивления во всей полосе эффективно передаваемых частот

от номинального значения, определяемого сопротивлением нагрузок фильтра.

К фильтрам, используемым для передачи выделения фототелеграфных сигналов и сигналов телевидения, предъявляются весьма жесткие требования в отношении прямолинейности фазо-частотной характеристики в полосе эффективно передаваемых частот.

В отношении фильтров, включаемых в групповой части аппаратуры (направляющие, линейные), важным требованием является обеспечение достаточно большого значения затухания нелинейности элементов (в особенности катушек индуктивности). Это вызвано тем, что данные фильтры включаются после линейных усилителей, где при передаче сигналов выделяется значительная мощность и при недостаточном затухании нелинейности фильтров возникают нелинейные переходы, повышающие уровни помех в каналах.

В ряде случаев требуется обеспечить высокую степень симметрии фильтров относительно продольной оси. В настоящее время предъявляются весьма жесткие требования к стабильности характеристик фильтров.

Методика определения требований к фильтрам различного назначения во многом совпадает, поэтому рассмотрим ее на примере определения требований к основным характеристикам полосовых фильтров стандартных каналов тональной частоты и направляющих фильтров.

ТРЕБОВАНИЯ К ХАРАКТЕРИСТИКАМ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ КАНАЛОВ ТОНАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ

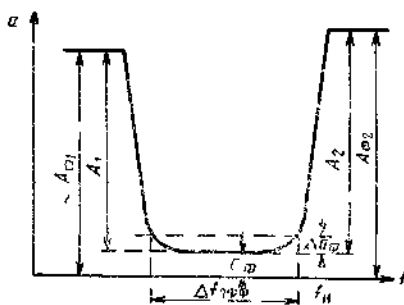


Рис 5.42

Полосовые фильтры каналов ПФК используются в индивидуальной части передающего и приемного оборудования конечных станций многоканальных систем. В передающем оборудовании эти фильтры включаются на выходе индивидуального преобразователя частоты и выделяют токи одной боковой полосы частот. Подавляя остальные продукты преобразования, они устраняют влияние данного канала на другие каналы. В приемном оборудовании указанные фильтры вклю-

чаются на входе индивидуального преобразователя частоты и выделяют из группового сигнала токи данного канала, освобождая таким образом канал от мешающего действия сигналов, передаваемых по другим каналам.

Важнейшие требования к ПФК (рис. 5.42) определяют: — эффективно пропускаемую полосу частот $\Delta f_{эф}$;

— максимально допустимую неравномерность Δa_{ϕ} частотной характеристики рабочего затухания фильтра в пределах $\Delta f_{эфф}$;

— минимально допустимую разность рабочих затуханий в полосе эффективно пропускаемых и в полосе эффективно пропускаемых частот $A_1 = A_{\phi 1} - a_{\phi}$ и $A_2 = A_{\phi 2} - a_{\phi}$.

Полоса эффективно пропускаемых частот ПФК должна совпадать со спектром токов одной из боковых полос, возникающих на выходе индивидуального преобразователя при подаче на вход последнего сигнала с граничными частотами 0,3 и 3,4 кГц. Поэтому $\Delta f_{эфф}$ фильтра определяется выражением $\Delta f_{эфф} = [f_n - (0,3 \div 3,4)]$, кГц, или $\Delta f_{эфф} = [f_n + (0,3 \div 3,4)]$, кГц, где f_n — частота несущего колебания.

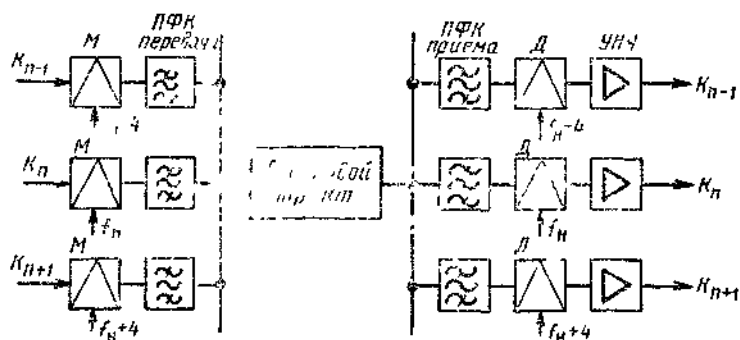


Рис 5.43

Так как в ступени индивидуального преобразования чаще используют токи нижней боковой полосы, то в дальнейшем будем рассматривать ПФК, эффективно пропускаемая полоса частот которого определяется тем же соотношением выше выражений.

Частоты несущих колебаний, подводимых к преобразователям частот канала на передающей и принимающей станциях (рис. 5.43), одинаковы. Поэтому эффективно пропускаемые полосы частот ПФК приема и ПФК передачи должны быть также одинаковыми.

При оценке качества полосовых фильтров канала абсолютной линии рабочего затухания a_{ϕ} в полосе пропускания обычно не имеют особого значения. Объясняется это тем, что уровень сигнала в цепях индивидуального оборудования достаточно высок и повышение его на десятые доли непра практически не скажется на помехозащищенности канала. Поэтому затухание фильтра сравнительно легко можно компенсировать последующим усилением.

Искажения частотной характеристики $a_r(f)$ остаточного затухания канала определяются в основном искажениями частотной

характеристики $a_{\phi}(f_{\text{н}}-f)$ рабочего затухания ПФК. Поэтому определить допустимую неравномерность $\Delta a_{\phi}(f_{\text{н}}-f)$ в полосе пропускания фильтра можно по допуску на неравномерность $\Delta a_r(f)$ частотной характеристики остаточного затухания стандартного канала тональной частоты. Так как последний содержит ПФК передачи и ПФК приема, то допустимая неравномерность каждого из этих фильтров $\Delta a_{\phi}[f_{\text{н}}-(0,3 \div 3,4)] \leq \frac{\Delta a_r(0,3 \div 3,4)}{2}$. Выполнение указанного требования является сложной задачей. Исходя из этого, часто ограничиваются выполнением его лишь на средних частотах $\Delta a_{\phi}[f_{\text{н}}-(0,6 \div 3,0)] \leq \frac{\Delta a_r(0,6 \div 3,0)}{2}$, а на краях полосы пропускания ПФК допускают $\Delta a_{\phi}[f_{\text{н}}-(0,3 \div 0,6)] \leq \Delta a_r(0,3 \div 0,6)$ и $\Delta a_{\phi}[f_{\text{н}}-(3,0 \div 3,4)] \leq \Delta a_r(3,0 \div 3,4)$.

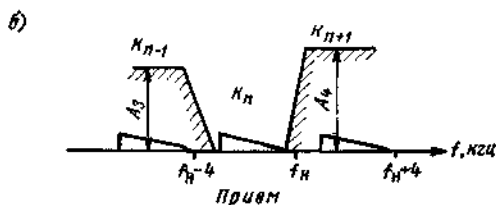
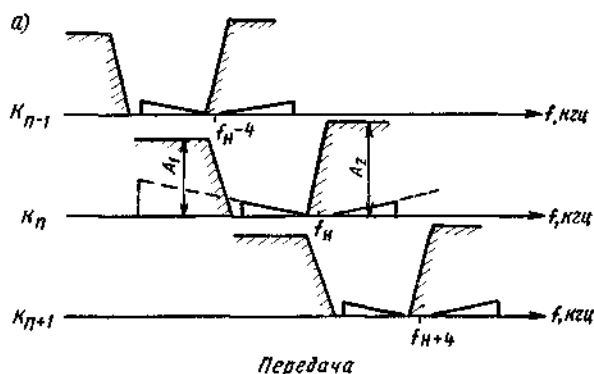


Рис. 5.44

Возникающие в данном случае в диапазонах $0,3 \div 0,6$ и $3,0 \div 3,4$ кгц чрезмерные искажения частотной характеристики остаточного затухания канала устраняют с помощью корректора, вводимого в цепь ООС усилителя низкой частоты приемной станции.

Требования к характеристике затухания ПФК в полосе задерживания можно установить, рассмотрев условия работы фильтров. Воспользуемся для этого блок-схемой, приведенной на рис. 5.43.

Из графиков, изображенных на рис. 5.44а и поясняющих работу передатчиков каналов рассматриваемой схемы, следует, что

возникающая на выходе преобразователя частоты канала k_n неиспользуемая верхняя боковая полоса частот совпадает с рабочей полосой частот канала k_{n+1} . Поэтому если затухание A_2 фильтра передачи¹⁾ канала k_n будет недостаточно велико, то в канале k_{n+1} появится помеха в виде переходного (из канала k_n) инвертированного сигнала. Опыт показывает, что влияние ее на качество связи незначительно, если A_2 не меньше 6,9 *неп*.

Полосовой фильтр передачи канала k_n должен подавлять также продукты преобразования, совпадающие по частоте с полосой канала k_{n-1} . Такие продукты могут появиться потому, что подвожимый к преобразователю передачи сигнал содержит составляющие, частоты которых превышают 4 *кГц*. Попадая в канал k_{n-1} , эти продукты после демодуляции проявятся в виде невнятных помех. Поскольку мощность составляющих сигнала частотой $f > 4$ *кГц* значительно меньше мощности составляющих частотой $f < 4$ *кГц*, то затухание A_1 фильтра передачи канала k_n может быть меньше затухания A_2 .

Полосовой фильтр канала приема (см. рис. 5.43 и рис. 5.44б) должен выделить из группового сигнала токи данного канала (в рассматриваемом примере — токи канала k_n). Если затухание A_4 фильтра будет мало, то просочившиеся в канал k_n токи канала k_{n+1} после демодуляции создадут помеху в виде инвертированного сигнала, совпадающую по частоте с частотой полезного сигнала. Опыт показывает, что с влиянием этой помехи практически можно не считаться, если $A_4 \approx A_2 \geq 6,9$ *неп*.

Малое затухание A_3 фильтра приема приведет к тому, что просочившиеся в канал k_n токи канала k_{n-1} после демодуляции создадут помеху частотой выше 4 *кГц*. Влияние такой помехи на качество телефонной связи обычно менее значительно, чем помех частотой до 4 *кГц*. Учитывая это обстоятельство, а также то, что помехи частотой выше 4 *кГц* на выходе преобразователя приема подавляются фильтром нижних частот, можно принять $A_3 \approx A_1$.

Как правило, к характеристикам затухания ПФК предъявляется еще одно, дополнительное, требование: затухание фильтра на частоте несущего тока должно, по крайней мере, на 1 *неп* превосходить затухание фильтра на средних частотах полосы пропускания. Введение этого требования объясняется стремлением снизить уровень остатков несущих токов, проникающих в групповой тракт, что необходимо как для уменьшения искажений при расхождении частот несущих токов приемника и передатчика канала, так и для уменьшения загрузки группового тракта остатками несущих токов.

Частотно-фазовые искажения в канале почти не влияют на качество телефонной связи, поэтому частотно-фазовым характеристикам полосовых фильтров с этой точки зрения можно было бы

¹⁾ Обозначения затухания на рис. 5.44а соответствуют обозначениям, принятым на рис. 5.42

не предъявлять особых требований. Однако необходимость использования стандартных каналов тональной частоты для передачи различных видов информации вынуждает вводить ограничения на частотно-фазовые характеристики ПФК. При определении этих ограничений можно исходить из двух положений:

1) искажения частотных характеристик группового времени задержки $t_r(f)$ каналов многоканальной системы должны удовлетворять требованиям к характеристикам каналов, используемых для передачи сигналов всех возможных видов информации (а не только телефонной);

2) допустимые искажения характеристик $t_r(f)$ каналов устанавливаются в соответствии с требованиями телефонной связи, но разброс характеристик разных каналов ограничивается некоторой наперед заданной величиной. Приведение фазовых искажений в канале к величине, допустимой при передаче сигналов других видов информации, осуществляется с помощью типовых корректоров, входящих в состав дополнительной аппаратуры.

Так как оборудование каналов, построенных в соответствии с последним из указанных положений, дешевле, а для передачи других видов информации используются далеко не все каналы тч, то определение требований к характеристикам $t_r(f)$ каналов в соответствии с этим положением оказывается более целесообразным.

В настоящее время отсутствуют окончательные нормы на частотно-фазовые искажения в каналах. Это затрудняет установление обоснованных требований к каналообразующей аппаратуре (в частности, к ПФК). Существующая аппаратура изготавлилась так, что вносимое ею в канал увеличение группового времени задержки (по сравнению с t_r на частоте 1900 гц) составляло на частоте 400 гц (0,9÷2) мсек, на частоте 3300 гц (0,8÷1,3) мсек в диапазоне 800÷3000 гц (0,3÷0,6 мсек).

Полосовые фильтры каналов работают на одну, общую для группы ПФК, нагрузку. В этих условиях выходное сопротивление каждого фильтра шунтируется частотнозависимыми сопротивлениями остальных фильтров. Шунтирование ухудшает согласование ПФК с нагрузкой. В результате в полосе пропускания каждого фильтра возрастают частотные искажения. Для уменьшения последних необходимо уменьшить взаимное шунтирование ПФК. Добиваются этого, выбором схемы фильтра, с помощью компенсирующего контура и путем использования развязывающих схем.

Первый из перечисленных способов основан на применении в качестве ПФК фильтров, модуль характеристического сопротивления которых возрастает по мере удаления (по частоте) от полосы пропускания.

Возможность уменьшения взаимного шунтирования полосовых фильтров с помощью компенсирующего контура КК можно пояснить на примере параллельного соединения трех ПФК (рис. 5.45а)

Из приведенных на рис. 5.45б частотных зависимостей характеристических сопротивлений полосовых фильтров следует, что активное в полосе $f_3 \div f_4$ сопротивление ПФК-2 шунтируется индуктивным на этих частотах сопротивлением ПФК-1 и емкостным сопротивлением ПФК-3. Так как шунтирующие сопротивления обратны по знаку и близки по величине, то они компенсируют друг друга. Поэтому шунтирование ПФК-2 оказывается незначительным.

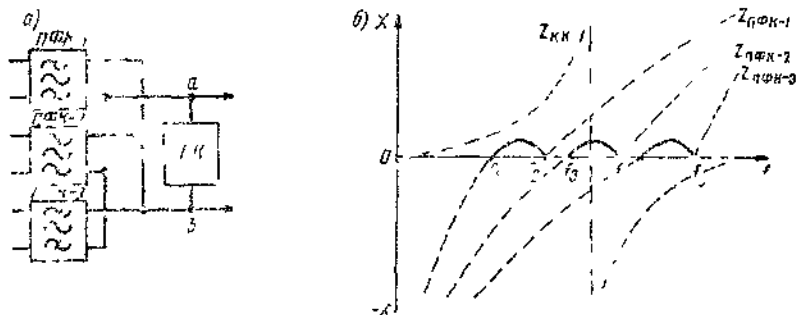


Рис 5.45

Можно показать, что наиболее полная взаимная компенсация шунтирующих сопротивлений, а следовательно, и наименьшее шунтирование ПФК-2 достигаются при

$$f_3 f_4 = \sqrt{f_1 f_2 f_5 f_6} \quad (5.88)$$

Активное на частотах $f_1 \div f_2$ характеристическое сопротивление ПФК-1 шунтируется емкостными сопротивлениями ПФК-2 и ПФК-3. Активное в полосе $f_5 \div f_6$ сопротивление ПФК-3 шунтируется индуктивными сопротивлениями ПФК-1 и ПФК-2. Для компенсации шунтирующих реактивных сопротивлений параллельно фильтрам (см. рис. 5.45а) включается контур, имеющий индуктивное сопротивление на частотах $f_1 \div f_2$ и емкостное сопротивление в полосе $f_5 \div f_6$. В качестве такого контура можно использовать параллельное соединение емкости C_k и индуктивности L_k (рис. 5.46а). Чтобы введение компенсирующего контура не искало характеристики ПФК-2, резонансную частоту f_k контура следует выбирать из условия $f_k = \sqrt{f_3 f_4}$. Значения C_k и L_k при выполнении (5.88) можно определить по формулам:

$$C_k = \frac{j}{2\pi f_k} \frac{Z_2 + Z_3}{Z_2 Z_3}$$

$$L_k = \frac{1}{4\pi^2 f_k^2 C_k}$$

где Z_2 и Z_3 — характеристические сопротивления ПФК-2 и ПФК-3 на частоте $f_{01} = \sqrt{f_2}$.

На практике в качестве компенсирующего часто применяют контур, схема которого изображена на рис. 5.46б. Чтобы сопротивление KK в полосе пропускания нижнего по частоте $ПФК$ было индуктивным, а в полосе пропускания верхнего $ПФК$ — емкостным, резонансную частоту

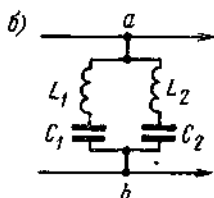
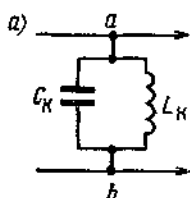


Рис. 5.46

одного из составляющих его последовательных контуров выбирают ниже полосы пропускания нижнего фильтра, а частоту резонанса другого контура — выше полосы пропускания верхнего фильтра. В отечественной аппаратуре, например, для объединения 12 $ПФК$ с полосами пропускания $60,6 \div 107,7$ кГц, используется компенсирующий контур (рис. 5.46б) с резонансными частотами 54,5 и 120,3 кГц.

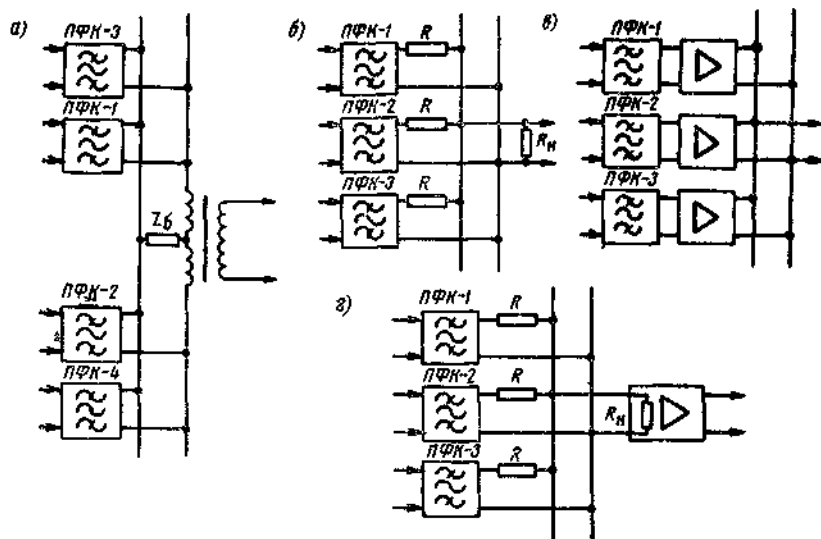


Рис. 5.47

Для уменьшения взаимного шунтирования полосовых фильтров каналов можно использовать также развязывающие устройства, рассмотренные в § 5.3. Способы применения некоторых из этих устройств показаны на рис. 5.47.

При развязке $ПФК$ с помощью дифференциальной системы (рис. 5.47а) фильтры делят на две группы. Если нумерация $ПФК$ совпадает с порядком размещения полос пропускания фильтров по шкале частот, то в одну группу объединяют все нечетные $ПФК$, в другую — все четные $ПФК$. При таком комплектовании групп

полосы пропускания смежных по частоте фильтров каждой группы будут разделены значительным по ширине частотным промежутком. Взаимное шунтирование ПФК при этом будет незначительным, так как в полосе пропускания каждого данного фильтра характеристическое сопротивление остальных фильтров оказывается достаточно большим.

Выходы фильтров первой группы подключают к одному из входов дифференциальной системы, выходы фильтров второй группы — к другому входу этой же дифсистемы. Взаимное шунтирование фильтров различных групп при этом в значительной мере ослабляется. Для полного устранения шунтирования необходимо точное соответствие балансного сопротивления Z_6 и выходного сопротивления $Z_{\text{вых}}$ группы фильтров. Так как $Z_{\text{вых}}$ зависит от частоты, то выполнить указанное условие трудно. Поэтому Z_6 обычно выполняют в виде активного сопротивления R_6 , а для уменьшения несоответствия R_6 и $Z_{\text{вых}}$ каждую группу фильтров подключают к дифференциальной системе через удлинитель.

Одним из существенных недостатков способа развязки ПФК с помощью дифференциальной системы является значительное затухание, вносимое развязывающей цепью в тракт передачи каждого канала.

Для уменьшения взаимного шунтирования ПФК с помощью схемы, приведенной на рис. 5.47б, необходимо, чтобы нагрузочное сопротивление R_H в ней было значительно меньше развязывающего сопротивления R . Основное достоинство такого способа развязки ПФК — простота схемы — в значительной мере обеспечивается большим затуханием трактов передачи каждого канала.

Схема на рис. 5.47в позволяет полностью устранить взаимные влияния ПФК без внесения дополнительных затуханий в тракты передачи сигналов. Однако практическая реализация ее затруднительна потому, что требует применения большого числа усилителей, работающих на общую нагрузку. Это не только повышает стоимость оборудования, но и увеличивает габариты многоканальной аппаратуры.

Наилучшие результаты можно получить, если использовать для устранения взаимного влияния ПФК схему, приведенную на рис. 5.47г и обладающую основными достоинствами схем рис. 5.47б и рис. 5.47в. В этой схеме $R_H \approx 0,02R$ представляет собой входное сопротивление общего для всех каналов усилителя, а развязывающее сопротивление R выбирается равным сопротивлению оптимальной нагрузки ПФК. Особенно целесообразно применение такой схемы для развязки полосовых фильтров, обладающих малым характеристическим сопротивлением в полосе эффективно подавляемых частот.

ПФК относятся к системам с относительно узкой полосой пропускания. Поэтому к линейности их обычно не предъявляют особых требований. Следует, однако, учитывать, что со стороны па-

параллельного соединения фильтры подключаются к групповому тракту. В точке подключения ПФК приема уровень группового сигнала достаточно высок. Если не принять соответствующих мер, то продукты нелинейных искажений, возникающие в катушках фильтра и компенсирующего контура, могут увеличить помехи в каналах.

ТРЕБОВАНИЯ К ХАРАКТЕРИСТИКАМ НАПРАВЛЯЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

Направляющие фильтры $HФ$ в двухполосных, двухпроводных системах связи разделяют групповые тракты противоположных направлений передачи. Выполняются $HФ$ обычно в виде пары фильтров верхних и нижних частот. В системе В-12 (см. гл. 6), например, в качестве направляющих использованы фильтры Д-88 и К-88. Включаются направляющие фильтры на оконечных и всех промежуточных станциях (рис. 5.48).

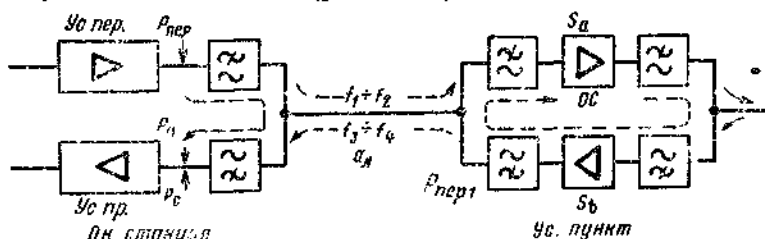


Рис. 5.48

Затухание направляющих фильтров в полосе пропускания должно быть малым. При значительной величине затухания входного $HФ$ снижается уровень сигналов, поступающих с линии на усилитель и уменьшается за счет этого защищенность сигналов от собственных помех усилителя. При большом затухании выходного $HФ$ для поддержания заданного уровня сигнала на выходе станции потребуются применение усилителя повышенной мощности.

Так как число направляющих фильтров на магистрали велико, то даже незначительная неравномерность частотных характеристик затухания в полосе пропускания каждого из них, накапливаясь от фильтра к фильтру, может вызвать заметное искажение частотной характеристики остаточного затухания тракта. Для устранения искажений приходится применять выравниватели. Проектируются последние так, чтобы во всей эффективно передаваемой полосе частот суммарное рабочее затухание фильтра и выравнивателя было меньше $0,2 \text{ nep}$, а неравномерность частотной характеристики затухания не превышала $0,05 \text{ nep}$.

Необходимую величину рабочего затухания в полосе задерживания направляющего фильтра можно определить, рассмотрев работу промежуточной усилительной станции (см. рис. 5.48).

Если обозначить $a_{\text{фд}}$, $A_{\text{фк}}$ — затухания соответственно фильтров D и K в полосе $f_1 \div f_2$, $a_{\text{фк}}$, $A_{\text{фд}}$ — затухания соответственно фильтров K и D в полосе $f_3 \div f_4$, S_{a1} , S_{a2} — усиления усилителя S_a соответственно в полосах $f_1 \div f_2$ и $f_3 \div f_4$, S_{b1} , S_{b2} — усиления усилителя S_b соответственно в полосах $f_1 \div f_2$ и $f_3 \div f_4$, то разность a_{oc} затуханий и усилений по петле обратной связи (ОС) усиленного пункта на частотах $f_1 \div f_2$ составит

$$a_{oc} = 2A_{\text{фк}} + 2a_{\text{фд}} - S_{a1} - S_{b1}. \quad (5.89)$$

Так как $a_{\text{фд}} \ll A_{\text{фк}}$ (рис. 5.49), то без большой ошибки можно принять $a_{oc} \approx 2A_{\text{фк}} - S_{a1} - S_{b1}$,

откуда

$$A_{\text{фк}} \approx \frac{a_{oc} + S_{a1} + S_{b1}}{2}. \quad (5.90)$$

Частотнозависимая обратная связь вызывает искажения частотной характеристики усиления усилителей. Значение a_{oc} , при котором эти искажения не превысят некоторой наперед заданной величины ΔS , определяются выражением (1.22)

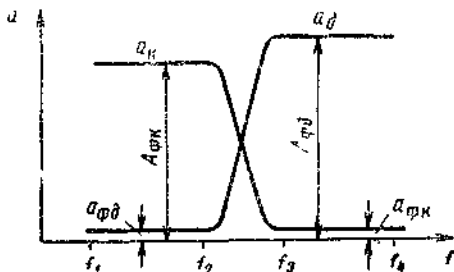


Рис. 5.49

$$\Delta S \approx \ln \left| \frac{1}{1 - e^{-a_{oc}}} \right|.$$

Так как искажения, вносимые УП магистрали, складываются, то ΔS должно быть малым. Если положить $\Delta S \leq 0,02 \text{ nep}$, то потребуется $a_{oc} = 4 \text{ nep}$. Чтобы создать его в полосе $f_1 \div f_2$, потребуется

$$A_{\text{фк}} = \frac{4 + S_{a1} + S_{b1}}{2}. \quad (5.91)$$

Способом, аналогичным примененному для определения $A_{\text{фк}}$, можно показать, что необходимое значение затухания фильтра K в частотной полосе задерживания определяется выражением

$$A_{\text{фд}} \geq \frac{a_{oc} + S_{a2} + S_{b2}}{2}. \quad (5.92)$$

Усиление линейных усилителей с повышением частоты растет, $S_{a2} > S_{a1}$, $S_{b2} > S_{b1}$, и, следовательно, необходимое $A_{\text{фд}} > A_{\text{фк}}$ рабочей полосы частот (т. е. на частотах $f < f_1$, $f_2 < f < f_3$ и $f > f_4$) искажения от обратной связи незначительны. Поэтому требуемое значение затухания петли обратной связи a'_{oc} на этих частотах определяется лишь условиями устойчивой работы УП. Обычно принимают $a'_{oc} \geq 2 \text{ nep}$, а значения затуханий $H\Phi$ в указанных диапазонах частот рассчитывают по формулам, опреде-

ляющим $A_{Фк}$ и $A_{Фл}$, заменяя в них $a_{ос}$ значением $a'_{ос}$. В полосе $f_2 < f < f_3$ затухание петли обратной связи определяется суммой затухания фильтров D и K (см. рис. 5.49).

Если изготовление направляющих фильтров по найденным требованиям затруднительно, то вместо двух фильтров, включаемых на входе и выходе усилителя каждого направления передачи, включают три фильтра. Третий, вспомогательный, фильтр включается между дополнительным и основным усилителями.

На оконечных станциях сигналы, просочившиеся через направляющий фильтр с выхода усилителя передачи на вход приемного

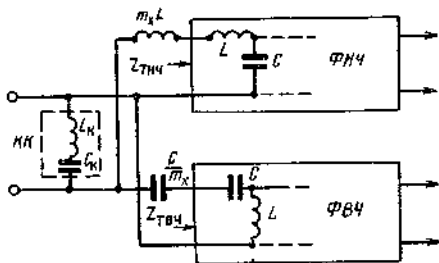


Рис. 5.50

тракта этой же станции, будут преобразованы в токи, частота которых выходит за пределы полосы пропускания полосовых фильтров каналов. Поэтому мешающее действие этих сигналов будет проявляться лишь в дополнительной нагрузке усилителя приема. Чтобы с этой нагрузкой практически можно было не считаться, уровень переходных токов должен быть на $1,5 \div 2$ *неп* ниже уровня

p_c сигналов. Необходимое для выполнения этого условия затухание направляющего фильтра приема (в полосе задерживания) определяется из условия $p_c - p_{п} \approx 2$ *неп*.

Так как в соответствии с рис. 5.48 уровень сигнала на входе усилителя приема $p_c \approx p_{пер1} - a_{л}(f)$, где $a_{л}(f)$ — затухание усилительного участка, а уровень помехи в этой же точке $p_{п} \approx p_{пер} - A_{Фк}$, то,

$$A_{Ф} \approx p_{пер} - p_{пер1} + a_{л}(f) + 2. \quad (5.93)$$

При $p_{пер} = p_{пер1}$ затухание направляющего фильтра приема в полосе задерживания должно быть $A_{Ф} \approx a_{л}(f) + 2$.

Роль направляющего фильтра передачи на оконечной станции сводится в основном к устранению шунтирования принимаемых с линии сигналов выходным сопротивлением усилителя передачи и устранению возможности проникновения в линейный тракт помех, возникающих в тракте передачи оконечной станции.

Для устранения взаимного шунтирования направляющих фильтров используют реактивные элементы, включаемые последовательно с каждым фильтром, и компенсирующий контур, включаемый параллельно входам ФНЧ и ФВЧ (рис. 5.50). В курсе теории линейных цепей доказывается, что если соединяемые ФНЧ и ФВЧ имеют одинаковые частоты среза $f_{сФНЧ}$ и $f_{сФВЧ}$ и заканчиваются Г-образными полузвеньями типа К, то для компенсации емкостного в полосе пропускания ФНЧ входного сопротивления ФВЧ достаточно последовательно с ФНЧ включить индуктивность.

$m_x L$. Компенсация индуктивного в полосе пропускания $\Phi ВЧ$ сопротивления $\Phi НЧ$ достигается включением емкости C/m_x последовательно с $\Phi ВЧ$. Значение m_x обычно выбирают близким к 0,6.

При $f_{сФНЧ} \neq f_{сФВЧ}$, кроме $m_x L$ и C/m_x , используют компенсирующий контур, составленный из индуктивности L_k и емкости C_k . Значения L_k и C_k выбирают так, чтобы реактивное сопротивление контура компенсировало остаточную реактивную проводимость фильтров, а резонансная частота контура удовлетворяла условию

$$f_k = \sqrt{f_{сФНЧ} f_{сФВЧ}}. \quad (5.94)$$

Заметим, что применение компенсирующего контура целесообразно еще и потому, что он увеличивает затухание в полосе рас-
фильтровки $f_{сФНЧ} \div f_{сФВЧ}$.

Входное сопротивление направляющих фильтров, включаемых непосредственно в линию, должно быть тщательно согласовано с волновым сопротивлением последней. Точность согласования оценивается с помощью коэффициента несогласованности

$$\delta = \left| \frac{Z_\Phi - Z_n}{Z_\Phi + Z_n} \right|.$$

Допустимое значение δ во всем диапазоне рабочих частот обычно не превышает 0,15.

Если аппаратура предназначена для уплотнения симметричной линии, то направляющие фильтры должны выполняться по равновешенной (по отношению к земле) схеме или подключаться к линии через симметрирующий трансформатор.

Так как направляющие фильтры включаются в групповой тракт, то затухание нелинейности их должно быть, по крайней мере, на 1 *дБ* выше затухания нелинейности групповых усилителей. Это требование ограничивает применение в направляющих фильтрах катушек с ферромагнитными сердечниками.

§ 5.5. Устройства коррекции линейных искажений

АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ И ФАЗО-ЧАСТОТНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

В курсе теории линейных электрических цепей устанавливаются следующие условия передачи сигнала без искажения его формы: а) затухание тракта передачи не должно зависеть от частоты: $a(\omega) = \text{const}$; б) фазовый сдвиг должен быть пропорционален частоте: $b(\omega) = \tau\omega$, что эквивалентно условию независимости от частоты группового времени задержки τ : $\tau(\omega) = \text{const}$.

В реальных цепях, содержащих реактивные элементы, эти условия могут быть выполнены в ограниченном диапазоне частот с допустимой погрешностью. В том случае, когда в заданном диапазоне частот указанные условия не выполнены, говорят о наличии амплитудно-частотных или фазо-частотных искажений. Эти

искажения принято называть линейными. Источниками их являются линия и такие элементы стационарного оборудования, как фильтры, трансформаторы и т. п. Для устранения линейных искажений в тракте передачи включают специальные корректирующие устройства.

Амплитудно-частотные искажения можно корректировать с помощью амплитудных выравнителей (рис. 5.51а). Частотная характеристика затухания амплитудного выравнителя в заданном диапазоне частот и с заданной точностью должна удовлетворять

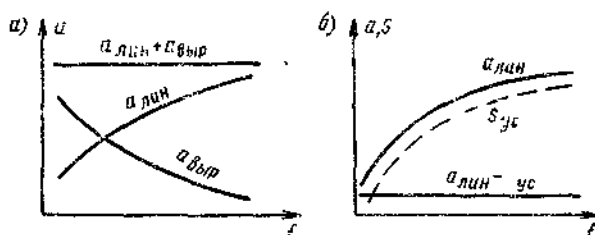


Рис. 5.51

соотношению $a_{\text{лин}}(\omega) + a_{\text{выр}}(\omega) = \text{const}$, где $a_{\text{лин}}(\omega)$ и $a_{\text{выр}}(\omega)$ соответственно затухания корректируемого тракта и выравнителя.

Коррекция амплитудно-частотных искажений может осуществляться и с помощью усилителей. Частотная характеристика усиления корректирующего усилителя (рис. 5.51б) должна удовлетворять соотношению $a_{\text{лин}}(\omega) - S_{\text{ус}}(\omega) = \text{const}$.

Фазо-частотные искажения проявляются в виде искажений частотной характеристики группового времени задержания. Для устранения этих искажений используются фазовые корректоры, удовлетворяющие с заданной точностью соотношению $\tau_{\text{тр}}(\omega) + \tau_{\text{к}}(\omega) = \text{const}$, где $\tau_{\text{тр}}(\omega)$, $\tau_{\text{к}}(\omega)$ — групповое время задержания соответственно корректируемого тракта и фазового корректора.

Большинство элементов тракта передачи относится к минимально-фазовым схемам. У таких схем между фазо-частотной и амплитудно-частотной характеристикой имеется однозначная зависимость [3]:

$$b(\omega_i) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{da}{dU} \ln \left| \frac{\omega + \omega_i}{\omega - \omega_i} \right| dU, \quad (5.95)$$

где da/dU — крутизна характеристики затухания, вычерченной на логарифмической шкале частот; $\ln \left| \frac{\omega + \omega_i}{\omega - \omega_i} \right|$ — весовая функция, вид которой показан на рис. 5.52; $U = \ln \frac{\omega}{\omega_i}$ — относительная частота в логарифмическом масштабе.

Из ф-лы (5.95) видно следующее:

— фазовый сдвиг на некоторой частоте ω_i определяется всем ходом частотной характеристики затухания от нуля до бесконечности;

— фазовый сдвиг зависит от крутизны частотной характеристики затухания;

— изменение затухания на любой частоте ω приводит к изменению фазы на частоте ω_i , но это изменение тем меньше, чем значительнее различие между частотами ω и ω_i ;

— наибольшее влияние на величину фазового сдвига при частоте ω_i оказывает крутизна частотной характеристики затухания при этой же частоте.

Таким образом, изменения частотной характеристики затухания тракта передачи, происходящие за пределами некоторого диапазона частот $\omega_1 \div \omega_2$, вызывают изменения фазо-частотной характеристики на всех частотах, в том числе и внутри этого диапазона. Если условия передачи сигнала требуют отсутствия фазо-частотных искажений внутри некоторого диапазона частот, то следует контролировать ход частотной характеристики затухания тракта передачи не только внутри данного диапазона, но и за его пределами.

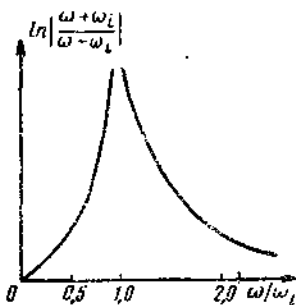


Рис. 5.52

КОРРЕКЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

В настоящее время большинство каналов аппаратуры многоканальных систем используется для телефонной связи, поэтому основное внимание уделяется коррекции амплитудно-частотных характеристик группового тракта и отдельных каналов. Фазо-частотные характеристики групповых трактов корректируются при передаче программ телевидения, цифровой информации и в других аналогичных случаях. Фазо-частотные характеристики стандартных каналов тональной частоты обычно не корректируются. В случае необходимости их фазо-частотные искажения компенсируются фазовыми корректорами, входящими в состав аппаратуры, предназначенной для передачи соответствующей информации.

План коррекции амплитудно-частотных искажений на кабельной магистрали показан на рис. 5.53. Здесь все амплитудно-частотные искажения разделены на постоянные и изменяющиеся во времени.

Основными источниками постоянных искажений группового тракта являются линия, усилители и фильтры. Характер частотной зависимости затухания линии определяется типом линии. Частотные характеристики затухания линий различных типов представлены на рис. 5.54а, б, в.

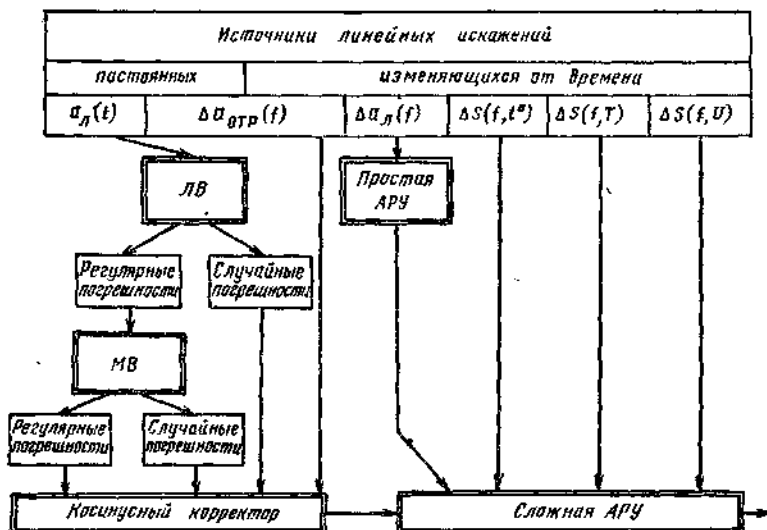


Рис. 5.53

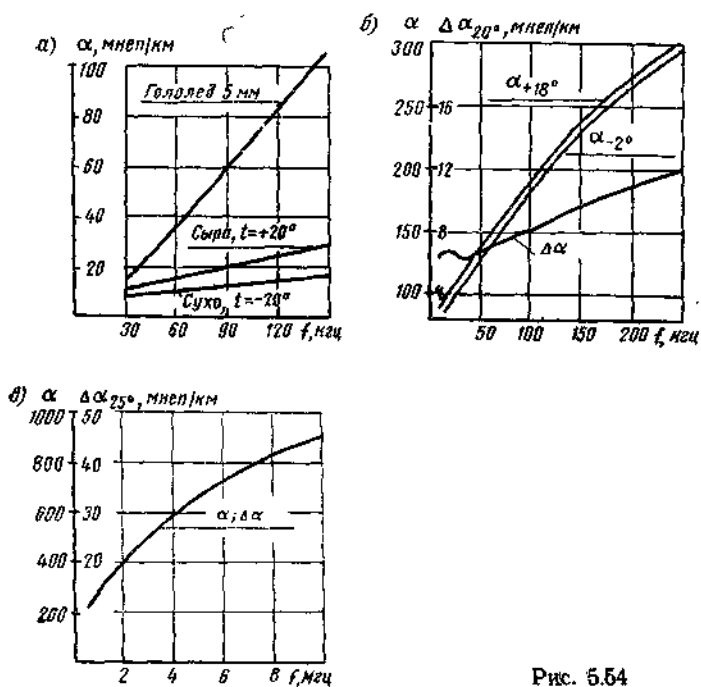


Рис. 5.54

Затухание воздушной линии связи зависит от частоты и метеорологических условий (рис. 5.54а). Затухание симметричного (рис. 5.54б) и коаксиального (рис. 5.54в) кабелей зависит от частоты и температуры. Таким образом, затухание линии, в свою очередь, можно также разделить на две части: постоянную и переменную, зависящую от метеорологических условий и температуры.

Постоянная составляющая амплитудно-частотных искажений линии компенсируется линейными выравнителями *ЛВ*, которые включаются на входе усилителя. Вследствие погрешностей разработки и неточности изготовления эта компенсация неполная — остаются погрешности коррекции.

Погрешности разработки обусловлены неполным совпадением рассчитанных и заданных характеристик выравнителей. Это происходит вследствие несовершенства выравнивающих схем и наличия неучтенных факторов — емкости и индуктивности монтажа, потерь в элементах схемы и т. д. Характер частотной зависимости указанных погрешностей один и тот же для разных экземпляров выравнителей. Эти погрешности, называемые *регулярными*, повторяются на разных усилительных участках, имеют одинаковые знаки и постепенно накапливаются. Для их компенсации на некоторых усилительных станциях включают специальные выравнивающие устройства — магистральные выравнители *МВ* или подчисточные корректоры.

Помимо регулярных, имеются и случайные погрешности коррекции, которые появляются из-за неточности изготовления и измерения отдельных элементов выравнителей: резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности. Закон распределения случайных погрешностей коррекции близок к нормальному. Эти погрешности имеют различные знаки и частично взаимно компенсируются.

На магистральных большой протяженности с большим количеством усилителей суммарная регулярная погрешность подчисточных корректоров и результирующая случайная погрешность линейных и магистральных выравнителей могут достичь значительной величины.

Кроме того, частотная характеристика затухания линии искажается вследствие недостаточно полного согласования входных сопротивлений аппаратуры и линии. Возникающее при этом дополнительное затухание $\Delta\alpha_{отр}(f)$ имеет сложную частотную зависимость, изменяющуюся во времени.

Для компенсации перечисленных выше остаточных искажений, медленно изменяющихся во времени, следует использовать специальные корректоры, частотной характеристике которых может быть придана любая необходимая форма. Ниже будет показано, что этому требованию удовлетворяют гармонические и косинусные корректоры (*КК*), которые размещаются на оконечных и некоторых промежуточных станциях.

Источниками амплитудно-частотных искажений, изменяющихся сравнительно быстро, являются линия и усилители. На плане коррекции амплитудно-частотных искажений (см. рис. 5.53) показаны составляющие изменения затухания линии $\Delta a_n(f, t)$ и усиления усилителей в зависимости от температуры $\Delta S(f, t)$, напряжения источников питания $\Delta S(f, U)$, старения и смены усилительных элементов $\Delta S(f, T)$.

Переменная часть амплитудно-частотных искажений линии компенсируется автоматическими корректорами, которые имеются на каждом усилительном пункте. Функции таких корректоров выполняют упрощенные устройства автоматической регулировки уровня (АРУ), которые будут рассмотрены несколько дальше.

Погрешности работы упрощенных корректоров компенсируются более сложными автоматическими регулируемыми устройствами, устанавливаемыми на оконечной и некоторых промежуточных станциях. Эти же устройства компенсируют изменения усиления усилителей.

Описанный выше план коррекции не является всеобъемлющим и может изменяться в зависимости от конкретных условий.

ВЛИЯНИЕ НЕТОЧНОСТИ КОРРЕКЦИИ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГРУППОВОГО ТРАКТА НА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ ОТ СОБСТВЕННЫХ ПОМЕХ

Регулярные погрешности коррекции. Рассмотрим влияние регулярных погрешностей выравнивания амплитудно-частотных характеристик на мощность собственных помех, приходящих к концу канала. На рис. 5.55 сплошной линией изображена частотная характеристика затухания усилительного участка, а штриховой — частотная характеристика усиления линейного усилителя с выравнивающим устройством.

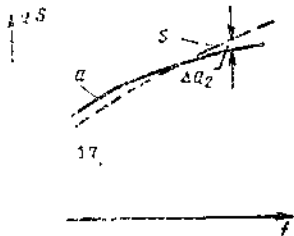


Рис. 5.55

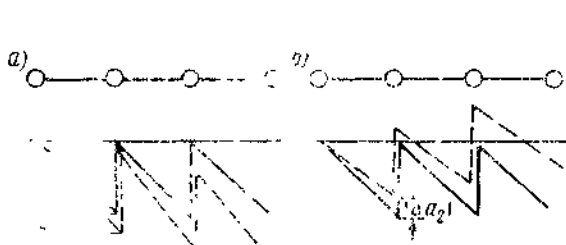


Рис. 5.56

Несовершенство выравнивателя приводит к «недокоррекции» на одних и к «перекоррекции» на других частотах. В результате этого диаграмма уровней магистрали для одних каналов будет постепенно опускаться (рис. 5.56а), поскольку $a - S = \Delta a_1 > 0$, а для других каналов подниматься (рис. 5.56б), так как $a - S = -\Delta a_2 < 0$.

Изменения диаграммы уровней приводят к изменениям мощности помех. Мощность помех, приходящих к концу канала с одного усилительного участка, связана с защищенностью:

$$P_{\pi i} = P_c e^{-2A_{3i}}. \quad (5.96)$$

Здесь $P_{\pi i}$ — мощность помех, приходящих к концу канала с одного усилительного участка; P_c — мощность сигнала в конце канала; A_{3i} — защищенность сигнала от помех, пришедших с одного усилительного участка, в конце канала.

Условия передачи сигнала и помех одинаковы, поэтому защищенность от помех, пришедших к концу канала со входа любого усилителя A_{3i} , равна защищенности на входе этого усилителя A_{30i} . При идеальной коррекции значения защищенности на входе всех усилителей практически одинаковы. Тогда мощность помех, пришедших к концу канала со всех n усилителей, будет равна:

$$P_{\pi} = nP_c e^{-2A_{30}}. \quad (5.97)$$

При наличии регулярных погрешностей коррекции защищенность на входе каждого последующего усилителя будет отличаться от защищенности на входе предыдущего усилителя на величину $\Delta a = a - S$. Мощность помех, пришедших к концу канала со всех усилителей, будет равна:

$$\begin{aligned} P'_{\pi} &= P_c e^{-2A_{30}} (1 + e^{2\Delta a} + e^{4\Delta a} + \dots + e^{2(n-1)\Delta a}) = \\ &= P_c e^{-2A_{30}} \frac{e^{2n\Delta a} - 1}{e^{2\Delta a} - 1}. \end{aligned} \quad (5.98)$$

Изменение защищенности определяется половиной логарифма отношения мощности помех, приходящих к концу канала при наличии регулярных погрешностей коррекции, к мощности помех при идеальной коррекции:

$$\Delta A_3 = \frac{1}{2} \ln \frac{P'_{\pi}}{P_{\pi}} = \frac{1}{2} \ln \frac{e^{2n\Delta a} - 1}{n(e^{2\Delta a} - 1)}. \quad (5.99)$$

На частотах, при которых усиление усилителя меньше затухания предыдущего участка, $\Delta A_3 < 0$, и помехи в конце канала возрастают.

Таблица 5.1

На частотах, при которых усиление усилителя больше затухания предыдущего участка линии, $\Delta A_3 > 0$, т. е. помехи в конце соответствующих каналов уменьшаются.

$ \Delta a $, <i>нет</i>	0,01	0,02	0,05	0,10	0,15
$ \Delta A_3 $, <i>нет</i>	0,1	0,2	0,56	1,25	2,03

Таким образом, изменение защищенности зависит от качества коррекции и от количества усилительных участков. Так, на-

пример, для магистрали с двадцатью усилительными участками зависимость изменения защищенности от погрешности коррекции показана в табл. 5.1.

Случайные погрешности коррекции. Влияние случайных погрешностей коррекции на защищенность не так очевидно. Случайные погрешности коррекции вдоль магистрали могут иметь различные знаки, и их влияния на защищенность могут взаимно компенсироваться.

Если вероятности появления положительных и отрицательных погрешностей коррекции одинаковы как для первой, так и для второй половины магистрали, то потеря защищенности будет мала. Если же случайно окажется, что на первой половине магистрали затухания усилительных участков превышают усиление, а на второй половине величина усиления больше затуханий, то произойдет потеря защищенности. В случае, когда на первой половине магистрали усиление усилителей больше соответствующих затуханий, а на второй половине соотношение между усилением и затуханием будет обратным, происходит выигрыш защищенности. При этом некоторые усилители могут оказаться перепруженными.

Для того чтобы случайные погрешности коррекции не приводили к неприятным последствиям, их величина должна быть незначительной.

Статистическая коррекция линейных искажений. Регулярные погрешности коррекции могут привести к значительному уменьшению защищенности. Для уменьшения этих погрешностей необходимо учесть все факторы, влияющие на частотную характеристику корректируемого тракта. Схема выравнивателя в данном случае оказывается сложной и должна быть рассчитана с высокой точностью.

При соблюдении этих условий решающее значение приобретают случайные погрешности измерений и настройки. Но случайные погрешности частично взаимно компенсируются. Так, например, в партии из 20 усилителей системы К-1920, каждый из которых настроен с точностью до $\pm 0,05$ *неп*, результирующая погрешность выравнивания не превосходит 0,2 *неп*. Полученное таким образом снижение результирующей погрешности выравнивания можно назвать статистической коррекцией.

Для предотвращения накопления регулярных погрешностей измерение усиления отдельного усилителя необходимо выполнять с очень высокой точностью не хуже 0,001 *неп*. Такие измерения очень сложны.

С целью упрощения методики измерений измеряют суммарное усиление целой партии (15—30 усилителей). При этом можно ограничиться значительно меньшей точностью измерений. Необходимо только проследить, чтобы вся партия усилителей была установлена на одном участке магистрали.

ПЛОСКАЯ РЕГУЛИРОВКА

Возможность коррекции амплитудно-частотных характеристик линий различной длины при разных метеорологических условиях обеспечивается применением переменных амплитудных выравнивателей (ПАВ). Характеристики ПАВ могут изменяться либо ступенями, либо плавно, вручную или автоматически. Сложные вы-

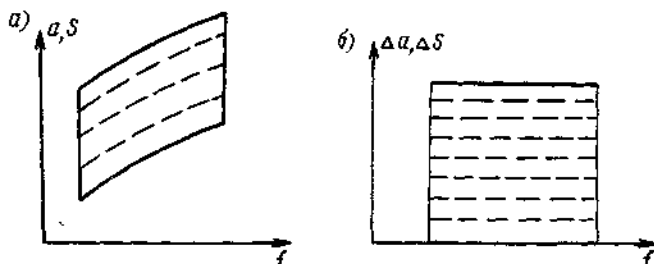


Рис. 5.57

равниватели часто составляют из нескольких более простых. Простейшим является частотнонезависимый плоский ПАВ, с помощью которого осуществляется так называемая плоская регулировка.

Плоской называется такая регулировка, при которой изменения затухания или усиления на всех частотах одинаковы (рис. 5.57).

Плоские регуляторы применяются либо самостоятельно, когда изменения затухания тракта на разных частотах почти одинаковы, либо как составная часть более сложных частотнозависимых регуляторов. Простейшим плоским регулятором может служить потенциометр с плавной или ступенчатой регулировкой (рис. 5.58).

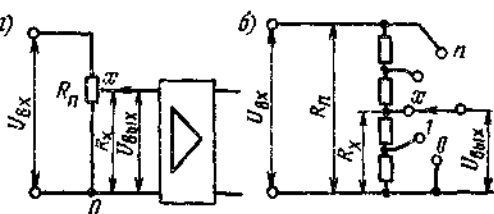


Рис. 5.58

Если входное сопротивление нагрузки велико, то входное сопротивление потенциометрической схемы равно сопротивлению потенциометра, т. е. $Z \approx R_{\text{п}}$, а затухание по напряжению

$$a_x = \ln \left| \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} \right| = \ln \frac{R_{\text{п}}}{R_x}. \quad (5.100)$$

Из (5.100) легко получить формулу для определения сопротивления части потенциометра между отводами o и x :

$$R_x = R_{\text{п}} e^{-a_x}. \quad (5.101)$$

В этом выражении x — это либо номер отвода (при ступенчатой регулировке), либо относительный угол поворота оси потенциометра (при плавной регулировке).

Потенциометры с плавной регулировкой вносят значительные помехи за счет неплотного контакта с движком. Поэтому они применяются в точках тракта передачи с достаточно высоким уровнем сигнала и во вспомогательных цепях.

Потенциометры с отводами позволяют без опасности быстрого износа увеличить контактное давление, но требуют значительных механических усилий при регулировке. Для полного исключения помех от неплотных контактов регулировка потенциометра с отводами осуществляется перепайкой.

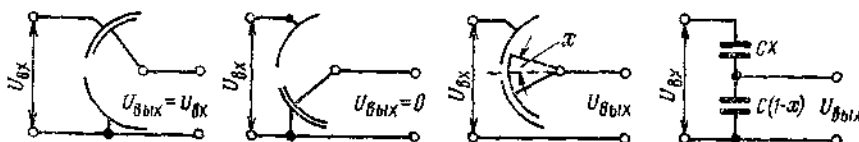


Рис. 5.59

Плавная регулировка может выполняться емкостным потенциометром — переменным конденсатором с двумя или несколькими системами статорных пластин. При вращении ротора конденсатор плавно переходит из одной системы статорных пластин в другую (рис. 5.59), вследствие чего изменяется и выходное напряжение.

Положим, что нагрузочное сопротивление на выходе емкостного потенциометра велико: $|Z_H| \gg 1/\omega C$, где C — полная емкость между секцией статора и ротором. Пусть ротор повернут на отнесенительный угол x . Тогда выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{Z_{1-x}}{Z_x + Z_{1-x}} = U_{\text{вх}} \frac{1}{\omega C(1-x)} \frac{1}{\frac{1}{\omega C_x} + \frac{1}{\omega C(1-x)}} \approx x U_{\text{вх}}. \quad (5.102)$$

Затухание по напряжению будет равно: $a_x = \ln(1/x)$, т. е. затухание по напряжению зависит от угла поворота ротора и не зависит от частоты. Если нагрузочное сопротивление недостаточно велико, появляются частотные искажения.

Емкостный потенциометр с двумя секциями статора имеет пределы регулировки 2,5 ÷ 3,0 *неп*. При необходимости расширения пределов регулировки применяют каскадное соединение потенциометров. Емкостные потенциометры обеспечивают плавную регулировку в широких пределах и отсутствие помех от неплотных контактов. Недостатком их является сложность конструкции. Кроме того, потенциометрические схемы не обеспечивают согласованного включения на выходе; степень согласования на входе таких схем зависит от нагрузочного сопротивления.

Этих недостатков лишен плоский регулятор, выполненный в виде переменного удлинителья. Для уменьшения количества пере-

менных элементов его осуществляют по перекрытой Т-образной схеме (рис. 5.60). Затухание такого удлинителя равно:

$$\alpha_x = \ln \left(1 + \frac{R_{1x}}{R_0} \right), \quad (5.103)$$

а переменные сопротивления определяются из выражений

$$R_{1x} = R_0 (e^{\alpha_x} - 1) \text{ и } R_{2x} = \frac{R_0^2}{R_{1x}}.$$

Описанные выше плоские регуляторы управляются вращением оси от руки или от какого-либо механического привода. В последнее время все большее предпочтение отдается чисто электрическим схемам регулировки. На рис. 5.61а, б, в показаны регуляторы, затухание которых изменяется при изменении тока подогрева термисторов. Первым двум схемам свойственно непостоянство входного сопротивления.

Для уменьшения изменений входного сопротивления приходится на входе таких регуляторов включать удлинители или увеличивать минимальное затухание регулятора. Этого недостатка нет у регуляторов на двух термисторах (рис. 5.61в). Если при увеличении тока подогрева одного термистора ток подогрева другого уменьшать, входное сопротивление

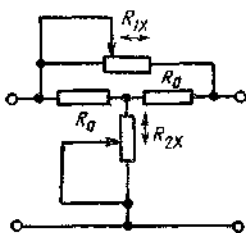


Рис 5.60

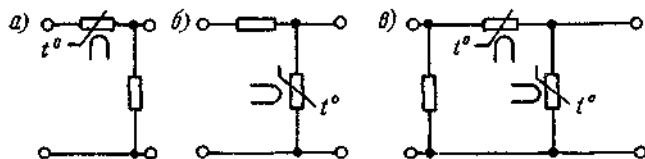


Рис 5.61

ление схемы будет оставаться почти неизменным; минимальное затухание данной схемы невелико.

В последнее время для плоской регулировки стали применять индуктивные потенциометры (рис. 5.62). Регулировка осуществляется изменением тока подмагничивания сердечника. Увеличивая ток в катушках L_1 и L_2 , можно уменьшить магнитную проницаемость сердечника и индуктивность катушек L_1 и L_2 . При этом выходное напряжение также уменьшится.

Использование термисторов и индуктивных потенциометров позволяет упростить конструкцию регуляторов. Регулировка может осуществляться автоматически.

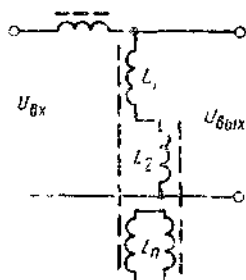


Рис 5.62

ЧАСТОТНОЗАВИСИМАЯ РЕГУЛИРОВКА

Наибольшими возможностями в смысле получения требуемых частотных характеристик затухания обладают скрещенные или мостовые схемы ПАВ (рис. 5.63а). Ради упрощения и удешевле-

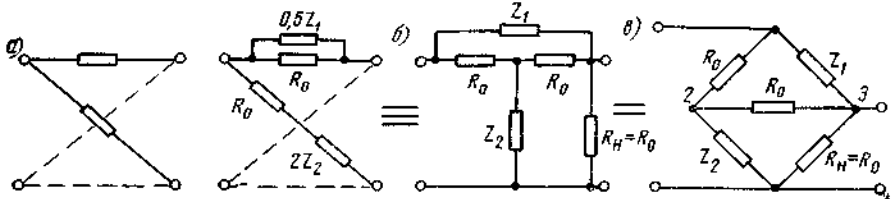


Рис. 5.63

ния аппаратуры чаще применяют ПАВ перекрытой Т-образной схемы (рис. 5.63б). Для этой схемы

$$\left. \begin{aligned} Z_1 Z_2 &= R_0^2 \\ Z_c &= \sqrt{Z_1 Z_2} = R_0 \\ g_c &= \ln \left(1 + \frac{Z_1}{R_0} \right) \\ a_c &= \ln \left| 1 + \frac{Z_1}{R_0} \right| \end{aligned} \right\} \quad (5.104)$$

Перекрытая Т-образная схема, показанная на рис. 5.63б, представляет собой схему уравновешенного моста. Диагональ 2—3

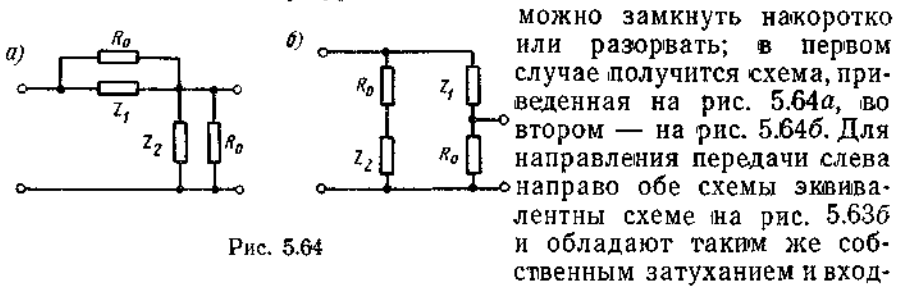


Рис. 5.64

можно замкнуть накоротко или разорвать; в первом случае получится схема, приведенная на рис. 5.64а, во втором — на рис. 5.64б. Для направления передачи слева направо обе схемы эквивалентны схеме на рис. 5.63б и обладают таким же собственным затуханием и входным сопротивлением. При построении выравнивателей указанные схемы, особенно первая, используются чаще всего.

Допустим, что затухание одного звена выравнивателя характеризуется графиком *аа* на рис. 5.65а. Тогда, соединив различное число звеньев каскадно (рис. 5.65б), можно получить веерообразное семейство характеристик. Такой регулятор собирается из однотипных сравнительно несложных звеньев — в этом его достоинство. К недостаткам относится то, что погрешности отдельных звеньев суммируются, а число звеньев должно быть тем больше, чем выше требуемая точность коррекции.

Если необходимо, чтобы все характеристики затухания пересекались в одной точке, между звеньями выравнивателей включают потенциометры (рис. 5.66а), затухание которых обеспечивает подъем требуемых характеристик до пересечения в заданной точке (рис. 5.66б).

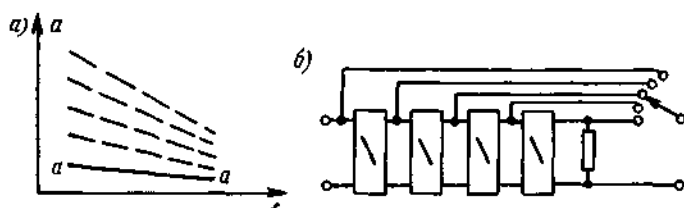


Рис. 5.65

Часто применяется схема поочередного включения звеньев выравнивателей, приведенная на рис. 5.67а. В данном случае погрешности отдельных звеньев не складываются, так как звенья

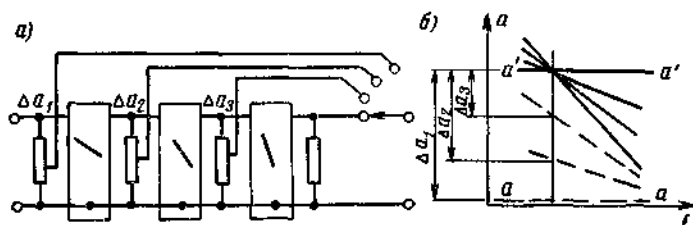


Рис. 5.66

работают независимо друг от друга. При использовании звеньев с одинаковым затуханием на некоторой частоте можно легко получить семейство характеристик, пересекающихся в одной точке (рис. 5.67б). Недостатки приведенной схемы следующие:

- характеристики всех звеньев должны быть разными, что усложняет производство;

- многие звенья должны иметь большую крутизну характеристики, т. е. сложны по устройству;

- число звеньев должно быть велико.

Рассмотренные выше схемы дают ступенчатую регулировку и требуют большого количества звеньев. Применяв плавную регулировку потенциометром, можно обойтись значительно меньшим

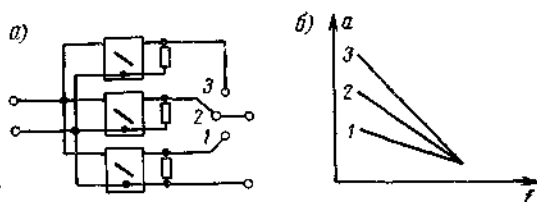


Рис. 5.67

количеством звеньев. Рассмотрим схему, приведенную на рис. 5.68а.

При достаточно большом сопротивлении нагрузки, для этой схемы справедливы следующие соотношения:

$$U_{\text{вых}} = U_2 + U_x,$$

$$U_x = U_1(1-x),$$

$$U_1 = U_{\text{вх}} - U_2,$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}(1-x) + U_2x,$$

$$U_2 = U_{\text{вх}} e^{-g},$$

где g — постоянная передачи основного звена выравнивателя.

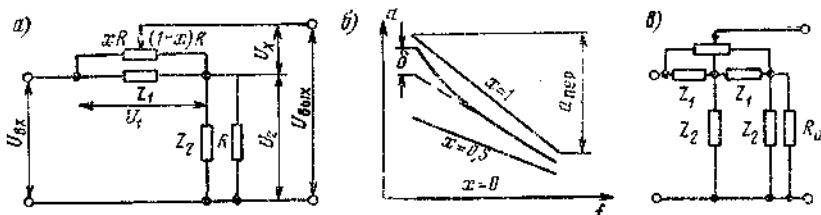


Рис. 5.68

Из этих выражений находим $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} (1-x + xe^{-g})$, откуда постоянная передачи регулируемого звена по напряжению

$$g_x = \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = -\ln(1-x + xe^{-g}).$$

Разложив это выражение в ряд Тейлора и выделив вещественную часть, получим

$$a_x = xa + \frac{x(x-1)}{2} (a^2 - b^2) + \frac{x(x-1)(2x-1)}{6} (a^3 - 3ab^2) + \dots, \quad (5.105)$$

где a — собственное затухание основного звена; b — фазовый сдвиг основного звена.

Этот ряд сходится довольно быстро, поэтому

$$a_x \approx xa. \quad (5.106)$$

Приближенное равенство (5.106) становится точным при выполнении условия

$$a = |b| \quad (5.107)$$

и при значениях x , равных 0; 0,5 и 1,0. При условии (5.107) и других значениях x частотная характеристика регулируемого звена уклоняется от характеристики, определяемой равенством (5.106).

Наибольшая величина отклонения¹⁾ зависит от перекоса частотной характеристики основного звена и равна (рис. 5.68б):

$$\delta = 0,032a_{\text{пер}}^3 \quad (5.108)$$

Из (5.108) находим допустимый максимальный перекося частотной характеристики затухания звена по допустимой величине искажений

$$a_{\text{пер макс}} = 3,2 \sqrt[3]{\delta_{\text{доп}}} \quad (5.109)$$

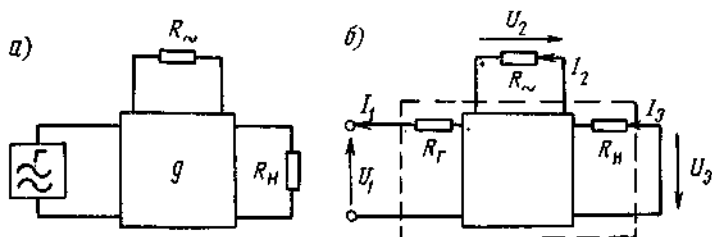


Рис. 5.69

Так, например, при допустимой величине искажений 0,1 неп максимально возможный перекося затухания одного звена составляет

$$a_{\text{пер макс}} = 3,2 \sqrt[3]{0,1} \approx 1,5 \text{ неп.}$$

Если необходима большая величина перекося, то несколько звеньев соединяются каскадно по принципу повторного включения (рис. 5.68в).

ПЕРЕМЕННЫЙ ВЫРАВНИВАТЕЛЬ С ОДНИМ УПРАВЛЯЮЩИМ АКТИВНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Для упрощения анализа выравнивателя с одним управляющим сопротивлением выделим это сопротивление из схемы четырехполюсника, изображенного на рис. 5.69а, и перерисуем схему так, как показано на рис. 5.69б.

Для четырехполюсника, обведенного на рисунке пунктиром, справедливы следующие соотношения:

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 + y_{23}U_3, \quad (5.110)$$

$$I_3 = y_{31}U_1 + y_{32}U_2 + y_{33}U_3. \quad (5.111)$$

В этих выражениях y_{ik} — взаимные проводимости схемы, а I и U — токи и напряжения, направления которых показаны на рис. 5.69б.

Для рассматриваемой схемы $U_3 = 0$, $U_2 = -RI_2$, а собственная

¹⁾ А. Ф. Белецкий. Особенности расчета выравнивающих схем для многоканальной аппаратуры дальней связи. Научно-технический сборник НИИ ФТИ, 1954, № 2.

проводимость $y_{22}=Z^{-1}$, где Z — входное сопротивление четырехполюсника со стороны управляющего сопротивления R_{\sim} . С учетом этих соотношений выражения (5.110) и (5.111) преобразуются к виду:

$$I_2 = y_{21}U_1 - I_3 \frac{R_{\sim}}{Z}, \quad (5.112)$$

$$I_3 = y_{31}U_1 - y_{32}R_{\sim} I_2. \quad (5.113)$$

Из (5.112) находим

$$I_2 = \frac{y_{21}U_1}{1 + \frac{R_{\sim}}{Z}} = \frac{Zy_{21}U_1}{Z + R_{\sim}}.$$

Подставив значение I_2 в (5.113), получаем

$$I_3 = y_{31}U_1 - \frac{y_{32}R_{\sim}Zy_{21}U_1}{Z + R_{\sim}}.$$

Напряжение на нагрузочном сопротивлении R_H равно: $U_H = I_3 R_H = I_3 R_{\sim} \frac{R_H}{R_{\sim}}$. Отношение напряжений $U_H/U_1 = e^{-g}$, где g — постоянная передачи регулируемого четырехполюсника по напряжению:

$$\begin{aligned} e^{-g} &= y_{31}R_H - \frac{y_{32}y_{21}ZR_{\sim}R_H}{Z + R_{\sim}} = \\ &= \frac{y_{31}ZR_H + y_{31}R_{\sim}R_H - y_{32}y_{21}ZR_{\sim}R_H}{Z + R_{\sim}}. \end{aligned} \quad (5.114)$$

Постоянную передачи четырехполюсника, соответствующую нулевой величине управляющего резистора ($R_{\sim} = 0$) обозначим g_0 . Из (5.114) следует, что $e^{-g_0} = y_{31}R_H$. Постоянную передачи управляемого четырехполюсника при $R_{\sim} = \infty$ обозначим g_{∞} , тогда $e^{-g_{\infty}} = y_{31}R_H - y_{32}y_{21}ZR_H$.

С учетом последних выражений ф-ла (5.114) приобретает вид:

$$e^{-g} = \frac{Z e^{-g_0} + R_{\sim} e^{-g_{\infty}}}{Z + R_{\sim}}. \quad (5.115)$$

Потребуем, чтобы изменения величины управляющего сопротивления от среднего значения R_0 до нуля и до бесконечности приводили к одинаковым по величине изменениям затухания регулируемого четырехполюсника. Положим¹⁾, что при

$$R_{\sim} = R_0 \quad g_{R_0} = g_{cp},$$

$$R_{\sim} = 0 \quad g_0 = g_{cp} - a,$$

$$R_{\sim} = \infty \quad g_{\infty} = g_{cp} + a_0.$$

¹⁾ Здесь предполагается, что увеличение сопротивления R_{\sim} приводит к увеличению затухания четырехполюсника. Возможны и такие схемы четырехполюсников, у которых увеличение R_{\sim} приводит к уменьшению затухания, при этом изменяется только знак переменной составляющей затухания четырехполюсника.

Тогда

$$e^{-g} = \frac{Z e^{-(g_{cp}-a)} + R_{\sim} e^{-(g_{cp}+a)}}{Z + R_{\sim}} = e^{-g_{cp}} \frac{Z e^a + R_{\sim} e^{-a}}{Z + R_{\sim}}. \quad (5.116)$$

Представим постоянную передачи регулируемого четырехполюсника в виде суммы: $g = g_{cp} + g_{\sim}$. Переменная составляющая постоянной передачи

$$g_{\sim} = \ln \frac{Z + R_{\sim}}{Z e^a + R_{\sim} e^{-a}}. \quad (5.117)$$

При среднем значении управляющего сопротивления R_0 переменная составляющая постоянной передачи равна нулю, т. е. $(Z + R_0)/(Z e^a + R_0 e^{-a}) = 1$.

Отсюда можно найти величину входного сопротивления четырехполюсника со стороны управляющего сопротивления

$$Z = R_0 \frac{e^{-a} - 1}{1 - e^a} = R_0 e^{-a}. \quad (5.118)$$

Подставив полученное значение Z в ф-лу (5.117), получим

$$g_{\sim} = \ln \frac{R_0 e^{-a} + R_{\sim}}{R_0 + R_{\sim} e^{-a}}. \quad (5.119)$$

Учтя, что

$$e^{-a} = \frac{1 - \operatorname{th} \frac{a}{2}}{1 + \operatorname{th} \frac{a}{2}},$$

найдем

$$g_{\sim} = \ln \frac{1 + \frac{R_{\sim} - R_0}{R_{\sim} + R_0} \operatorname{th} \frac{a}{2}}{1 - \frac{R_{\sim} - R_0}{R_{\sim} + R_0} \operatorname{th} \frac{a}{2}}. \quad (5.120)$$

Введем обозначения:

$$\frac{R_{\sim} - R_0}{R_{\sim} + R_0} = x; \quad x \operatorname{th} \frac{a}{2} = y. \quad (5.121)$$

Так как x и y являются величинами вещественными, то переменная составляющая постоянной передачи тоже вещественна, т. е.

$$g_{\sim} = a_{\sim} = \ln \frac{1 + x \operatorname{th} \frac{a}{2}}{1 - x \operatorname{th} \frac{a}{2}}, \quad (5.122)$$

или

$$g_{\sim} = a_{\sim} = \ln \frac{1+y}{1-y}. \quad (5.123)$$

Полученные выражения показывают, что рассматриваемый четырехполюсник может служить в качестве регулятора плоской регулировки, поскольку переменная составляющая затухания не зависит от частоты.

Усложним схему, включив между четырехполюсником и регулирующим сопротивлением дополнительный четырехполюсник с характеристическим сопротивлением R_0 и постоянной передачи $\gamma = \alpha + i\beta$ (рис. 5.70а). Теперь роль управляющего сопротивления играет входное сопротивление дополнительного четырехполюсника $Z_{вх}$.

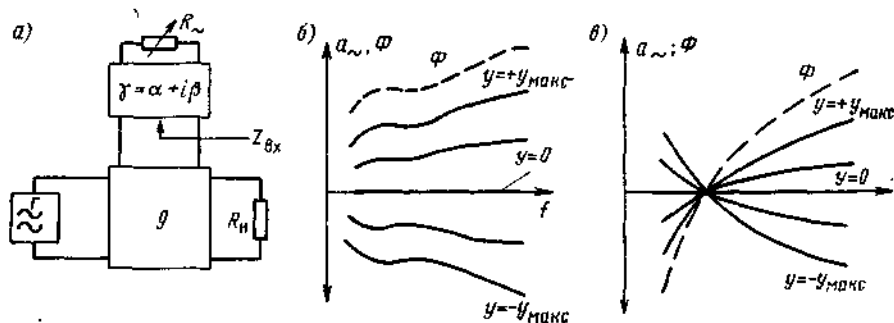


Рис. 5.70

Так как входное сопротивление четырехполюсника зависит от величины нагрузочного сопротивления и от постоянной передачи

$$\frac{Z_{вх} - R_0}{Z_{вх} + R_0} = \frac{R_{\sim} - R_0}{R_{\sim} + R_0} e^{-2\gamma},$$

то в формулу для переменной составляющей постоянной передачи вместо $x = \frac{R_{\sim} - R_0}{R_{\sim} + R_0}$ следует подставить величину

$$\frac{Z_{вх} - R_0}{Z_{вх} + R_0} = \frac{R_{\sim} - R_0}{R_{\sim} + R_0} e^{-2\gamma} = x e^{-2\gamma}. \quad (5.124)$$

Таким образом,

$$g_{\sim} = \ln \frac{1 + x e^{-2\gamma} \operatorname{th} \frac{\alpha}{2}}{1 - x e^{-2\gamma} \operatorname{th} \frac{\alpha}{2}} = \ln \frac{1 + y e^{-2\gamma}}{1 - y e^{-2\gamma}}. \quad (5.12b)$$

Разложив логарифм в ряд, получим

$$\ln \frac{1 + ye^{-2\gamma}}{1 - ye^{-2\gamma}} = 2 \left(ye^{-2\gamma} + \frac{y^3 e^{-6\gamma}}{3} + \frac{y^5 e^{-10\gamma}}{5} + \dots \right).$$

На практике $|ye^{-2\gamma}|$ значительно меньше единицы и можно ограничиться первым членом ряда. В этом случае

$$g_{\sim} \approx 2ye^{-2\gamma} = 2ye^{-2\alpha} e^{-i2\beta}, \quad (5.126)$$

или

$$g_{\sim} = a_{\sim} + i b_{\sim} = 2ye^{-2\alpha} (\cos 2\beta - i \sin 2\beta),$$

откуда

$$a_{\sim} = 2ye^{-2\alpha} \cos 2\beta. \quad (5.127)$$

Введем обозначение $\Phi = e^{-2\alpha} \cos 2\beta$, тогда

$$a_{\sim} = 2y\Phi.$$

В этом выражении Φ — функция, зависящая от свойств дополнительного четырехполюсника и определяющая характер частотной зависимости затухания.

Величина y является функцией управляющего сопротивления R_{\sim} и определяет величину отклонения затухания от среднего значения. Если, например, функция Φ имеет вид, показанный на рис. 5.70б штриховой линией, то при изменении R_{\sim} и, следовательно, значения y , переменная составляющая затухания a_{\sim} будет характеризоваться семейством характеристик, изображенных на этом же рисунке.

В том случае, когда на какой-либо частоте $\beta = 45^\circ$, переменная составляющая затухания $a_{\sim} = 0$ независимо от значения y . Это означает, что семейство частотных характеристик затухания пересекается в одной точке на оси частот (рис. 5.70в).

В качестве дополнительных четырехполюсников используют фазовые или амплитудные контуры постоянного характеристического сопротивления. Затухание фазового контура равно нулю, поэтому для этого контура $\Phi = \cos 2\beta$, откуда $a_{\sim} = 2y \cos 2\beta$. По заданной частотной характеристике $a_{\sim}(f)$ можно определить требующуюся характеристику $\beta(f)$. Дальнейший расчет фазового контура производится обычными методами.

Если фазовые контуры не обеспечивают получения необходимой формы частотной характеристики затухания, применяют дополнительные четырехполюсники в виде амплитудных контуров. Расчет такого контура сложнее, так как приходится одновременно учитывать две частотные зависимости, характеризующие данный контур: $\alpha(f)$ и $\beta(f)$.

Чем шире диапазон регулировки и чем больше величина y , тем значительнее отклонения частотных характеристик затухания переменного выравнивателя от заданных характеристик. Поэтому

диапазон регулировки переменного выравнивателя с одним управляющим сопротивлением зависит от допустимой величины погрешности выравнивания.

Постоянная передачи переменного выравнивателя состоит из постоянной и переменной составляющих: $g = g_{\text{ср}} + g_{\sim}$. Постоянную составляющую чаще всего делают независимой от частоты, так что $g_{\text{ср}} = a_{\text{ср}}$. Тогда общее затухание переменного выравнивателя можно представить как сумму среднего затухания $a_{\text{ср}}$ и переменной составляющей a_{\sim} : $a = a_{\text{ср}} + a_{\sim}$. Заметим, что в зависимости от значения R_{\sim} и от схемы переменного выравнивателя значение a_{\sim} может быть как положительным, так и отрицательным.

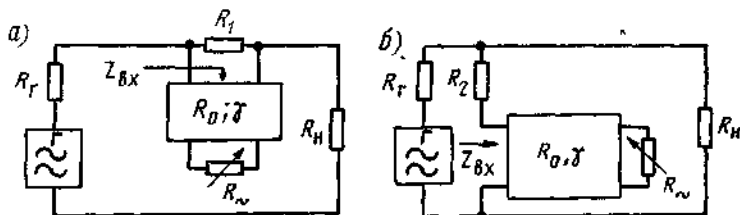


Рис. 5.71

На рис. 5.71а, б приведены возможные схемы включения дополнительных четырехполюсников с параметрами R_0 и γ , а на рис. 5.72а — одна из реальных схем переменного выравнивателя с одним управляющим сопротивлением.

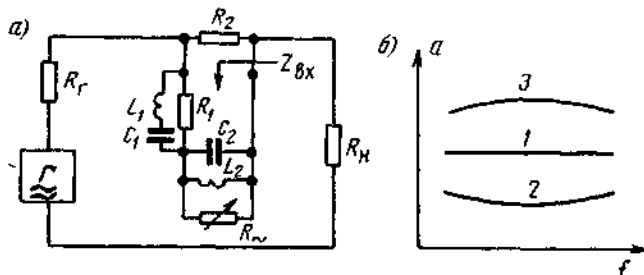


Рис. 5.72

При равенстве управляющего сопротивления R_{\sim} характеристическому сопротивлению дополнительного четырехполюсника R_0 входное сопротивление дополнительного четырехполюсника будет равно R_0 , т. е. не будет зависеть от частоты. Вследствие этого затухание переменного выравнивателя тоже не будет зависеть от частоты (график 1 на рис. 5.72б).

Если управляющее сопротивление сделать равным нулю ($R_{\sim} = 0$), то входное сопротивление дополнительного четырехполюсника будет частотнозависимо и определяться контуром из последовательно соединенных катушки L_1 и конденсатора C_1 . Сопротив-

ление данного контура на резонансной частоте минимально, и частотная характеристика затухания переменного выравнителя будет иметь вид, показанный на рис. 5.72б (кривая 2).

При $R_2 = \infty$ входное сопротивление дополнительного четырехполюсника также будет зависеть от частоты и определяться всеми реактивными элементами L_1, C_1, L_2, C_2 . На резонансной частоте контура L_2-C_2 входное сопротивление дополнительного четырехполюсника будет максимально и затухание переменного выравнителя имеет вид, приведенный на рис. 5.72б (кривая 3).

Схемы, изображенные на рис. 5.71, в настоящее время широко применяются в многоканальной аппаратуре. В качестве регулирующего элемента в них используются автоматически управляемые термисторы (см. ниже). Такие регулирующие устройства просты по схеме и конструкции и надежны. Недостаток их заключается в зависимости входного сопротивления от частоты и может быть устранен включением регулирующего сопротивления как в продольное, так и поперечное плечи (рис. 5.73).

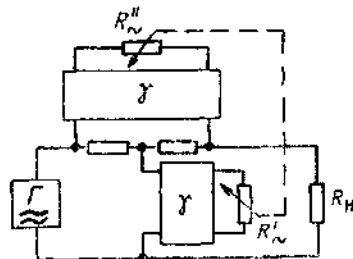


Рис. 5.73

ГАРМОНИЧЕСКИЕ КОРРЕКТОРЫ

На длинных магистралях с большим числом усилительных участков коррекция с помощью линейных выравнителей и подточных корректоров оказывается недостаточной. Остаются не-

скомпенсированными небольшие по величине, но весьма разнообразные по форме амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения, возникшие как в результате неточности работы корректирующих устройств, так и вследствие изменений затухания тракта, которые появляются из-за недостаточного хорошего согласования входных сопротивлений различных элементов тракта.

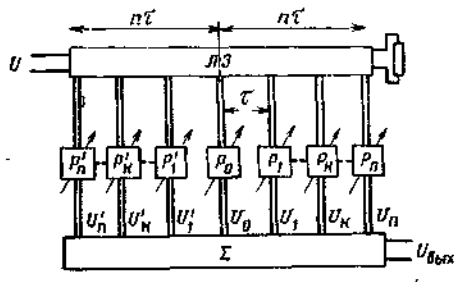


Рис. 5.74

Для компенсации этих искажений необходимо корректирующее устройство, характеристике которого может быть придана любая форма. К числу таких устройств относятся гармонические корректоры. Рассмотрим принцип работы одного из гармонических корректоров, блок-схема которого изображена на рис. 5.74. На этом рисунке: LZ — линия задержки, состоящая из $2n$ звень-

ев и имеющая $2n+1$ отводов. Каждое звено задерживает сигнал на τ ; P_0, P_κ, P'_κ — коэффициенты передачи регулирующих устройств типа потенциометра, с помощью которых можно изменять величину и знак напряжения в отводе;

Σ — суммирующее устройство.

Напряжение на выходе суммирующего устройства равно сумме напряжений отводов: $U_{\text{вых}} = U_0 + U_1 + U'_1 + \dots + U_n + U'_n$. Примем за точку отсчета времени средний отвод. Тогда напряжение на среднем отводе будет равно: $U_0 = P_0 U$; напряжение на отводе с номером κ будет изменено в P_κ раз и задержано на $\kappa\tau$, т. е.

$$U_\kappa = P_\kappa U e^{-i\kappa\tau\omega}, \quad (5.128)$$

напряжение на отводе с номером κ' изменится в $P'_{\kappa'}$ раз и будет опережать напряжение на среднем отводе на $\kappa\tau$, т. е.

$$U'_{\kappa'} = P'_{\kappa'} U e^{i\kappa'\tau\omega}. \quad (5.129)$$

Выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = U \left(P_0 + \sum_{\kappa=1}^n P_\kappa e^{-i\kappa\tau\omega} + \sum_{\kappa=1}^n P'_{\kappa'} e^{i\kappa'\tau\omega} \right). \quad (5.130)$$

Коэффициент передачи корректора

$$F(i\omega) = \frac{U_{\text{вых}}}{U} = P_0 + \sum_{\kappa=1}^n P_\kappa e^{-i\kappa\tau\omega} + \sum_{\kappa=1}^n P'_{\kappa'} e^{i\kappa'\tau\omega}.$$

Переходя к тригонометрической форме комплексного выражения

$$e^{i\kappa\tau\omega} = \cos \kappa\tau\omega + i \sin \kappa\tau\omega$$

и производя перегруппировку, находим

$$F(i\omega) = P_0 + \sum_{\kappa=1}^n (P_\kappa + P'_{\kappa'}) \cos \kappa\tau\omega + i \sum_{\kappa=1}^n (P'_{\kappa'} - P_\kappa) \sin \kappa\tau\omega. \quad (5.131)$$

Обозначив

$$A(\omega) = P_0 + \sum_{\kappa=1}^n (P_\kappa + P'_{\kappa'}) \cos \kappa\tau\omega \quad (5.132)$$

и

$$B(\omega) = \sum_{\kappa=1}^n (P'_{\kappa'} - P_\kappa) \sin \kappa\tau\omega, \quad (5.133)$$

получим

$$F(i\omega) = A(\omega) + iB(\omega). \quad (5.134)$$

Возможны три режима работы данного устройства:

1. Косинусный режим. Пусть $P_{\kappa} = F'_{\kappa}$. Тогда $B(\omega) = 0$ и коэффициент передачи будет равен:

$$F(i\omega) = A(\omega), \quad (5.135)$$

т. е., проходя через корректор, все частотные составляющие сигнала изменят амплитуду в $A(\omega)$ раз, не изменяясь по фазе. В этом режиме можно осуществлять амплитудно-частотную коррекцию.

2. Синусный режим. Допустим, что $P_{\kappa} = -P'_{\kappa}$, $P_0 = 0$, тогда:

$$A(\omega) = 0; F(i\omega) = iB(\omega) = B(\omega)e^{i90^\circ}. \quad (5.136)$$

Это означает, что все частотные составляющие сигнала изменяются по амплитуде в $B(\omega)$ раз и повернуты по фазе на 90° . Таким образом и в синусном режиме может производиться амплитудно-частотная коррекция.

3. Гармонический режим. Если $|P_{\kappa}| \neq |P'_{\kappa}|$, то

$$F(i\omega) = A(\omega) + iB(\omega) = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)} e^{i \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)}}. \quad (5.137)$$

Как видно, все частотные составляющие сигнала будут изменены в $\sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)}$ раз по амплитуде и сдвинуты на $\arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)}$ радиан по фазе. В этом режиме гармонический корректор может быть использован для одновременной коррекции амплитудно-частотных и фазо-частотных искажений.

В частном случае, когда используются отводы только с отстающими сигналами ($P'_\kappa = 0$),

$$F(i\omega) = P_0 + \sum_{\kappa=1}^n P_{\kappa} e^{-i\kappa\tau\omega} = \sum_{\kappa=1}^n P_{\kappa} \cos \kappa \tau\omega - i \sum_{\kappa=1}^n P_{\kappa} \sin \kappa \tau\omega.$$

При этом:

$$A(\omega) = \sum_{\kappa=0}^n P_{\kappa} \cos \kappa \tau\omega; \quad B(\omega) = - \sum_{\kappa=1}^n P_{\kappa} \sin \kappa \tau\omega.$$

Рассмотрим подробнее работу гармонического корректора в косинусном режиме. Коэффициент передачи

$$F(i\omega) = A(\omega) = P_0 + (P_1 + P'_1) \cos \tau\omega + (P_2 + P'_2) \cos 2\tau\omega + \dots \\ \dots + (P_{\kappa} + P'_{\kappa}) \cos \kappa \tau\omega + \dots + (P_n + P'_n) \cos n \tau\omega.$$

Положив $P_0 = A_0$, $(P_{\kappa} + P'_{\kappa}) \cos \kappa \tau\omega = 2P_{\kappa} \cos \kappa \tau\omega = A_{\kappa}(\omega)$ и $\tau = 1/(2f_{\text{макс}})$, где $f_{\text{макс}}$ — максимальная частота используемого диапазона, находим

$$F(i\omega) = A(\omega) = A_0 + A_1(\omega) + A_2(\omega) + \dots + A_{\kappa}(\omega) + \dots + A_n(\omega).$$

Здесь

$$\left. \begin{aligned} A_1(\omega) &= 2P_1 \cos\left(\pi \frac{f}{f_{\max}}\right) \\ A_2(\omega) &= -2P_2 \cos\left(2\pi \frac{f}{f_{\max}}\right) \\ &\dots \dots \dots \\ A_k(\omega) &= 2P_k \cos\left(k\pi \frac{f}{f_{\max}}\right) \end{aligned} \right\} \quad (5.138)$$

Частотные зависимости для $A_1(\omega)$, $A_2(\omega)$ и $A_3(\omega)$ показаны на рис. 5.75а, б, в соответственно.

Коэффициент передачи корректора представляет собой сумму гармонических составляющих, амплитуды и знаки которых могут изменяться регуляторами P_k . Известно, что всякая непериодическая функция, удовлетворяющая на промежутке $0 \leq f \leq f_{\max}$ условиям Дирихле, может быть разложена в данном промежутке в ряд косинусов. При этом средняя квадратичная ошибка вследствие замены бесконечного ряда конечным будет наименьшей, если использовать коэффициенты ряда Фурье.

Отсюда следует, что, подбирая последовательно положение регуляторов P_1 , P_2 и т. д., можно наилучшим образом настроить корректор на компенсацию заданных искажений произвольной формы.

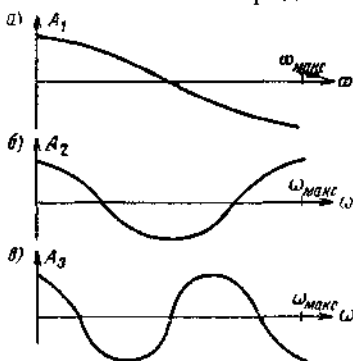


Рис. 5.75

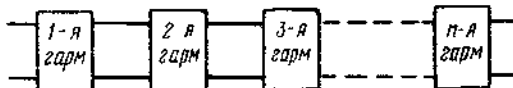


Рис. 5.76

Рассмотрим теперь еще один тип корректора, предназначенного для компенсации амплитудно-частотных искажений, — так называемый косинусный корректор. В состав этого корректора входит каскад регулирующих звеньев (рис. 5.76). Затухание каждого звена в зависимости от частоты изменяется по закону косинуса. У первого звена, как показано на рис. 5.75а, у второго — на рис. 5.75б, у третьего — на рис. 5.75в и т. д. У звена с номером n в диапазоне частот от нуля до f_{\max} укладывается n косинусоидальных полувольт затухания. Поскольку всякая практически необходимая частотная характеристика затухания корректора удовлетворяет условиям Дирихле, она может быть представлена как сумма характеристик упомянутых звеньев. Требуется только подобрать амплитуду и фазу каждой гармоники. Конструкция каждого

отдельного регулятора обеспечивает указанную возможность. Убедимся в сказанном, рассмотрим устройство и принцип действия регулятора n -й гармоники, схема которого представлена на рис. 5.77 Это — перекрытая Т-образная схема, в которой роль продольного и поперечного реактивных сопротивлений играют входные сопротивления цепочек фазовых контуров, имеющих по n звеньев в каждой.

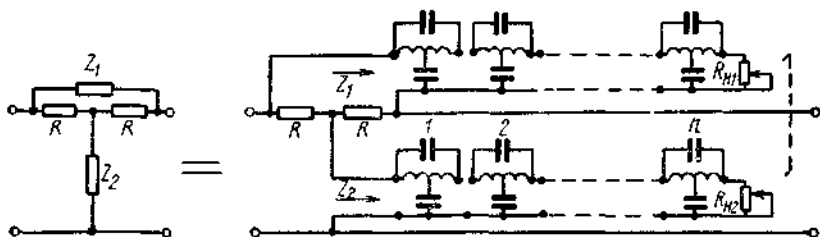


Рис. 5.77

Нагрузочные сопротивления цепочек $R_{н1}$ и $R_{н2}$ изменяются так, что при $R_{н1} = \kappa R_0$; $R_{н2} = \frac{1}{\kappa} R_0$. Таким образом, $R_{н1} R_{н2} = R_0^2$, где R_0 — характеристическое сопротивление фазового контура.

Если коэффициент отражения от нагрузки первой цепочки

$$\rho'_n = \frac{R_{н1} - R_0}{R_{н1} + R_0},$$

то для второй цепочки

$$\rho''_n = \frac{R_{н2} - R_0}{R_{н2} + R_0} = \frac{(R_0^2/R_{н1}) - R_0}{(R_0^2/R_{н1}) + R_0} = \frac{R_0 - R_{н1}}{R_0 + R_{н1}} = -\rho'_n.$$

Входное сопротивление четырехполюсника определяется выражением

$$Z = R_0 \frac{1 + \rho e^{-2g}}{1 - \rho e^{-2g}},$$

где g — постоянная передачи четырехполюсника; ρ — коэффициент отражения от нагрузки.

Считая потери в фазовых контурах, а следовательно, и затухание контуров равными нулю, находим входные сопротивления цепочек:

$$Z_1 = R_0 \frac{1 + \rho_n e^{-i2nb}}{1 - \rho_n e^{-i2nb}}; \quad Z_2 = R_0 \frac{1 - \rho_n e^{-i2nb}}{1 + \rho_n e^{-i2nb}},$$

где b — коэффициент фазы одного контура.

Сопротивления Z_1 и Z_2 взаимно обратны, поэтому затухание регулятора n -й гармоники определится по Ф-ле (5.104):

$$a_n = \ln \left| 1 + \frac{Z_1}{R_0} \right| = \ln \left| 1 + \frac{1 + p_n e^{-i2nb}}{1 - p_n e^{-i2nb}} \right| = \ln \left| \frac{2}{1 - p_n e^{-i2nb}} \right|, \quad (5.139)$$

откуда $a_n = \ln 2 - \ln |1 - p_n e^{-i2nb}|$.

Переходя к тригонометрической форме, получим

$$\begin{aligned} a_n &= \ln 2 - \ln |1 - p_n (\cos 2nb - i \sin 2nb)| = \\ &= \ln 2 - \frac{1}{2} \ln (1 + p_n^2 - 2p_n \cos 2nb). \end{aligned} \quad (5.140)$$

Известно, что $\ln(1 + \alpha) \approx \alpha$, если $\alpha \ll 1$. В косинусном корректоре коэффициент отражения берется небольшим: $|p_n| < 0,2 \div 0,3$ и $p_n^2 \ll |p_n|$. Определим при этих условиях переменную часть затухания звена косинусного корректора:

$$\Delta a_n = -\frac{1}{2} \ln (1 + p_n^2 - 2p_n \cos 2nb) \approx p_n \cos 2nb. \quad (5.141)$$

Вносимый фазовый сдвиг контура при изменении частоты от нуля до бесконечности изменяется в пределах от нуля до 2π . Если рассчитать фазовый контур так, что в диапазоне от нуля до f_{\max} сдвиг фаз будет изменяться от нуля до π , оставаясь пропорциональным частоте, то затухание регуляторов n -й гармоники будет зависеть от частоты так, как это было показано на рис. 5.75.

Настройка косинусного корректора может производиться различными способами. Рассмотрим один из них, использованный в приборе для настройки косинусных корректоров (ЛНKK).

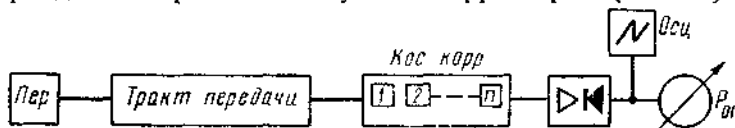


Рис. 5.78

Ко входу корректируемого участка тракта подключается генератор колебаний постоянной амплитуды с частотой, периодически изменяющейся во времени по линейному закону. К выходу корректируемого участка после косинусного корректора подключаются линейный детектор, осциллограф и измеритель мощности огибающей (рис. 5.78). В качестве последнего используется ламповый вольтметр с квадратичной характеристикой.

Если затухание тракта передачи не зависит от частоты, напряжение на его выходе будет постоянным. На экране осциллографа будет видна характеристика без искажений. Измеритель мощности огибающей покажет нулевое отклонение. При неравномерной частотной характеристике затухания напряжение на выходе тракта передачи будет изменяться во времени. Амплитуда

огibaющей сигнала будет тем больше, чем значительнее искажения. Величина и характер искажений будут видны на экране осциллографа. Показания измерителя мощности будут тем больше, чем значительнее неравномерность характеристики затухания тракта.

Настраивая регуляторы гармоник последовательно от первого до последнего, добиваются уменьшения мощности огibaющей. При этом, если регулятор с номером k настроен правильно, амплитуда соответствующей гармоники затухания регулятора будет соответствовать коэффициенту ряда Фурье, а это означает, что регулировка звена с номером $k+1$ не повлияет на настройку k -го регулятора.

КОРРЕКЦИЯ ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Телевизионная, фототелеграфная и телеграфная передачи, а также передача данных чувствительны к изменению формы сигнала. Гармонический корректор может компенсировать одновременно амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения, следовательно, он корректирует и форму сигнала.

Можно представить себе процесс коррекции формы сигнала без обращения к частотным характеристикам. Предположим, что в тракт передачи поступает сигнал a (рис. 5.79а), а на выходе тракта появляется сигнал b (рис. 5.79б). Если за начало сигнала принять точку t_1 , то для восстановления формы сигнала корректор должен выработать сигнал c (рис. 5.79в). Часть корректирующего сигнала должна опережать, а часть отставать от основного сигнала.

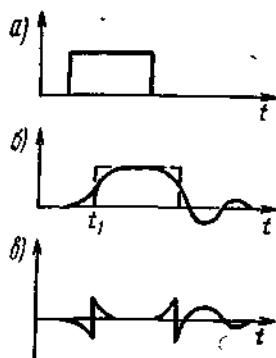


Рис. 5.79

Рассматривая работу гармонического корректора, мы нашли выражение (5.129), из которого видно, что на выходе корректора, кроме основного сигнала, имеются также отстающие и опережающие сигналы $P_k U e^{-ik\omega t}$ и $P'_k U e^{ik\omega t}$. Это означает, что при достаточно большом количестве отводов, выбрав подходящие значения коэффициентов P_k , можно сформировать опережающий и отстающий сигналы, которые необходимы для коррекции формы.

КОРРЕКЦИЯ ЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В СТАНДАРТНЫХ КАНАЛАХ ТОНАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ

Коррекция амплитудно-частотных искажений в канале тч в случае необходимости производится выравнивающими четырехполюсниками или корректирующими двухполюсниками на входе и в цепи обратной связи усилителей, включаемых в приемной части канала. Рассмотрим принцип коррекции с помощью обратной свя-

зи на примере транзисторного усилительного каскада с отрицательной обратной связью по току (рис. 5.80а).

Сопротивление R_1 определяется минимальной глубиной отрицательной обратной связи, необходимой для обеспечения стабильности характеристик усилительного каскада. В зависимости от

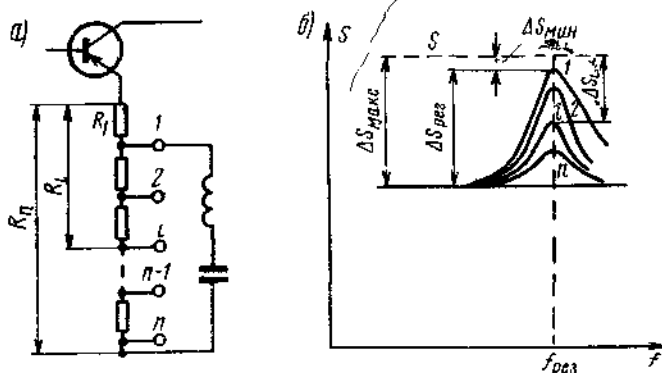


Рис. 5.80

схемы включения резонансного контура можно обеспечить частотные характеристики усиления усилителя, показанные на рис. 5.80б. Часто в цепь обратной связи включают не один, а несколько контуров, которые корректируют искажения в разных областях частотного диапазона канала.

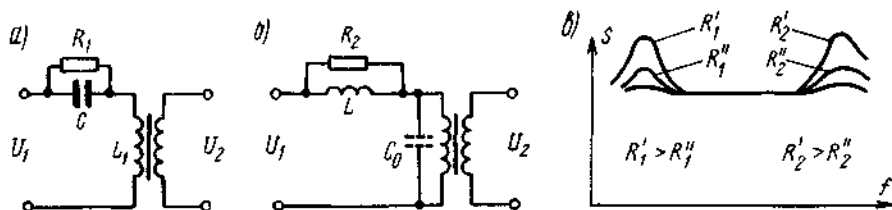


Рис 5.81

Возможно включение корректирующих двухполюсников на входе усилителя (рис. 5.81а, б). В обеих схемах используется явление резонанса напряжений: в первой между емкостью C и индуктивностью L_1 первичной обмотки входного трансформатора, а во второй между индуктивностью L и межвитковой емкостью C_0 трансформатора. Коэффициент передачи и в той и в другой схемах, а следовательно, и коэффициент усиления усилителя на резонансной частоте возрастает.

Для уменьшения всплеска усиления конденсатор C и индуктивность L могут шунтироваться сопротивлениями R_1 и R_2 . Влияние этих сопротивлений показано на рис. 5.81в.

§ 5.6. Автоматическое регулирование уровня

НАЗНАЧЕНИЕ СИСТЕМЫ АРУ

Затухание тракта передачи непрерывно изменяется. Основная причина этих изменений — зависимость затухания линии от метеорологических условий. Так, затухание усилительного участка воздушной линии из цветных металлов длиной 100 км при частоте 143 кгц может изменяться на 9 *неп* (рис. 5.54а). Кабельные линии менее подвержены влиянию метеорологических условий. Их затухание зависит от температуры грунта. При колебаниях температуры на 25° изменение затухания линии длиной 100 км доходит до 1 *неп* для верхнего по частоте канала 60-канальной системы (см. рис. 5.54б). На длинных магистралях изменения затухания линии связи могут измеряться десятками *неп*.

Менее значительны по величине, но все же существенны изменения усиления усилителей. Несмотря на то, что они стабилизированы глубокой отрицательной обратной связью, на магистрали длиной несколько тысяч километров эти изменения доходят до 1 *неп* за неделю.

По нормам МККТТ среднеквадратичное отклонение остаточного затухания канала длиной 2500 км должно быть не больше 0,17 *неп*. Очевидно, что при отсутствии регулировки изменения остаточного затухания будут значительно больше. Но дело не только в этом. Рассмотрим диаграммы уровней, показанные на рис. 5.82. Все три диаграммы построены для случая, когда на промежуточных и оконечных станциях нет устройств регулировки усиления. Первая диаграмма соответствует среднему, вторая — повышенному и третья — пониженному затуханию линии. При увеличении затухания диаграмма уровней постепенно опускается. Вследствие этого увеличивается остаточное затухание и уменьшается помехозащищенность на входе всех усилителей. В случае уменьшения затухания линия диаграмма уровней поднимается. При этом уменьшается остаточное затухание, снижается устойчивость и повышаются уровни на выходе усилителей. Повышение выходного уровня вызывает перегрузку усилителей и увеличение нелинейных межканальных переходов.

Таким образом отсутствие регулировки приводит к неприятным последствиям. Регулировка в конце магистрали не спасает положение. Необходимо обеспечить постоянство уровня на выходе усилителей (всех или части) во всем диапазоне передаваемых частот при любом изменении затухания отдельных участков тракта или, другими словами, рабочее усиление усилительных станций во всем диапазоне передаваемых частот должно изменяться в строгом соответствии с изменением рабочего затухания прилегаю-

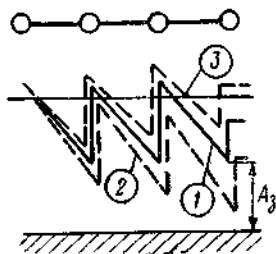


Рис. 5.82

щих участков регулирования. Это достигается применением в современной многоканальной аппаратуре системы автоматического регулирования усиления (АРУ), которое осуществляется с помощью специального оборудования, образующего контрольный канал.

ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ СИСТЕМЫ АРУ

Сигналы, проходящие по отдельным каналам многоканальной системы, различны по характеру и, как правило, не постоянны по уровню. Поэтому для определения необходимости регулировки на передающей станции включают генераторы контрольных частот, стабилизированные по уровню.

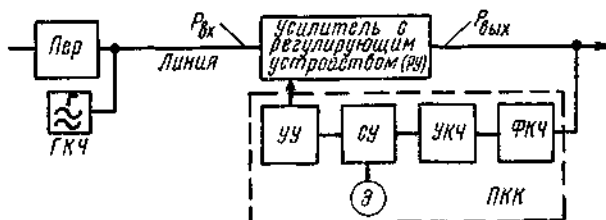


Рис 5 83

На рис. 5.83 приведена блок-схема контрольного канала, в котором для управления используется один генератор контрольной частоты. Основными элементами контрольного канала являются: генератор контрольной частоты *ГКЧ*; приемник контрольного канала *ПКК*, состоящий из фильтра и усилителя контрольной частоты *ФКЧ* и *УКЧ*, сравнивающего устройства *СУ* с эталоном *Э* и управляющего устройства *УУ*; регулирующее устройство *РУ*.

Генераторы контрольных частот устанавливаются на конечных станциях магистрали. К генераторам предъявляются весьма жесткие требования как в отношении постоянства частоты, так и особенно в отношении постоянства выходного уровня. Значительные колебания последнего приводят к ложной работе системы АРУ и, следовательно, к неправильной регулировке. В многоканальных системах, как правило, устанавливаются самостоятельные генераторы с кварцевой стабилизацией частоты и автоматической стабилизацией выходного уровня с допустимым отклонением $\pm 0,03 \text{ пер}$. Иногда для получения контрольных частот используют генератор гармоник, предназначенный для создания несущих частот, если контрольная частота представляет собой гармонику частоты задающего генератора.

Контрольные частоты выбираются внутри или вблизи общего диапазона частот, используемого для передачи полезной инфор-

мации, но вне полос отдельных каналов. Тогда, с одной стороны, токи контрольных частот претерпевают в тракте те же изменения, что и токи передаваемой информации, а с другой стороны, контрольные токи легко выделить при помощи фильтров и использовать их для управления регуляторами.

Уровень контрольной частоты устанавливается достаточно низким для исключения вынужденных нелинейных переходов между каналами и уменьшения загрузки группового тракта.

Приемники контрольного канала подключаются к выходу регулируемых усилителей обоих направлений передачи всех или части промежуточных усилительных станций, а также к приемной части оконечных станций.

Фильтр контрольной частоты *ФКЧ* предназначен для выделения контрольного сигнала. *ФКЧ* — узкополосный, в многоканальных системах — кварцевый. Затухание фильтра для токов передаваемой информации должно быть большим. Изменения затухания в полосе пропускания не должны превышать двух-трех сотых непера. Входное сопротивление — большое, чтобы не шунтировать основной тракт и не вносить значительных амплитудно-частотных искажений.

Мощность контрольного сигнала на выходе *ФКЧ* очень мала — порядка 10^{-2} мквт. Этой мощности недостаточно для работы сравнивающего устройства, поэтому на выходе *ФКЧ* включают усилитель контрольной частоты *УКЧ* с большим усилением (до $7 \div 9$ непер). Стабильность *УКЧ* должна быть очень высокой.

Сравнивающее устройство *СУ* выявляет наличие отклонения уровня контрольного сигнала от нормы и в зависимости от знака и величины этого отклонения оказывает соответствующее воздействие на управляющее устройство, которое изменяет величину затухания регулирующего устройства так, что уровень контрольного сигнала на выходе регулируемого усилителя приближается к требуемому значению. Сравнение может происходить по напряжению, току, сопротивлению, магнитному потоку и т. п.; в зависимости от этого применяется тот или иной эталон Э.

Управляющее устройство *УУ* управляет действием регулирующего устройства. В зависимости от способа управления системы АРУ делятся на электромеханические, электротермические и электрические¹⁾.

Электромеханическими называются системы, в которых управление регуляторами (изменением их параметров) осуществляется электромеханическими устройствами (в современных системах — электродвигателями). При нормальном уровне контрольной частоты управляющее устройство находится в статическом состоянии (например, двигатель неподвижен). В случае изменения (увеличения или уменьшения) уровня контрольной частоты уп-

¹⁾ В современных многоканальных системах применяются также электротермомеханические системы АРУ.

равляющее устройство приходит в движение (двигатель вращается в одну или другую сторону) и изменяет тем самым параметры регуляторов. Новое статическое состояние наступает при восстановлении нормального уровня контрольной частоты.

Электромеханические системы весьма громоздки, содержат движущиеся механические части, а потому довольно капризны в эксплуатации. Однако они обладают и существенными достоинствами:

- позволяют управлять регуляторами в широких пределах изменения затухания участков тракта;

- обеспечивают высокую точность регулирования;

- дают возможность простыми средствами блокировать системы АРУ при резких скачкообразных изменениях уровня и предотвращают ненужную работу АРУ при кратковременных отклонениях уровня от нормального значения.

Электромеханические системы АРУ широко применяются в аппаратуре для воздушных линий.

Электротермическими называются системы, в которых управление параметрами регуляторов осуществляется при помощи теплоуправляемых сопротивлений — термисторов.

Теплоуправляемое сопротивление относится к группе сопротивлений, значения которых определенным образом зависят от окружающей температуры. Так, например, термистор обладает большим отрицательным температурным коэффициентом. Регулирование основано на том, что теплоуправляемое сопротивление само является элементом регулятора.

Окружающая температура и, следовательно, значение сопротивления определяются величиной тока контрольной частоты, т. е. уровнем ее на выходе усилителя. Изменение уровня контрольной частоты приводит к изменению теплоуправляемого сопротивления и, следовательно, к изменению параметров регулирующего контура.

Электротермические системы весьма просты, не содержат механических частей и в этом их достоинство. Основным недостатком этих систем состоит в трудности получения широких пределов регулирования, что обусловлено сложностью изготовления теплоуправляемых сопротивлений с большими пределами изменений сопротивления.

Электротермические системы в настоящее время применяются в аппаратуре для кабельных линий.

Электрическими называются системы, в которых управление регулирующими устройствами осуществляется чисто электрическим путем. Примером может служить использование в качестве регулирующего устройства усилителя, коэффициент усиления которого изменяется при изменении напряжения смещения (использование криволинейного участка характеристики лампы или транзистора). В этом случае схема обеспечивает изменение этого напряжения при изменении напряжения контрольной частоты.

Широко используемые в радиоприемных устройствах (благодаря своей простоте) электрические системы в многоканальной аппаратуре нашли ограниченное применение. Это объясняется тем, что, кроме недостатков, присущих электротермическим системам, электрические системы обладают еще одним серьезным недостатком — значительной нелинейностью на выходе регулирующего усилителя, что совершенно недопустимо в групповых усилителях.

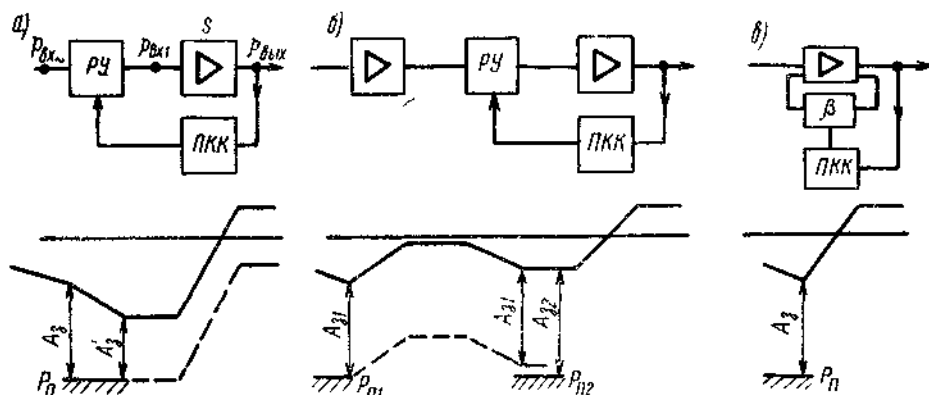


Рис. 5.84

Регулирующие устройства могут быть включены на входе, между усилительными каскадами и в цепи обратной связи усилителя (рис. 5.84). Чаще всего в качестве регулирующего устройства используется пассивный четырехполюсник, затухание которого изменяется под действием управляющего устройства. Поэтому включение регулирующего устройства $РУ$ на входе усилителя (рис. 5.84а) приводит к увеличению собственных помех в каналах. В самом деле, измерительный уровень на входе усилительного элемента $P_{вх1}$ не зависит от положения регулятора и от $P_{вх} \sim$. Так как усиление S усилительного элемента рассчитывается, исходя из максимально возможного затухания регулируемого участка линии, то разность уровней полезного сигнала и помехи, возникающей во входных цепях усилителя, всегда будет минимальной (A'_2), даже если уменьшится затухание участка. Включение регуляторов перед усилительным элементом как бы удлиняет участок (увеличивает затухание). Этот недостаток существенно сказывается в кабельных цепях, где, как известно, приходится считаться с собственными помехами, возникающими на входе усилителя.

Достоинством указанного способа является практическая возможность регулирования в широких пределах изменения затухания линии.

При включении регулирующего устройства между каскадами (рис. 5.84б) затухание его не влияет на помехозащищенность на входе первого каскада. Мощность помех, приходящих к концу канала со входа первого каскада, не увеличивается. Благодаря усилению сигнала первым каскадом защищенность от собственных помех, возникших во входной цепи второго каскада, достаточно велика и снижение ее из-за включения регулирующего устройства не опасно.

Недостатком этой схемы является большая сложность и невозможность охватить общей обратной связью все каскады усилителя, так как действие обратной связи нейтрализует работу регулирующего устройства.

Включение регулирующего устройства в цепь обратной связи усилителя (рис. 5.84 в) позволяет повышать помехозащищенность при уменьшении затухания участка регулирования. Однако большие изменения затухания регулирующего устройства могут снизить устойчивость усилителя от самовозбуждения. Кроме того, уменьшение глубины отрицательной обратной связи приводит к снижению величины затухания нелинейности и увеличению нелинейных помех. Поэтому диапазон регулировки в цепи обратной связи сравнительно невелик.

Как правило, в многоканальных системах для воздушных линий связи применяются два первых способа включения регулирующего устройства, а в кабельных системах — все три. При этом в многоканальной аппаратуре для кабельных линий связи во избежание увеличения собственных помех предпочтение отдают регулировке в цепи обратной связи.

ДИНАМИЧЕСКАЯ КОРРЕКЦИЯ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИИ

Изменения затухания линии на различных частотах неодинаковы. В системах уплотнения коаксиального кабеля, использующих диапазон частот выше 60 кГц, эти изменения пропорциональны изменениям температуры и корню квадратному из частоты:

$$\Delta\alpha_{\Delta t} = \kappa \Delta t \sqrt{f},$$

где κ — коэффициент пропорциональности.

В данном случае по изменению затухания на одной контрольной частоте можно судить о ходе всей частотной характеристики изменения затухания.

Изменения затухания в симметричном кабеле и на воздушных линиях связи происходят по более сложным законам. Эти изменения разделяют на три составляющие: плоскую, наклонную и криволинейную (рис. 5.85а). В случае необходимости применяют три типа регуляторов: плоский, наклонный, криволинейный (рис. 5.85б, в, г).

В зависимости от того, каким числом контрольных частот управляются регуляторы, различают одночастотные, двухчастотные и трехчастотные системы АРУ.

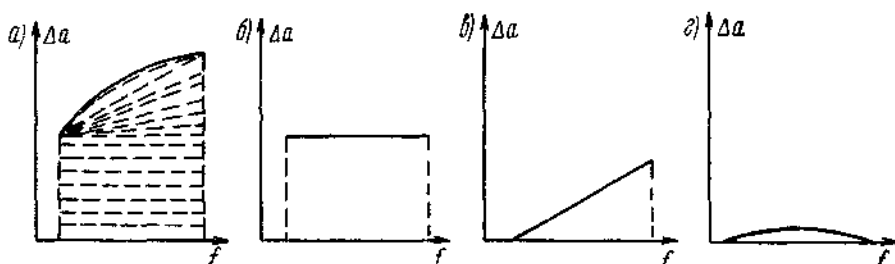


Рис. 5.85

На рис. 5.86 показан пример изменения частотных характеристик усиления регулируемого усилителя, когда используются три регулятора, причем каждый управляется отдельной контрольной частотой: плоский регулятор $f_{пл}$, наклонный $f_{накл}$ и криволинейный $f_{кр}$.

Такой способ регулирования (трехчастотная система АРУ) дает весьма близкое совпадение характеристики усиления усилителя и затухания прилегающего участка линии, но при этом система получается сложной и не всегда оправданной. Более простыми являются одночастотная и двухчастотная системы АРУ.

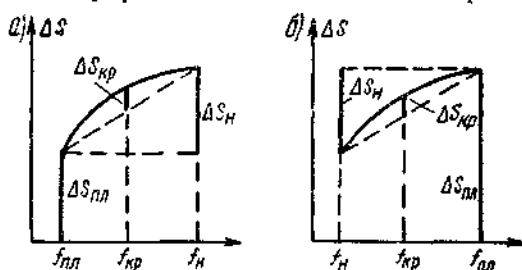


Рис. 5.86

Одночастотная система может быть использована для плоской, плоско-наклонной и плоско-наклонно-криволинейной регулировок. Работа плоского регулятора поясняется рис. 5.87а. Здесь сплошными линиями показаны частотные характеристики затухания линии при различных метеорологических условиях, а штриховыми — частотные характеристики усиления. При определенных условиях частотные характеристики затухания и усиления совпадают; при этом достигается достаточно хорошая коррекция амплитудно-частотных искажений линии. В случае изменения условий усиление равно затуханию только на одной — контрольной — частоте. По краям диапазона возникают значительные искажения. Указанная система регулировки применяется только в одноканальной аппаратуре.

Значительно лучше корректируются амплитудно-частотные искажения при одночастотной плоско-наклонной регулировке (рис. 5.87б). В этом случае регулятор создает веерообразное семейство

характеристик, благодаря чему погрешность регулировки при различных метеорологических условиях уменьшается. Однако частотная характеристика затухания линии определяется затуханием при контрольной частоте неоднозначно.

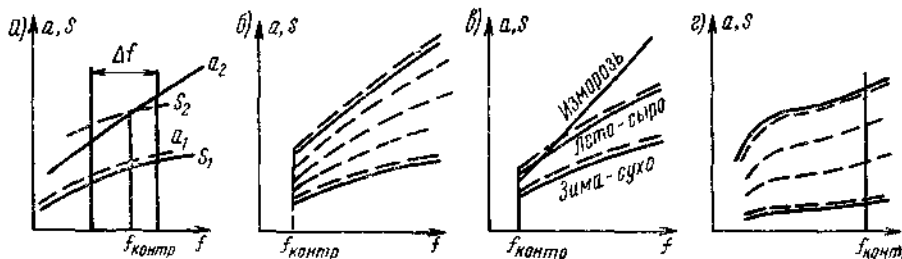


Рис. 5.87

Может оказаться, что при различных условиях затухание линии на контрольной частоте одинаково, а на других частотах различно, как, например, на воздушных линиях (рис. 5.87в). Это обстоятельство приводит к появлению значительных амплитудно-частотных искажений.

Одночастотная плоско-наклонно-криволинейная регулировка (рис. 5.87 г) также не обеспечивает точного корректирования амплитудно-частотных искажений линии.

Недостатки одночастотной системы АРУ в значительной степени устраняются применением двухчастотного регулирования. В данном случае одна контрольная частота управляет плоским регулятором, а другая — наклонным регулятором, при этом изменения криволинейной составляющей затухания линии остаются некомпенсированными. Такая система применяется в многоканальной аппаратуре для воздушных и симметричных кабельных линий связи.

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМ АРУ

Каждая конкретная система АРУ, помимо принадлежности к тому или иному типу, оценивается также по основным характеристикам: порогу чувствительности, пределам регулирования, погрешности регулирования, скорости регулирования. *Порогом чувствительности* системы АРУ называется минимальная величина изменения уровня $|\Delta p|$, при которой начинается регулирование. Естественно, надо стремиться, чтобы эта величина была по возможности меньшей. В электротермических и электрических системах она равна нулю. В электромеханических системах $|\Delta p| \leq 0,05 \text{ nep}$.

Необходимые *пределы регулирования* определяются возможными пределами изменения затухания во времени прилегающего участка регулирования.

Погрешность регулирования одиночного регулятора (на одной усилительной станции) представляет собой отклонение относи-

тельных уровней в отдельных каналах от номинального значения, происшедшее в результате регулирования. Эта погрешность зависит от порога чувствительности, степени расхождения частотной характеристики затухания участка регулирования и усиления усилительной станции, а также от неточности регулирования на контрольной частоте. Остановимся подробнее на последнем факторе.

Неточное регулирование имеет место при применении статических регуляторов (например, в электротермических системах АРУ). Это обстоятельство вызвано тем, что между уровнем контрольной частоты на выходе усилителя и значением термоуправляемого сопротивления (которое является элементом регулирующего устройства) существует однозначное соответствие. Поэтому если нормальному уровню контрольной частоты соответствует определенное значение параметров регулирующего устройства, то изменения этих параметров, вызванные изменением затухания регулируемого участка, не могут привести к установлению прежнего нормального уровня, а новое стационарное состояние системы предполагает некоторое отклонение уровня от нормального, причем это отклонение тем больше, чем больше изменение затухания регулируемого участка.

Пусть в исходном положении установлены номинальное усиление усилителя S и номинальные уровни на входе и выходе усилителя $p_{вх}$ и $p_{вых}$, так что $S = p_{вых} - p_{вх}$. При изменении уровня на входе на величину $\Delta p_{вх}$ в результате работы системы АРУ установится новое уравновешенное состояние, при котором усиление изменится на ΔS , а уровень на выходе на $\Delta p_{вых}$ и, следовательно, $S + \Delta S = (p_{вых} + \Delta p_{вых}) - (p_{вх} + \Delta p_{вх})$ или

$$\Delta S = \Delta p_{вых} - \Delta p_{вх}. \quad (5.142)$$

Для оценки точности регулирования введем понятие о коэффициенте связи системы регулирования, показывающем, во сколько раз приращение уровня на выходе усилителя меньше вызванного им приращения усиления: $m = \Delta S / \Delta p_{вых}$. Тогда ур-ние (5.142) запишется так:

$$\left. \begin{aligned} & m \Delta p_{вых} = \Delta p_{вых} - \Delta p_{вх} \\ \text{или} & \Delta p_{вых} = \Delta p_{вх} \frac{1}{1 - m} \end{aligned} \right\}. \quad (5.143)$$

Заметим, что коэффициент связи всегда отрицательная величина, так как увеличение уровня на выходе усилителя вызывает уменьшение его усиления и наоборот.

Из ф-лы (5.143) видно, что чем больше (по абсолютной величине) коэффициент связи, тем точнее регулирование (меньше $\Delta p_{вых}$).

Величина коэффициента связи системы регулирования зависит от схемы приемника контрольного канала и свойств регулирующего контура. В современных системах обеспечивается дос-

таточно большое (по абсолютной величине) значение коэффициента связи, что приводит к сравнительно небольшой неточности регулирования.

Погрешность регулирования всей системы характеризует отклонение от номинального значения остаточного затухания канала. Возможное максимальное отклонение остаточного затухания от номинального значения Δa_r может быть определено по формуле

$$\Delta a_r = \sum_{i=1}^N \Delta a_i + \Delta p_k, \quad (5.144)$$

где Δa_i — разность между изменением затухания участка регулирования и изменением усиления усилительной станции на соответствующей частоте; N — число регулируемых усилителей на магистрали; Δp_k — неточность регулирования на контрольной частоте.

Когда отклонение остаточного затухания во времени Δa_r превышает заданную величину (при большой протяженности магистрали и широкой полосе частот системы) в дополнение к АРУ применяются специальные корректоры.

Скорость регулирования является весьма важной характеристикой системы АРУ. В электромеханических системах она определяется, в первую очередь, скоростью работы регулирующего механизма, например, скоростью вращения мотора, а также характеристиками регулируемых элементов; в электротермических и электрических системах — постоянной времени регулирующей цепи.

При определении допустимой скорости регулирования должен быть учтен ряд факторов. С одной стороны, эта скорость должна быть достаточной, чтобы успевать следить за возможными, даже самыми быстрыми, изменениями во времени затухания линии. С другой стороны, известно, что при очень большой скорости регулирования возможны большие искажения сигналов передачи данных, передаваемых по каналам многоканальных систем. Кроме того, допустимая скорость регулирования определяется тем, что на магистрали одновременно действует большое число отдельных регулирующих устройств (одиночных регуляторов), составляющих систему АРУ. Все это чрезвычайно затрудняет теоретические исследования вопроса о скорости регулирования. Во всяком случае ясно, что применяемая скорость регулирования зависит от системы.

ДИНАМИКА РАБОТЫ АРУ

Проведенное выше рассмотрение принципа действия системы автоматического регулирования не дает полного представления о работе устройства АРУ. Остается не решенным вопрос о ха-

рактуре переходных процессов в отдельном регуляторе и в цепи, состоящей из большого количества усилителей с устройствами АРУ.

Характер переходных процессов в автоматических регулирующих устройствах, не имеющих в цепи управления реле (к ним относятся устройства электротермической и электрической систем), существенно отличается от характера процесса в релейных регуляторах. Рассмотрим сначала динамику работы автоматического регулирующего устройства без реле в цепи управления. При небольших изменениях входного уровня такое регулирующее устройство можно считать линейным.

Динамика работы линейных регуляторов уровня. Изменение напряжения $\Delta U_{\text{вых}}(i\omega)$ на входе усилителя с устройством АРУ может происходить скачком или плавно. Скачки напряжения появляются при переключении трактов передачи, при подключении измерительных приборов и т. п. Плавные изменения напряжения вызываются изменениями метеорологических условий, старением элементов аппаратуры и пр. Суточные и сезонные колебания температуры являются причиной медленных периодических изменений затухания линии.

Предположим, что изменения напряжения на входе усилителя с АРУ имеют гармонический характер. Если усилитель с устройством АРУ является линейной системой, то изменения напряжения $\Delta U_{\text{вых}}(i\omega)$ на выходе усилителя также будут происходить по гармоническому закону. Комплексная передаточная функция, или комплексная частотная характеристика усилителя с АРУ, будет равна:

$$\Phi(i\omega) = \frac{\Delta U_{\text{вых}}(i\omega)}{\Delta U_{\text{вх}}(i\omega)}.$$

При медленных изменениях, т. е. при малой частоте колебаний входного напряжения, благодаря работе АРУ изменения выходного напряжения малы. Модуль частотной характеристики усилителя с АРУ будет значительно меньше единицы.

При быстрых изменениях входного напряжения устройство АРУ не успевает осуществлять регулировку и колебания входного напряжения полностью передаются на выход усилителя. Модуль частотной характеристики равен единице (рис. 5.88).

Если на какой-либо частоте ω_0 модуль $|\Phi(i\omega_0)| > 1$, то изменения входного напряжения, происходящие с этой частотой, будут передаваться на выход усилителя увеличенными в $|\Phi(i\omega_0)|$ раз. Наличие всплеска на частотной характеристике приводит к тому, что устройство АРУ не только не уменьшает, а, наоборот, увеличивает колебания напряжения, происходящие с частотой ω_0 .

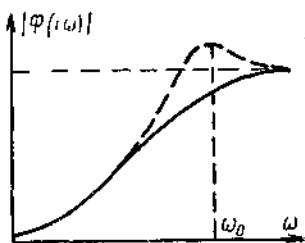


Рис. 5.88

При проектировании системы АРУ в случае, когда не удается избежать появления всплеска на частотной характеристике усилителя с АРУ, необходимо хотя бы так выбрать частоту ω_0 , чтобы она не совпадала с возможной частотой периодических изменений затухания тракта.

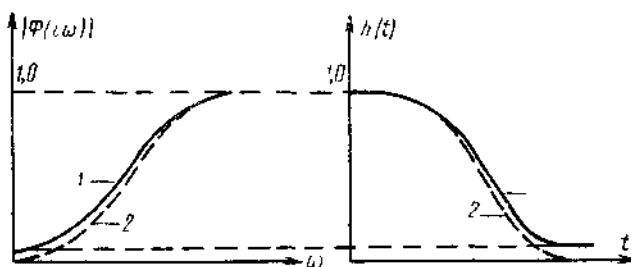


Рис. 5.89

Предположим теперь, что входное возмущение имеет вид единичного скачка напряжения. Реакция на единичный скачок называется *переходной характеристикой*. В курсе теории линейных электрических цепей доказывается, что

$$h(t) = \frac{\Phi_0}{2} + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\Phi(i\omega)}{i\omega} e^{-i\omega t} d\omega. \quad (5.145)$$

Из этого следует, что переходная характеристика линейного устройства определяется его частотной характеристикой.

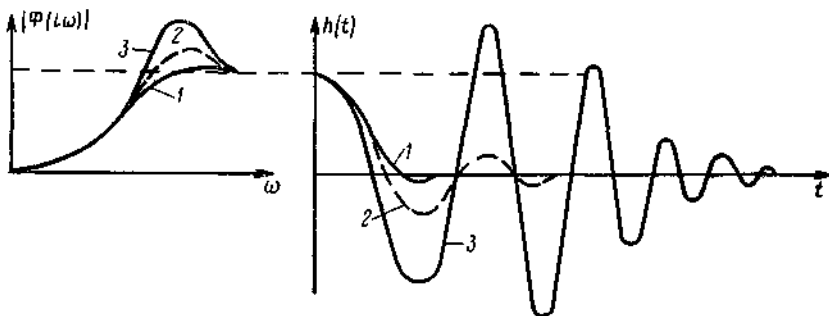


Рис. 5.90

Анализ ф-лы (5.145) позволяет сделать следующие выводы:

- 1) $\lim_{t \rightarrow \infty} h(t) = \lim_{\omega \rightarrow 0} \Phi(i\omega)$ (рис. 5.89)¹⁾;
- 2) $\lim_{t \rightarrow 0} h(t) = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \Phi(i\omega)$ (рис. 5.89);

¹⁾ На рис. 5.89 и 5.90 частотные и соответствующие им переходные характеристики обозначены одинаковыми цифрами

3) для того чтобы переходная характеристика была монотонной, частотная характеристика также должна быть монотонной⁴⁾;

4) частотным характеристикам, имеющим всплеск, соответствуют немонотонные переходные характеристики, т. е. возникает перерегулировка. Чем больше величина всплеска частотной характеристики, тем более значительны колебания переходной характеристики (рис. 5.90).

Рассмотрим теперь динамику процесса регулирования в цепи, состоящей из n усилителей с одинаковыми устройствами АРУ. Частотная характеристика такой цепи определяется выражением

$$\Phi_n(i\omega) = [\Phi(i\omega)]^n = e^{na(\omega)} e^{in\varphi(\omega)}, \quad (5.146)$$

где $a(\omega)$ — логарифмическая амплитудно-частотная характеристика отдельного усилителя с устройством АРУ (по огибающей); $\varphi(\omega)$ — фазо-частотная характеристика усилителя с АРУ.

При значительной величине всплеска частотной характеристики одного усилителя с АРУ и большом количестве таких усилителей переходный процесс в цепи характеризуется значительными колебаниями. Величина перерегулировки во много раз превышает первоначальный скачок уровня на входе цепи (рис. 5.91).

Для улучшения динамических процессов регулирования следует избегать включения большого количества одинаковых регуляторов в цепь. Кроме того, каждый регулятор должен иметь по возможности более равномерную частотную характеристику.

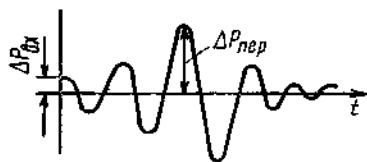


Рис. 5.91

Динамика работы регуляторов уровня релейного типа. Устройства автоматической регулировки уровня, содержащие в цепи управления реле, относятся к нелинейным системам регулирования, и приведенная выше оценка перерегулировки к ним неприменима. Проведем анализ работы регуляторов с релейным элементом.

Предположим, что скорости работы всех регуляторов одинаковы и постоянны, возмущение в виде единичного скачка уровня действует только на входе первого регулятора, задержка работы АРУ равна нулю, т. е. реле включает двигатель регулятора при малейшем отклонении выходного уровня от нормы. Динамику процесса регулирования проследим с помощью диаграмм, приведенных на рис. 5.92.

Допустим, что в начальный момент времени уровень на входе первого регулятора скачком увеличился на $\Delta P_{вх1}$ (первая диа-

⁴⁾ Это требование необходимо, но недостаточно; монотонной частотной характеристике может соответствовать немонотонный, колебательный переходный процесс

грамма). Пренебрегая временем задержки сигнала в устройстве АРУ, можно считать, что в этот же момент скачок появится на выходе первого регулятора. Поскольку скорость работы регулятора значительно меньше скорости распространения сигнала по линии, то можно допустить, что в этот же момент времени скачок уровня появится на входе и выходе второго, третьего и всех следующих регуляторов.

Как только уровень на выходе первого регулятора отклонится от нормы, регулятор начнет работать, снижая уровень со скоростью v . За время t_1 уровень на выходе дойдет до нормы и регулятор остановится (вторая диаграмма).

Уровень на выходе второго регулятора изменяется в два раза быстрее под влиянием работы первого и второго регуляторов; через $t_1/2$ сек он будет нормальным (третья диаграмма).

Поскольку уровень на выходе первого регулятора в это время еще не достиг нормального значения и регулятор продолжает работать, второй регулятор, стремясь поддержать нормальный уровень, начнет работать в обратную сторону. Уровень же при этом останется неизменным.

Рассуждая аналогичным образом, можно заметить, что уровень на выходе третьего регулятора достигнет нормального значения через $t_1/3$ сек, а затем, хотя третий регулятор и будет работать в обратную сторону, противодействуя уменьшению уровня за счет работы первых двух регуляторов, уровень на его выходе все же будет продолжать уменьшаться (четвертая диаграмма), так как скорость изменения уровня на входе третьей станции в два раза больше скорости работы регулятора. Так будет происходить до значения $t_1/2$, после чего уровень начнет увеличиваться и установится нормальным в точке $2t_1/3$.

На выходе четвертой станции (см. рис. 5.92) уровень установится нормальным через $t_1/4$ сек. В течение промежутка времени от $t_1/3$ до $t_1/2$ он изменяться не будет, а затем будет уменьшаться и достигнет нормального значения при $t = 7t_1/12$.

Таким же образом можно построить диаграммы изменения уровня на выходе четвертого, пятого и последующих регуляторов.

Анализ показывает, что в цепи нелинейных регуляторов возникает перерегулировка, величина которой тем больше, чем боль-

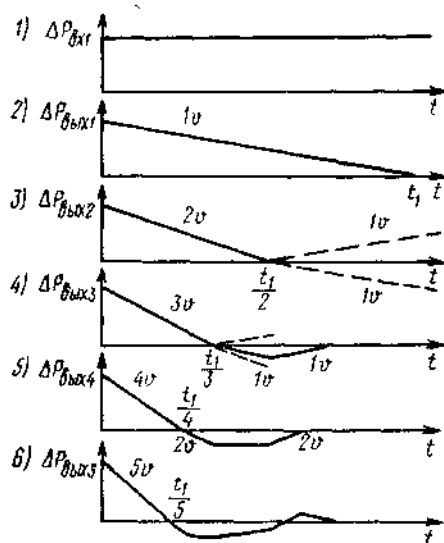


Рис. 5.92

ше число каскадно включенных регуляторов. В данном случае она не превосходит первоначального скачка.

Способы улучшения динамических процессов АРУ. Сказанное выше позволяет сделать вывод, что в цепи регуляторов как линейных, так и нелинейных процесс регулирования тем сложнее и перерегулировка тем больше, чем больше количество регуляторов. Для улучшения динамики процесса регулирования и уменьшения перерегулировки можно применять следующие способы:

- замедление начала работы регулятора, прогрессивно возрастающее по мере удаления от начала магистрали;
- переярим по контрольной частоте;
- использование регуляторов с различными скоростями работы;
- улучшение динамических характеристик отдельного регулятора;
- применение косвенной регулировки и АРУ по температуре грунта (см. ниже).

Первый способ не нашел применения, так как замедление последнего регулятора оказывается чрезмерно большим, и он не может своевременно компенсировать изменения затухания прилегающих к нему участков.

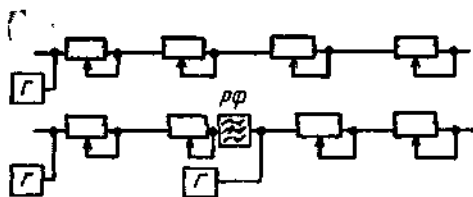


Рис. 5.93

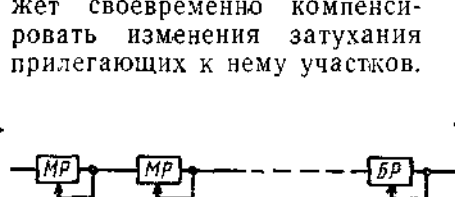


Рис. 5.94

При втором способе (рис. 5.93) магистраль разделяется на несколько участков фильтрами, не пропускающими контрольную частоту. В начале каждого участка включаются самостоятельные генераторы контрольных частот. Благодаря этому взаимозависимы оказываются регуляторы только одного, сравнительно короткого участка, а так как на таком участке число регуляторов меньше, чем на магистрали, то характер динамических процессов становится более спокойным и величина перерегулировки уменьшается. Однако данный способ требует усложнения некоторых промежуточных станций и несколько затрудняет эксплуатацию.

В случае применения третьего способа после ряда медленно работающих регуляторов МР ставится быстродействующий регулятор БР (рис. 5.94). При таком включении последний регулятор компенсирует не только изменения затухания тракта передачи, но и те изменения уровня, которые вызваны переходными процессами в цепях медленных регуляторов.

Указанный способ уменьшает перерегулировку в конце магистрали, но на выходе медленных регуляторов перерегулировка и ее вредные последствия сохраняются.

Радикальным методом сглаживания динамических процессов в цепи регуляторов является улучшение частотных характеристик отдельных регуляторов. Обычные методы коррекции частотных характеристик в устройствах АРУ осуществить трудно, так как для работы такого устройства наиболее существенны очень низкие частоты ($10^{-3} \div 10^{-1}$ гц). Поэтому часто прибегают к коррекции характеристик устройств АРУ с помощью нелинейных элементов. Необходимо отметить, что этот метод разработан еще недостаточно.

Существенного улучшения динамических процессов можно добиться, используя методы косвенной регуляции уровня.

КОСВЕННАЯ РЕГУЛИРОВКА. РЕГУЛИРОВКА ПО ТЕМПЕРАТУРЕ ГРУНТА

Рассмотренные выше устройства регуляции уровня по контрольной частоте сравнительно сложны. Каскадное включение таких регуляторов ухудшает динамику регулирования. Этими недостатками не обладают регуляторы косвенного действия, которые следят не за уровнем сигнала на выходе усилителя, а за причиной, вызвавшей изменение уровня.

На кабельных магистралях основной причиной изменения

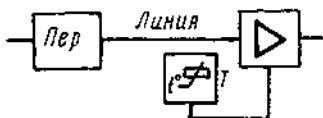


Рис. 5.95

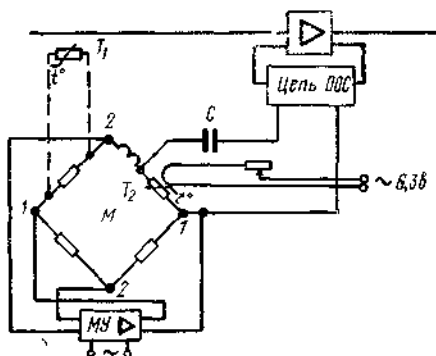


Рис. 5.96

затухания тракта является изменение температуры грунта, в котором находится кабель. Регуляторы, следящие за температурой грунта, могут быть построены по одной из двух схем.

На первой схеме (рис. 5.95) термистор T закопан в землю в $5 \div 20$ м от усилительного пункта ¹⁾. При увеличении температуры грунта сопротивление термистора уменьшается, увеличивается затухание цепи отрицательной обратной связи усилителя, возрастает усиление. Увеличение усиления компенсирует те изменения затухания

¹⁾ В некоторых системах, использующих транзисторные усилители, выделяющие мало тепла, термистор находится внутри контейнера с линейными усилителями.

хания кабеля, которые вызваны повышением температуры грунта.

Эта схема проста, но термистор и кабель, соединяющий его с усилителем, включены непосредственно в цепь обратной связи усилителя. Емкость кабеля вносит дополнительные частотные искажения. Изменения емкости и сопротивления жил кабеля нарушают стабильность усиления.

Указанных недостатков лишена схема со следящей системой (рис. 5.96). Принцип действия этой системы следующий.

Изменения сопротивления термистора T_1 , закопанного в грунт, приводят к изменению степени разбалансировки моста M . При этом изменяется напряжение в диагонали 2—2 моста. Сигнал разбаланса, усиленный магнитным усилителем $MУ$, подогрывает термистор T_2 , включенный через конденсатор C в цепь отрицательной обратной связи усилителя. Таким образом, всякое изменение сопротивления термистора T_1 приводит к соответствующим изменениям сопротивления термистора T_2 и усиления усилителя.

Следящая система работает от источника тока низкой частоты, поэтому емкость кабеля на ее работу не влияет. Провода, соединяющие термистор T_2 с регулируемым усилителем, достаточно коротки и защищены от помех, что обеспечивает нормальную работу усилителя.

Схемы регуляторов по температуре грунта рассчитываются таким образом, чтобы по возможности обеспечивалось равенство изменений затухания кабеля и усиления усилителя. Точное выполнение этого равенства для всех рабочих температур и частот невозможно, тем более, что термистор следит за температурой только в одной точке трассы, а не по всей длине кабеля.

Регуляторы по температуре грунта характеризуются следующими свойствами:

— компенсируют только те изменения затухания линии, которые вызваны колебаниями температуры грунта. По этой причине указанные регуляторы применяются только на кабельных магистралях;

— погрешности регулирования отдельных регуляторов при каскадном соединении суммируются, поэтому при сравнительно небольшой погрешности одного регулятора (обычно до 0,03 *неп*) результирующая погрешность цепи регуляторов может быть значительной;

— все регуляторы, включенные каскадно, работают независимо друг от друга. Процесс регулирования апериодический, без перерегулировок;

— сравнительно просты по устройству.

На кабельных магистралях оба типа регуляторов — по контрольным частотам и по температуре грунта — используются совместно. Большинство усилителей снабжается простыми регуляторами по температуре грунта. Небольшое количество усилителей (как правило, в обслуживаемых усилительных пунктах) снабжается регуляторами по контрольным частотам. Последние компенси-

руют не только изменения затухания прилегающего участка кабеля, но и суммарную погрешность регуляторов по температуре грунта.

В некоторых многоканальных системах кабельных линий связи об изменениях температуры грунта узнают, измеряя сопротивление жил кабеля. По величине этого сопротивления можно определить необходимую величину усиления усилителей. Усиление может регулироваться от руки или автоматически.

Об изменении температуры кабеля и, следовательно, о необходимости регулировки усиления можно судить и по изменению тока дистанционного питания. Если напряжение дистанционного питания необслуживаемых усилительных пунктов стабильно, то уменьшение тока питания свидетельствует о повышении температуры и затухания кабеля. Изменение тока питания можно использовать для автоматической регулировки усиления усилителей.

МНОГОЧАСТОТНАЯ РЕГУЛИРОВКА УРОВНЯ СО СЧЕТНО-РЕШАЮЩЕЙ СХЕМОЙ

Трехчастотная (плоская, наклонная и криволинейная) регулировка уровня обладает двумя существенными недостатками. Во-первых, совместная работа плоских, наклонных и криволинейных регуляторов приводит к ухудшению характера переходных процессов. Во-вторых, по контрольным частотам, расположенным внутри линейного диапазона частот, невозможно хотя бы грубо контролировать частотную характеристику затухания тракта за пределами этого диапазона. Такой контроль необходим, так как резкие изменения крутизны амплитудно-частотной характеристики тракта за пределами линейного диапазона частот приводят к появлению фазо-частотных искажений внутри этого диапазона.

Указанных недостатков лишена система АРУ со счетно-решающим устройством, в которой амплитудно-частотные искажения компенсируются специальными выравнителями, каждый из которых устраняет искажения, вызванные какой-либо одной причиной.

Основными причинами изменений затухания тракта передачи на длинных кабельных магистралях являются:

— температурные изменения затухания кабеля $\Delta\alpha_i(f)$ (рис. 5.97а);

— температурные изменения усиления усилителей $\Delta S_i(f)$ (рис. 5.97б);

— изменения усиления усилителей вследствие старения усилительных элементов $\Delta S_T(f)$ (рис. 5.97в);

— неточность коррекции амплитудно-частотных искажений усилителями с АРУ по температуре грунта и одночастотными АРУ $\Delta S_R(f)$ (рис. 5.97г).

Вторая и третья причины особенно сказываются в многоканальных системах коаксиального кабеля в связи с большим числом промежуточных усилителей.

На рис. 5.97 сплошными линиями показаны максимально возможные изменения затухания и усиления, а пунктирными — промежуточные характеристики. Значения промежуточных характеристик пропорциональны максимальным значениям, так что

$$\left. \begin{aligned} \Delta a_t(f) &= \kappa_{ta} \Delta a_{tm}(f) \\ \Delta S_t(f) &= \kappa_{tS} \Delta S_{tm}(f) \\ \Delta S_T(f) &= \kappa_{TS} \Delta S_{Tm}(f) \\ \Delta S_n(f) &= \kappa_n \Delta S_{nm}(f) \end{aligned} \right\} \quad (5.147)$$

Выравниватели системы АРУ, называемые причинными контурами, имеют характеристики, соответствующие ур-ниям (5.147),

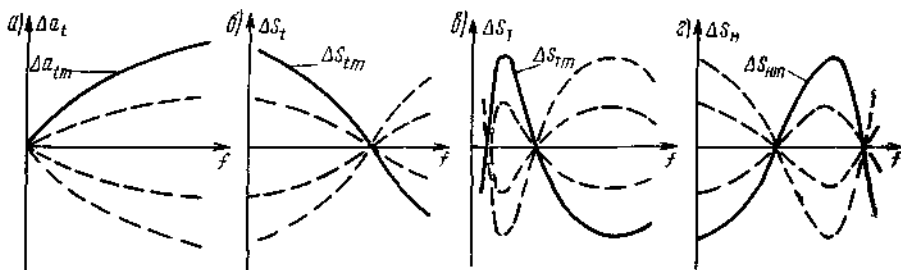


Рис. 5.97

и строятся по принципам, описанным в разд. «Переменный выравниватель с одним управляющим активным сопротивлением». Изменяя величину тока подогрева термисторов, управляющих характеристиками причинных контуров, можно добиться компенсации амплитудно-частотных искажений линейного тракта. Вычислить необходимые токи подогрева термисторов или величину коэффициентов κ_{ta} , κ_{tS} , κ_{TS} , κ_n , определяющих степень участия в регулировке каждого причинного контура, можно следующим путем.

Изменение уровня на контрольной частоте f_1 должно быть компенсировано всеми четырьмя причинными контурами, так что

$$\Delta p(f_1) = \kappa_{ta} \Delta a_{tm}(f_1) + \kappa_{tS} \Delta S_{tm}(f_1) + \kappa_{TS} \Delta S_{Tm}(f_1) + \kappa_n \Delta S_{nm}(f_1). \quad (5.148)$$

Для контрольных частот f_2 , f_3 и f_4 изменения уровня будут равны:

$$\Delta p(f_2) = \kappa_{ta} \Delta a_{tm}(f_2) + \kappa_{tS} \Delta S_{tm}(f_2) + \kappa_{TS} \Delta S_{Tm}(f_2) + \kappa_n \Delta S_{nm}(f_2), \quad (5.149)$$

$$\Delta p(f_3) = \kappa_{ta} \Delta a_{tm}(f_3) + \kappa_{tS} \Delta S_{tm}(f_3) + \kappa_{TS} \Delta S_{Tm}(f_3) + \kappa_n \Delta S_{nm}(f_3), \quad (5.150)$$

$$\Delta p(f_4) = \kappa_{ta} \Delta a_{tm}(f_4) + \kappa_{tS} \Delta S_{tm}(f_4) + \kappa_{TS} \Delta S_{Tm}(f_4) + \kappa_n \Delta S_{nm}(f_4). \quad (5.151)$$

В системе ур-ний (5.148) — (5.151) имеются четыре неизвестных: κ_{Ia} , κ_{IS} , κ_{TS} и κ_H . Их величины определяются через изменения уровня с помощью выражений:

$$\begin{aligned}\kappa_{Ia} &= a_{11} \Delta p(f_1) + a_{12} \Delta p(f_2) + a_{13} \Delta p(f_3) + a_{14} \Delta p(f_4), \\ \kappa_{IS} &= a_{21} \Delta p(f_1) + a_{22} \Delta p(f_2) + a_{23} \Delta p(f_3) + a_{24} \Delta p(f_4), \\ \kappa_{TS} &= a_{31} \Delta p(f_1) + a_{32} \Delta p(f_2) + a_{33} \Delta p(f_3) + a_{34} \Delta p(f_4), \\ \kappa_H &= a_{41} \Delta p(f_1) + a_{42} \Delta p(f_2) + a_{43} \Delta p(f_3) + a_{44} \Delta p(f_4),\end{aligned}$$

в которых коэффициенты $a_{i\kappa}$ являются функциями известных величин $\Delta a_{tm}(f_\kappa)$; $\Delta S_{tm}(f_\kappa)$, $\Delta S_{Tm}(f_\kappa)$, $\Delta S_{Hm}(f_\kappa)$ и определяются известными алгебраическими методами, например,

$$a_{11} = \frac{\begin{vmatrix} \Delta S_{tm}(f_2), \Delta S_{Tm}(f_2), \Delta S_{Hm}(f_2) \\ \Delta S_{tm}(f_3), \Delta S_{Tm}(f_3), \Delta S_{Hm}(f_3) \\ \Delta S_{tm}(f_4), \Delta S_{Tm}(f_4), \Delta S_{Hm}(f_4) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} \Delta a_{tm}(f_1), \Delta S_{tm}(f_1), \Delta S_{Tm}(f_1), \Delta S_{Hm}(f_1) \\ \Delta a_{tm}(f_2), \Delta S_{tm}(f_2), \Delta S_{Tm}(f_2), \Delta S_{Hm}(f_2) \\ \Delta a_{tm}(f_3), \Delta S_{tm}(f_3), \Delta S_{Tm}(f_3), \Delta S_{Hm}(f_3) \\ \Delta a_{tm}(f_4), \Delta S_{tm}(f_4), \Delta S_{Tm}(f_4), \Delta S_{Hm}(f_4) \end{vmatrix}}.$$

Если изменения уровня невелики, их можно заменить относительными изменениями напряжения контрольной частоты. Тогда

$$\left. \begin{aligned}\kappa_{Ia} &= a_{11} \frac{\Delta U(f_1)}{U(f_1)} + a_{12} \frac{\Delta U(f_2)}{U(f_2)} + a_{13} \frac{\Delta U(f_3)}{U(f_3)} + a_{14} \frac{\Delta U(f_4)}{U(f_4)} \\ \kappa_{IS} &= a_{21} \frac{\Delta U(f_1)}{U(f_1)} + a_{22} \frac{\Delta U(f_2)}{U(f_2)} + a_{23} \frac{\Delta U(f_3)}{U(f_3)} + a_{24} \frac{\Delta U(f_4)}{U(f_4)} \\ \kappa_{TS} &= a_{31} \frac{\Delta U(f_1)}{U(f_1)} + a_{32} \frac{\Delta U(f_2)}{U(f_2)} + a_{33} \frac{\Delta U(f_3)}{U(f_3)} + a_{34} \frac{\Delta U(f_4)}{U(f_4)} \\ \kappa_H &= a_{41} \frac{\Delta U(f_1)}{U(f_1)} + a_{42} \frac{\Delta U(f_2)}{U(f_2)} + a_{43} \frac{\Delta U(f_3)}{U(f_3)} + a_{44} \frac{\Delta U(f_4)}{U(f_4)}\end{aligned} \right\} \text{ (5.152)}$$

Положив $U(f_1) = U(f_2) = U(f_3) = U(f_4) = U$ и обозначив $a_{i\kappa}/U = 1/r_{i\kappa}$, можно построить решающую схему для определения коэффициентов κ_{Ia} , κ_{IS} , κ_{TS} и κ_H , используя 16 резисторов (рис. 5.98).

Действительно, подводя к этой схеме напряжения $\Delta U(f_1)$, $\Delta U(f_2)$, $\Delta U(f_3)$ и $\Delta U(f_4)$, получим на выходах токи i_1 , i_2 , i_3 , i_4 , пропорциональные искомым величинам. Например,

$$i_1 = \frac{\Delta U(f_1)}{r_{11}} + \frac{\Delta U(f_2)}{r_{21}} + \frac{\Delta U(f_3)}{r_{31}} + \frac{\Delta U(f_4)}{r_{41}} = \kappa_{Ia}.$$

Если токи, полученные на выходе решающей схемы, использовать для подогрева термисторов, играющих роль управляющих сопротивлений в причинных контурах, то процесс настройки этих контуров будет автоматизирован.

Решающая схема, представленная на рис. 5.98, проста, но предъявляет жесткие требования к выходным сопротивлениям усилителей контрольных частот, а также к сопротивлениям нагрузок и требует применения усилителей постоянного тока. В аппара-

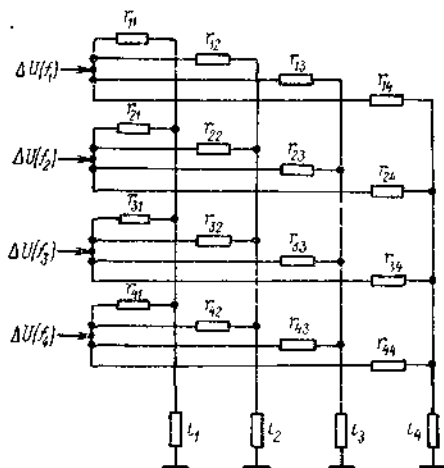


Рис. 5.98

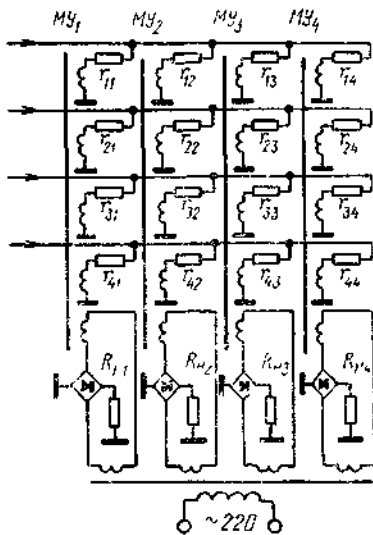


Рис. 5.99

туре К-1920 счетно-решающая схема выполнена на четырех магнитных усилителях МУ (рис. 5.99). Каждый из усилителей имеет по четыре управляющие обмотки, через которые проходят выпрямленные токи контрольных частот. При определенных значениях сопротивлений $r_{11}—r_{44}$ ампервитки этих обмоток оказываются пропорциональными коэффициентам ур-ний (5.152). Выходной ток каждого магнитного усилителя зависит от алгебраической суммы ампервитков всех четырех управляющих обмоток, т. е. является функцией четырех контрольных сигналов. Токи с выходов счетно-решающей схемы поступают на четыре реле, которые управляют специальными магнитными регулирующими устройствами МРУ, изменяющими величину тока подогрева термисторов четырех причинных контуров (рис. 5.100): контура температурных изменений затухания кабеля КТИК, контура температурных изменений усиления усилителей КТИ, контура старения усилительных элементов КСЛ и контура неточности коррекции КНК.

Благодаря работе счетно-решающего устройства регулировка по четырем контрольным частотам происходит без взаимных помех. Так, например, при изменении затухания тракта вследствие

старения усилительных элементов изменятся все контрольные токи, но на выходе решающей схемы изменится только один ток, а именно тот, который управляет затуханием контура старения усилительных элементов *КСЛ*. Затухание остальных причинных контуров не изменится. Таким образом, регуляторы взаимно развязаны.

Влияние различных факторов на частотную характеристику тракта передачи изучено в широком диапазоне частот, поэтому появляется возможность коррекции изменений затухания тракта за пределами линейного спектра с помощью контрольных частот, расположенных внутри этого спектра.

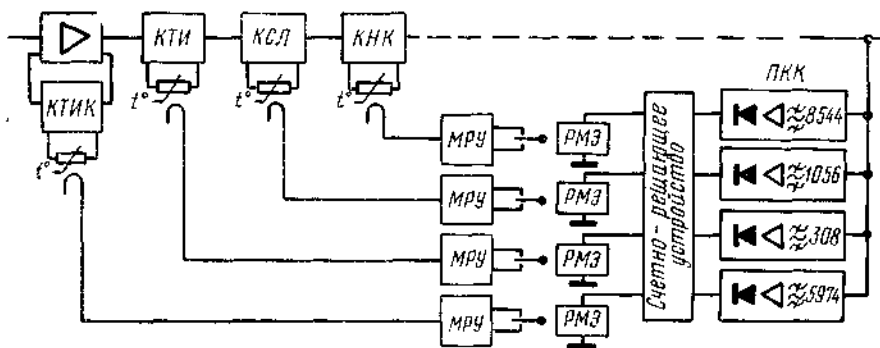


Рис. 5.100

Необходимо также отметить, что хорошие динамические свойства системы АРУ аппаратуры К-1920 обеспечиваются применением специально разработанных магнитных регулирующих устройств. Последние состоят из магнитоэлектрического двигателя и датчика индуктивности. Ток, проходящий по обмотке двигателя, взаимодействуя с магнитным полем постоянного магнита, перемещает подвижную часть двигателя, на которой закреплен индуктивный или емкостный датчик. При этом изменяется реактивное сопротивление датчика, включенного последовательно в цепь подогрева термистора, а это влечет за собой изменение сопротивления рабочего тела термистора.

Подвижная часть *MRУ* находится в вязкой жидкости, поэтому она сильно демпфирована; скорость работы *MRУ* мала, и оно приобретает свойства интегрирующего элемента. При необходимости блокировки подвижная часть *MRУ* фиксируется специальным электромагнитом.

Таким образом, магнитное регулирующее устройство эквивалентно электродвигателю с редуктором, но проще по устройству, надежнее и экономичнее.

§ 5.7. Усилители

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Усилители являются неотъемлемой частью оконечной и промежуточной аппаратуры систем многоканальной электросвязи и в соответствии с назначением подразделяются на индивидуальные, групповые и вспомогательные.

Индивидуальные усилители предназначены для усиления сигналов отдельных каналов связи. Характерной особенностью индивидуальных усилителей является то, что они, как правило, рассчитаны на усиление сигналов в сравнительно узком диапазоне частот, определяемом эффективно передаваемой полосой частот канала.

Групповые усилители служат для одновременного усиления многих независимых сигналов и применяются как в промежуточной, так и в общей частях оконечной аппаратуры многоканальных систем. Ширина рабочей полосы, на которую должны быть рассчитаны такие усилители, определяется числом каналов, способом их объединения и назначением многоканальной системы связи.

Вспомогательные усилители предназначаются для усиления несущих, контрольных и вызывных токов. Как правило, такие усилители рассчитываются на усиление мощности одночастотных сигналов и являются узкополосными (резонансными).

ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ К УСИЛИТЕЛЯМ

Наиболее трудно технически реализуемыми являются групповые усилители, так как к ним предъявляются чрезвычайно жесткие требования в отношении основных электрических характеристик. Эти требования обусловлены необходимостью обеспечить высокое качество связи при наличии на магистрали большого числа включенных друг за другом усилителей и пассивных четырехполюсников.

Как правило, выполнить те или иные требования можно различными схемными решениями. Важно, чтобы при расчете и конструировании усилителей, удовлетворяющих заданным требованиям, принималось наиболее эффективное решение с технико-экономической точки зрения.

Коэффициент усиления. Основным параметром усилителя является коэффициент усиления, который определяется отношением напряжения на выходе усилителя к напряжению на его входе ($K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$) или как разность уровней по напряжению на выходе и входе усилителя ($S = p_{\text{вых}} - p_{\text{вх}}$).

Величина коэффициента усиления зависит от назначения усилителя и места его включения. Так, например, усиление усилителей оконечной станции определяется внутренней диаграммой относительных уровней. Усиление усилителей промежуточной стан-

ции, как правило, определяется допустимым затуханием предшествующего усилительного участка. В аппаратуре многоканальной электросвязи находят применение усилители с усилением от долей непера (несколько децибел) до 8 неп (70 дб).

Выходная мощность. Для большинства усилителей аппаратуры многоканальной электросвязи (за исключением вспомогательных) требуемая выходная мощность связана с величиной относительного (измерительного) уровня на выходе усилителя и с числом каналов системы (см. гл. 2).

Максимальная неискаженная мощность усилителя P может быть рассчитана при этом по формуле

$$P = \frac{e^{2(\rho_{\text{вых}} + \Delta\rho_{\text{ду}} + \Delta\rho_{\text{пер}})}}{\eta}, \text{ мвт,} \quad (5.153)$$

где η — коэффициент надежности, показывающий, какая часть выходной мощности сохраняется к концу срока службы усилительного элемента (выходного каскада); $\rho_{\text{вых}}$ — относительный (измерительный) уровень на выходе усилителя по диаграмме уровней, установленной по одному из каналов многоканальной системы (предполагается, что во всех каналах системы этот уровень одинаков); $\Delta\rho_{\text{ду}}$ — максимально возможная величина отклонения относительного уровня во времени (за счет неточности установки диаграммы уровней и неточности регулирования в процессе эксплуатации). Рекомендуется принимать $\Delta\rho_{\text{ду}} = 0,2$ неп (2 дб), $\Delta\rho_{\text{пер}}$ — величина, учитывающая вероятность сложения максимальных мгновенных напряжений от отдельных каналов и зависящая от числа каналов в системе.

Нелинейные искажения. Одной из наиболее важных характеристик усилителя является его нелинейность. В индивидуальных усилителях нелинейные искажения могут быть в первом приближении оценены по амплитудной характеристике, которая, как известно, представляет собой зависимость уровня на выходе усилителя от уровня на его входе $\rho_{\text{вых}} = f(\rho_{\text{вх}})$ при определенной частоте ω .

Так как $S = \rho_{\text{вых}} - \rho_{\text{вх}}$, то можно амплитудную характеристику усилителя определить как зависимость усиления усилителя по напряжению от уровня на его входе (или на выходе); $S = \varphi(\rho_{\text{вх}})$ или $S = \varphi_1(\rho_{\text{вых}})$. Иногда удобнее амплитудную характеристику изображать как связь между амплитудами напряжения на выходе и входе усилителя при частоте ω : $U_{\text{вых}} = \psi(U_{\text{вх}})$.

Аналитически амплитудная характеристика усилителя, характеризующая отсутствие нелинейных искажений, выражается любой из следующих формул:

$$\left. \begin{aligned} \rho_{\text{вых}} &= S + \rho_{\text{вх}} \\ U_{\text{вых}} &= KU_{\text{вх}} \end{aligned} \right\}, \quad (5.154)$$

где S и K — постоянные величины, причем если S выражено в неперах, то $K = e^S$.

На рис. 5.101 представлены характеристики, построенные в соответствии с ф-лами (5.154).

На практике не удается получить идеальную (безыскаженную) амплитудную характеристику усилителя в основном из-за нелинейности вольтамперных характеристик усилительных элементов. При этом чем большее напряжение (большой уровень) подается на вход усилительного элемента, тем больше появляются нелинейные искажения. С этой точки зрения определяющей является выходная степень усилителя.

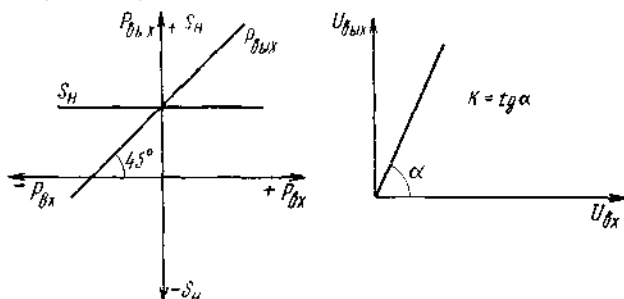


Рис. 5.101

По измеренной амплитудной характеристике усилителя можно лишь приблизительно оценить максимально допустимый уровень на выходе, исходя из условия получения неискаженной мощности. Однако для определения качества усилителя с точки зрения допустимых нелинейных искажений требуется более тщательный анализ. Особенно это относится к групповым усилителям, где нелинейность амплитудной характеристики приводит к появлению продуктов взаимодействия, вызывающих помехи в отдельных каналах системы. Это подробно рассмотрено в гл. 2.

В индивидуальных усилителях нелинейность оценивается коэффициентом нелинейных искажения $k_T = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}$,

где U_1 — амплитуда напряжения первой гармоники частоты ω на выходе усилителя; U_2, \dots, U_n — амплитуды напряжений всех высших гармоник в той же точке. При этом на вход усилителя подается синусоидальное напряжение частоты ω .

Оценка качества индивидуальных усилителей по величине коэффициента нелинейных искажений хотя и является достаточно объективной, но полного представления о влиянии нелинейности на качество связи не дает. Это объясняется следующими обстоятельствами: во-первых, различные гармонические составляющие ощущаются по-разному из-за так называемого психометрического эффекта, что не учитывается при определении коэффициента нелинейности; во-вторых, коэффициент нелинейности определяется

в предположении, что на входе усилителя действует гармоническое (синусоидальное) колебание заданной частоты, в то время как на самом деле сигнал, поступающий на вход усилителя, является многочастотным и на выходе «нелинейного» усилителя появляются не только гармоники отдельных частотных составляющих сигнала, но и их комбинации, которые сложным образом распределяются по спектру частот; в-третьих, из-за ограниченной полосы частот усилителя (как и канала связи) коэффициент нелинейности зависит от частоты входного сигнала.

Достоинствами способа оценки индивидуальных усилителей по коэффициенту нелинейности являются простота расчета и удобство измерений.

Требования к нелинейности групповых усилителей, предназначенных для усиления многоканального сигнала, должны быть несравненно более жесткими, чем для индивидуальных, так как даже незначительная нелинейность (см. гл. 2) может привести к появлению на выходе усилителя дополнительных комбинационных составляющих, частоты которых расположены в пределах диапазонов частот отдельных каналов. Для оценки нелинейности групповых усилителей пользуются понятием затухания нелинейности по гармоникам (см. гл. 2).

В современных многоканальных системах требуемые затухания нелинейности групповых усилителей составляют $a_{2г}=10$ *неп* и $a_{3г}=12,5$ *неп* (при нулевом уровне сигнала).

Помехи усилителя. Как известно, для получения удовлетворительного качества связи необходимо обеспечить достаточно малый уровень помех на клеммах приемного устройства. В общем балансе помех в каналах связи существенную роль, особенно на длинных кабельных магистралях, играют помехи, возникающие в усилителях, так как их число порой достигает сотен или даже тысяч.

Основными причинами возникновения помех в усилителях являются: пульсация источников питания; влияние внешних электромагнитных полей на элементы усилителя; тепловые помехи сопротивлений в схеме усилителя; собственные помехи усилительных элементов.

Помехи за счет пульсации источников питания могут быть уменьшены до требуемой величины путем включения фильтров питания. Помехи, вызванные внешними электромагнитными полями, могут быть уменьшены при помощи экранирования узлов и деталей схемы усилителя.

Тепловые и собственные помехи являются наиболее существенными, трудно устранимыми и в конечном счете определяют минимально допустимый уровень полезного сигнала. Мешающее действие этих помех рассмотрено в гл. 2.

При проектировании усилителей (особенно линейных) надо обеспечить разность между измерительным уровнем полезного сиг-

нала и уровнем помех на выходе усилителя порядка $9 \div 10$ неп ($80 \div 90$ дб).

Частотная характеристика усиления. Для каждого типа усилителей, рассчитанного на усиление сигнала в определенном диапазоне частот, задаются требования в отношении частотной характеристики усиления. Обычно усиление усилителя передающей части оконечной станции должно быть одинаково (с допустимыми отклонениями) во всем диапазоне передаваемых частот. Исключения составляют усилители, обеспечивающие принятое в системе предсказание выходных относительных уровней (см. гл. 2). Частотная характеристика усиления усилителя

а) промежуточной станции, как правило, зависит от частотной характеристики затухания предшествующего усилительного участка. Желательно, чтобы усилитель, включаемый в любую точку тракта связи, вносил амплитудно-частотные и фазо-частотные искажения, компенсирующие искажения, вносимые предшествующим участком.

б) Входное и выходное сопротивления усилителя. Обычно задаются определенными требованиями в отношении входного и выходного сопротивлений усилителя. Чаще всего эти требования

вызваны необходимостью согласования входного и выходного сопротивлений усилителя с характеристическими (или входными) сопротивлениями предшествующих и соответственно последующих пассивных четырехполюсников. Особенное значение это имеет в том случае, если такими четырехполюсниками являются фильтры, выравниватели, линии. Недопустимая несогласованность приводит к значительным искажениям частотной характеристики тракта передачи. В точках несогласованности возникают отраженные токи, вследствие чего увеличивается затухание полезного сигнала, уменьшается защищенность между параллельными цепями, возникает «попутный поток», создающий специфические искажения при передаче фото-

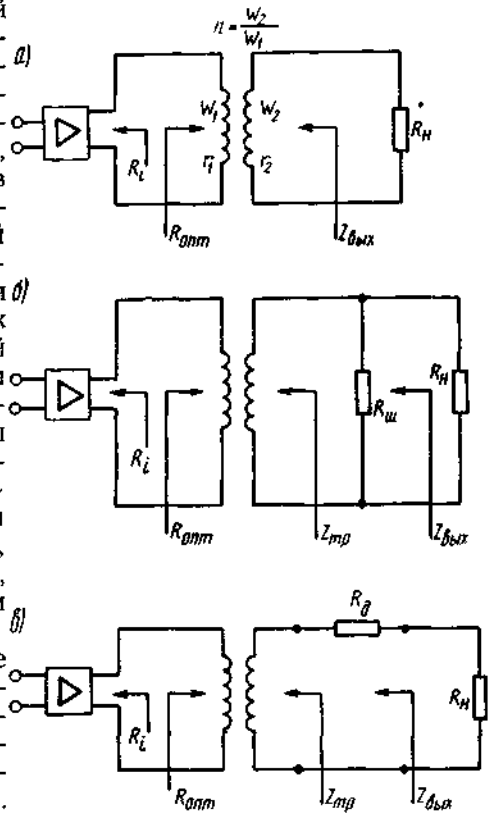


Рис. 5.102

телеграфных и телевизионных сигналов, снижается устойчивость телефонных каналов.

Требуемое входное или выходное сопротивление усилителя сравнительно легко может быть получено путем включения дополнительных сопротивлений (в общем случае частотнозависимых) во входных или выходных цепях усилителя. Однако такой метод согласования приводит к уменьшению помехозащищенности усиленного сигнала при согласовании входных сопротивлений или к уменьшению полезной мощности на выходе усилителя при согласовании выходных сопротивлений. Рассмотрим подробнее условия получения требуемого выходного сопротивления усилителя.

Как известно, выходной каскад усилителя является усилителем мощности и в его выходной цепи используется выходной трансформатор, с помощью которого можно обеспечить оптимальное значение сопротивления нагрузки для усилительного элемента при минимальных дополнительных потерях мощности источника питания в питающих цепях.

На рис. 5.102а приведена схема (по переменному току) выходного каскада усилителя, нагруженного на активное сопротивление R_n , соответствующее входному сопротивлению последующего четырехполюсника. Для простоты дальнейших рассуждений предполагается, что все сопротивления активные и трансформатор практически не вносит частотных искажений ($\omega_{cp}L_1 \gg R_n'$, а $\omega_{cp}L_S \ll R_n'$).

Для получения оптимальной нагрузки в выходной цепи усилительного элемента коэффициент трансформации должен быть равен при $r_1 = r_2'$ $n = \sqrt{\frac{R_n}{\eta R_{opt}}}$, где η — кпд трансформатора. Выходное сопротивление $Z_{вых}$ связано с коэффициентом трансформации следующим соотношением:

$$Z_{вых} = (r_1 + R_l) n^2 + r_2 = \frac{1 - \eta}{\eta} R_n + R_l n^2, \quad (5.155)$$

$$\text{где } \eta = \frac{R_n}{r_1 n^2 + r_2 + R_n}.$$

Выполнение условия $Z_{вых} = R_n$ возможно лишь тогда, когда

$$\left. \begin{aligned} R_l &= \frac{R_n(2\eta - 1)}{\eta n^2} = R_{opt}(2\eta - 1) \\ \text{или} \\ R_{opt} &= \frac{R_l}{2\eta - 1} \end{aligned} \right\}. \quad (5.156)$$

В общем случае указанное значение R_{opt} не подходит ни для ламповых, ни для транзисторных усилительных элементов. Для одновременного выполнения двух условий — получения оптимального значения R_{opt} и условия согласования $Z_{вых} = R_n$ — можно включить либо параллельно первичной или вторичной обмотке вы-

ходного трансформатора шунтирующее сопротивление, если $R_{\text{опт}} < R_i / (2\eta - 1)$, либо последовательно первичной или вторичной обмотке добавочное сопротивление, если $R_{\text{опт}} > R_i / (2\eta - 1)$. Включение шунта или добавочного сопротивления со стороны вторичной обмотки оказывается предпочтительней.

На рис. 5.102б показана схема включения шунтирующего сопротивления $R_{\text{ш}}$, а на рис. 5.102в — добавочного сопротивления $R_{\text{д}}$. Определим связь между требуемыми значениями сопротивлений и параметрами схемы.

Поскольку обычно в многоканальных системах применяют выходные трансформаторы с высоким кпд, примем для простоты $\eta = 1$. При включении сопротивления $R_{\text{ш}}$ (см. рис. 5.102б) можно написать

$$R_{\text{опт}} = \frac{R_{\text{н}} R_{\text{ш}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{ш}}} \frac{1}{n^2} \quad (5.157)$$

и

$$Z_{\text{вых}} = R_{\text{н}} = \frac{R_i n^2 R_{\text{ш}}}{R_i n^2 + R_{\text{ш}}} \quad (5.158)$$

Решая совместно оба уравнения, получим:

$$R_{\text{ш}} = \frac{1 + \alpha}{1 - \alpha} R_{\text{н}}, \quad n = \sqrt{\frac{1 + \alpha}{2\alpha} \frac{R_{\text{н}}}{R_i}}, \quad (5.159)$$

где $\alpha = R_{\text{опт}} / R_i$.

При включении $R_{\text{д}}$ (см. рис. 5.102в)

$$R_{\text{опт}} = \frac{R_{\text{д}} + R_{\text{н}}}{n^2} \quad (5.160)$$

и

$$Z_{\text{вых}} = R_{\text{н}} = R_i n^2 + R_{\text{д}} \quad (5.161)$$

Отсюда:

$$R_{\text{д}} = \frac{\alpha - 1}{\alpha + 1} R_{\text{н}}; \quad n = \sqrt{\frac{2}{1 + \alpha} \frac{R_{\text{н}}}{R_i}} \quad (5.162)$$

Здесь по-прежнему $\alpha = R_{\text{опт}} / R_i$.

Включение шунта (при $\alpha < 1$) или добавочного сопротивления (при $\alpha > 1$), хотя и обеспечивает оптимальное значение нагрузки ($R_{\text{опт}}$) и согласование выходного сопротивления усилителя со входным сопротивлением последующего четырехполюсника, однако при этом значительная мощность теряется на этих сопротивлениях. Так, например, мощность $P_{\text{ш}}$, теряющаяся в шунте, связана с общей мощностью P_0 , выделяемой на оптимальном сопротивлении нагрузки, соотношением: $P_{\text{ш}} = P_0 \frac{1 - \alpha}{2}$. Если $\alpha = 0,1$, то $P_{\text{ш}} = 0,45 P_0$,

т. е. почти половина мощности теряется бесполезно.

Широкие возможности в отношении согласования выходного сопротивления усилителя со входным сопротивлением последующего четырехполюсника дает применение ООС.

Стабилизация характеристик усилителей. К усилителям предъявляются чрезвычайно жесткие требования в

отношении стабильности характеристик во времени. Основной причиной изменения характеристик является нестабильность параметров усилительных элементов. Так, например, для электронных ламп характерно уменьшение со временем эмиссионной способности катода, для транзисторов — зависимость параметров от температуры окружающей среды.

Наиболее эффективным средством обеспечения стабильности электрических характеристик является использование в схемах усилителей глубокой отрицательной обратной связи.

УСИЛИТЕЛИ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В многоканальных системах с частотным разделением сигналов широкое применение нашли усилители с глубокой отрицательной обратной связью. В курсе усилителей весьма подробно излагаются теория и основы построения схем усилителей с обратной связью. Ниже будут рассмотрены основные соотношения, используемые при анализе специальных схем групповых (линейных) усилителей многоканальных систем.

Основными достоинствами применения в схеме усилителя отрицательной обратной связи являются:

- повышение стабильности во времени характеристик усилителя;
- уменьшение нелинейных искажений усилителя;
- возможность получения требуемого выходного сопротивления без существенных потерь мощности;
- возможность эффективного корректирования частотной характеристики усиления.

В общем виде блок-схема усилителя с обратной связью представлена на рис. 5.103. Как видно, в схеме усилителя выделяются усилительная μ -цепь (усилительный элемент или многокаскадный

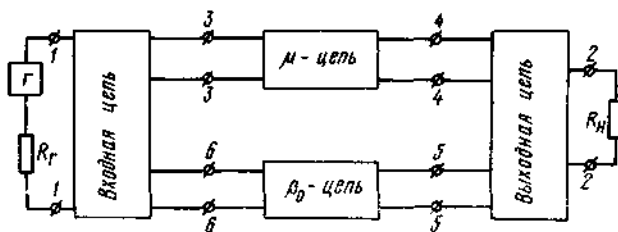


Рис. 5.103

усилитель без обратной связи) и пассивная цепь, включающая цепь обратной связи, а также входные и выходные устройства. Такое разделение цепей позволяет получить универсальные формулы для расчета любых усилителей с обратной связью [15].

Напомним кратко основные определения и соотношения, применяемые при анализе усилителей с обратной связью.

Возвратное отношение и возвратная разность в системе с однопетлевой обратной связью. Системой с однопетлевой обратной связью будем называть электрическую цепь, состоящую из пассивных элементов и одного эквивалентного активного элемента (однокаскадного или многокаскадного усилителя без обратной связи). Анализ такой системы проведем, пользуясь схемой на рис. 5.104. При этом предположим, что входное и выходное сопротивления четырехполюсника μ -цепи равны бесконечности, а реальные значения этих сопротивлений вынесены в β -цепь. В эту же цепь входят входная и выходная цепи (см. рис. 5.103).

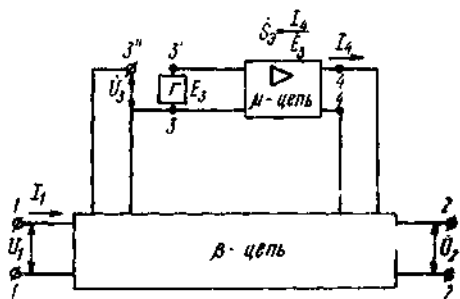


Рис 5.104

Если подключить к точкам 3—3' (см. рис. 5.104) генератор определенной частоты с эдс \dot{E}_3 , то в точках 3—3'' появится напряжение \dot{U}_3 . Это напряжение носит название *возвратного*, а величина

$$\dot{T} = -\dot{U}_3 / \dot{E}_3 \quad (5.163)$$

называется *возвратным отношением*. Последнее характеризует коэффициент передачи по петле обратной связи. В общем случае значение \dot{T} является комплексным. Возвратное отношение может быть определено при разрыве петли обратной связи в любой точке системы. Глубина обратной связи характеризуется выражением

$$\dot{F} = \frac{\dot{E}_3 - \dot{U}_3}{\dot{E}_3} = 1 - \frac{\dot{U}_3}{\dot{E}_3} = 1 + \dot{T} \quad (5.164)$$

и называется *возвратной разностью*.

В той области частот, где $F = |1 + \dot{T}| > 1$, обратная связь — отрицательна. В той области частот, где $0 \leq F < 1$, обратная связь — положительна. Значение $F = 0$, соответствующее условию $\dot{T} = -1$, является критическим, вызывающим самовозбуждение усилителя. На частотах, при которых \dot{T} вещественно и положительно (связь в противофазе),

$$T = \left| \frac{\dot{U}_3}{\dot{E}_3} \right|; F = 1 + T. \quad (5.165)$$

Величины F и T зависят от сопротивлений, подключенных ко входу и выходу системы (в точках 1—1' и 2—2'), т. е. от внутреннего сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки.

Предельными значениями сопротивлений на зажимах 1—1' и 2—2' являются значения при холостом ходе и коротком замыкании, обычно обозначаемые соответственно символами ∞ и 0. Если при

номинальном значении сопротивлений значения возвратной разности и возвратного отношения будут $\dot{F}(Z)$ и $\dot{T}(Z)$, то при условиях холостого хода или короткого замыкания они изменятся и станут равными $\dot{F}(\infty)$, $\dot{T}(\infty)$ или $\dot{F}(0)$, $\dot{T}(0)$.

Величины $\dot{F}(\infty)$ и $\dot{T}(\infty)$ называют возвратной разностью и возвратным отношением по напряжению относительно соответствующих зажимов, а величины $\dot{F}(0)$ и $\dot{T}(0)$ — возвратной разностью и возвратным отношением по току относительно этих же зажимов.

Если $\dot{T}(\infty) = 0$, $T(0) \neq 0$, то говорят, что система охвачена связью только по току. Если $\dot{T}(0) = 0$, а $T(\infty) \neq 0$, то говорят, что система охвачена связью только по напряжению. Если $\dot{T}(0) \neq 0$ и $\dot{T}(\infty) \neq 0$, то система охвачена *комбинированной* связью, т. е. и по току, и по напряжению.

Необходимо подчеркнуть, что при определении способа осуществления обратной связи надо указывать, к каким зажимам это определение относится. Так, например, пусть $\dot{T}_{11}(0) = 0$, а $T_{11}(\infty) \neq 0$ и $\dot{T}_{22}(\infty) = 0$, а $\dot{T}_{22}(0) \neq 0$. Это означает, что относительно входных зажимов осуществлена обратная связь по напряжению, а относительно выходных зажимов 2—2 — обратная связь по току.

Входное сопротивление системы с обратной связью. В первом приближении усилитель с обратной связью может быть представлен как линейная система. Такое допущение тем более оправдано, что в многоканальных системах степень нелинейности усилителя весьма мала.

Поскольку в линейных цепях любое напряжение есть линейная комбинация напряжений независимых источников, то согласно рис. 5.104 напряжения между точками 1—1 (\dot{U}_1) и между точками 3'—3'' ($\dot{E}_3 - \dot{U}_3$) можно выразить через \dot{I}_1 и \dot{E}_3 :

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= a\dot{I}_1 + b\dot{E}_3 \\ \dot{E}_3 - \dot{U}_3 &= c\dot{I}_1 + d\dot{E}_3 \end{aligned} \right\} \quad (5.166)$$

где a , b , c , d — некоторые постоянные коэффициенты.

Накладывая условия:

а) $\dot{E}_3 = 0$ — условие отсутствия усиления, при котором $\dot{Z}_{011} = \dot{U}_{10}/\dot{I}_{10}$, являются входным сопротивлением системы, определяемым только пассивными элементами схемы;

б) $\dot{I}_1 = 0$ — «холостой ход» входных зажимов;

в) $\dot{U}_1 = 0$ — «короткое замыкание» входных зажимов, можно получить выражение для входного сопротивления системы с обратной связью (при этом зажимы 3' и 3'' замкнуты и $\dot{E}_3 = \dot{U}_3$)

$$\dot{Z}_{11} = \dot{Z}_{011} \frac{\dot{F}_{11}(0)}{\dot{F}_{11}(\infty)} \quad (5.167)$$

Последнее выражение носит название формулы Блекмана, которая является универсальной, так как справедлива для определения входного сопротивления системы с обратной связью со стороны любых точек схемы, а следовательно, и выходного сопротивления (на зажимах 2—2):

$$\dot{Z}_{22} = Z_{022} \frac{\dot{F}_{22}(0)}{\dot{F}_{22}(\infty)}. \quad (5.168)$$

Формулы (5.167) и (5.168) позволяют сделать следующий вывод: отрицательная обратная связь по току относительно рассматриваемых зажимов [$|\dot{F}(0)| > 1$; $\dot{F}(\infty) = 1$] увеличивает модуль входного (выходного) сопротивления усилителя, а отрицательная обратная связь по напряжению [$\dot{F}(0) = 1$; $|\dot{F}(\infty)| > 1$] уменьшает модуль входного (выходного) сопротивления усилителя. Следовательно, подбирая вид обратной связи и способ ее осуществления, можно обеспечить требуемое входное (выходное) сопротивление усилителя.

Коэффициент передачи системы с обратной связью. Согласно рис. 5.104 коэффициент передачи системы с обратной связью определяется выражением

$$K_{oc} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}. \quad (5.169)$$

Предположим, как и ранее, что напряжение \dot{U}_2 есть результат воздействия двух независимых источников с напряжениями \dot{U}_1 и \dot{E}_3 . Тогда выходной сигнал может быть записан в виде

$$\dot{U}_2 = a_0 \dot{E}_3 + b_0 \dot{U}_1. \quad (5.170)$$

Коэффициент $b_0 = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 |_{\dot{E}_3=0}$ характеризует коэффициент передачи K_0 пассивной цепи (коэффициент непосредственной передачи); коэффициент $a_0 = \dot{U}_2 / \dot{E}_3 |_{\dot{U}_1=0}$ представляет собой коэффициент передачи от входа усилителя к выходу системы и может быть записан в виде произведения $\dot{S}_3 \dot{K}'_1$, где $\dot{S}_3 = \dot{I}_4 / \dot{E}_3$ — крутизна характеристики усилителя, а $\dot{K}'_1 = \dot{U}_2 / \dot{I}_4$ — сопротивление пассивной цепи между выходом усилителя и выходом системы. Таким образом, ф-ла (5.170) принимает вид

$$\dot{U}_2 = \dot{S}_3 \dot{K}'_1 \dot{E}_3 + \dot{K}_0 \dot{U}_1. \quad (5.171)$$

С другой стороны, при замыкании зажимов 3'—3'' можно вместо \dot{E}_3 подставить напряжение \dot{U}_3 , действующее в тех же точках. При этом следует иметь в виду, что напряжение \dot{U}_3 , действующее в цепи обратной связи, связано с напряжением \dot{U}_{30} в тех же точках при обрыве цепи обратной связи соотношением $\dot{U}_3 = \dot{U}_{30} / \dot{F}$. В самом деле: $\dot{U}_3 = \dot{U}_{30} - \dot{U}_3 \dot{T}$; $\dot{U}_{30} = \dot{U}_3 (1 + \dot{T}) = \dot{U}_3 \dot{F}$. Таким обра-

зом, $U_2 = S_3 \dot{K}'_1 \frac{\dot{U}_3}{F} + K_0 U_1$. Обозначив $\dot{U}_3/U_1 = \dot{K}_1$ — коэффициент передачи пассивной цепи от входа системы ко входу усилителя, получим

$$\dot{U}_2 = \dot{S}_3 \dot{K}'_1 \dot{K}_1 \frac{\dot{U}_1}{F} + \dot{K}_0 \dot{U}_1$$

и

$$\dot{K}_{oc} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \dot{S}_3 \dot{K}'_1 \dot{K}_1 \frac{1}{F} + \dot{K}_0. \quad (5.172)$$

Из соотношения (5.172) следует, что выходной сигнал системы с обратной связью можно представить суммой двух сигналов: одного, прошедшего через пассивную цепь схемы (β -цепь), и другого, прошедшего через активную цепь с учетом влияния цепи обратной связи.

При глубокой отрицательной обратной связи $|F| \gg 1$ коэффициент передачи системы почти не зависит от крутизны характеристики усилителя \dot{S}_3 . Это легко доказать на основании следующих соотношений:

$$|T| = \left| \frac{\dot{U}_3}{E_3} \right| = \left| \frac{\dot{U}_3}{E_3} \frac{I_4}{I_4} \right| = |\dot{S}_3 \beta| \gg 1,$$

где $\beta = \dot{U}_3/I_4$. В этом случае

$$\dot{T} \approx F = \dot{S}_3 \beta \text{ и } \dot{K}_{oc} \approx \frac{\dot{K}_1 \dot{K}'_1}{\beta} + \dot{K}_0. \quad (5.173)$$

Последнее выражение показывает, что усиление системы с глубокой отрицательной обратной связью зависит только от параметров пассивных цепей схемы.

Влияние отрицательной обратной связи на стабильность усиления. Относительное изменение во времени усиления усилителя с отрицательной обратной связью для случая, когда обратная связь подана в противофазе ($F = 1 + T = 1 + S_3 \beta$), характеризуется величиной dK_{oc}/K_{oc} . Если принять, что единственной причиной изменения усиления усилителя является изменение крутизны характеристики S_3 , то, воспользуясь выражением (5.172), можно написать $dK_{oc} = \frac{K'_1 K_1}{(1 + S_3 \beta)^2} dS_3$ (K_0 от крутизны S_3 не зависит) и

$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} = \frac{K'_1 K_1}{(1 + S_3 \beta)^2} \frac{1 + S_3 \beta}{S_3 K'_1 K_1} dS_3 = \frac{1}{1 + S_3 \beta} \frac{dS_3}{S_3} = \frac{1}{F} \frac{dS_3^4}{S_3}. \quad (5.174)$$

⁴ Выражение $\frac{dS_3}{S_3} : \frac{dK_{oc}}{K_{oc}} = F$ принято называть *модульной чувствительностью*

Таким образом, применение отрицательной обратной связи уменьшает нестабильность усиления в F раз.

Влияние отрицательной обратной связи на величину нелинейности усилителя. Для того чтобы оценить действие отрицательной обратной связи на величину нелинейности усилителя, необходимо сравнить нелинейность на выходе усилителя с обратной связью и без обратной связи при одном и том же напряжении полезного сигнала.

Пусть в усилителе без обратной связи выходное напряжение равно u_2 , а входное — u_{10} . Тогда при наличии нелинейности можно написать $u_2 = Ku_{10} + a_2 u_{10}^2 + a_3 u_{10}^3 + \dots$. В этой формуле K — коэффициент усиления усилителя без обратной связи по 1-й гармонике сигнала.

Обозначим: $Ku_{10} = u_{21}$; $a_2/K^2 = b_2$; $a_3/K^3 = b_3$; ... Тогда

$$u_2 = u_{21} + b_2 u_{21}^2 + b_3 u_{21}^3 + \dots \quad (5.175)$$

Для определения u_{21} воспользуемся формулами обращения рядов [если задан ряд $y = x + cx^2 + dx^3 + \dots$, то $x = y - cy^2 + (2c^2 - d)y^3 + \dots$]:

$$u_{21} = u_2^2 - b_2 u_2^2 + (2b_2^2 - b_3) u_2^3 + \dots \quad (5.176)$$

Введем теперь в схему усилителя обратную связь с возвратным отношением T (связь в противофазе). Тогда для получения того же напряжения u_2 на выходе усилителя на вход должно быть подано не напряжение u_{10} , а напряжение $u_1 = u_{10} + Tu_{10}$, откуда

$$u_{10} = u_1 - Tu_{10} \approx u_1 - T \frac{u_2}{K}.$$

Формула (5.176) теперь примет вид

$$u_{21} = Ku_{10} = Ku_1 - Tu_2 = u_2 - b_2 u_2^2 + (2b_2^2 - b_3) u_2^3 + \dots$$

или

$$Ku_1 = (1 + T) u_2 - b_2 u_2^2 + (2b_2^2 - b_3) u_2^3 + \dots,$$

откуда

$$\frac{K}{F} u_1 = u_2 - \frac{b_2}{F} u_2^2 + \frac{2b_2^2 - b_3}{F} u_2^3 + \dots$$

Обращая вновь ряд и заметив, что $\frac{K}{F} u_1 = u_{21}$, получим

$$u_2 = u_{21} + \frac{b_2}{F} u_{21}^2 + \left[\frac{2b_2^2}{F^2} - \frac{2b_2^2 - b_3}{F} \right] u_{21}^3 + \dots \quad (5.177)$$

Обозначив коэффициенты нелинейности без обратной связи и с обратной связью по второй гармонике соответственно через κ_{2r} и $\kappa_{2r oc}$ и по третьей гармонике через κ_{3r} и $\kappa_{3r oc}$, можно написать, пользуясь ф-лами (5.175) и (5.176):

$$\kappa_{2r} = \frac{1}{2} b_2 u_{21}; \quad \kappa_{3r} = \frac{1}{4} b_3 u_{21}^2; \quad \kappa_{2r \text{ oc}} = \frac{1}{2} \frac{b_2}{F} u_{21};$$

$$\kappa_{3r \text{ oc}} = \frac{1}{4} \left(\frac{2b_2^2}{F^2} - \frac{2b_2^2 - b_3}{F} \right) u_{21}^2.$$

Таким образом,

$$\kappa_{2r \text{ oc}} = \kappa_{2r}/F, \quad (5.178)$$

$$\kappa_{3r \text{ oc}} = \frac{\kappa_{3r}}{F} - \frac{2\kappa_{2r}^2}{F} \left(1 - \frac{1}{F} \right). \quad (5.179)$$

Как видно из ф-л (5.178) и (5.179), коэффициент нелинейности по второй гармонике снижается во столько раз, во сколько раз уменьшается усиление усилителя. Коэффициент нелинейности по третьей гармонике при наличии отрицательной обратной связи зависит от коэффициента нелинейности по второй гармонике. Физически это объясняется тем, что при наличии обратной связи третья гармоника возникает как комбинационная частота сигнала и его второй гармоники ($\omega + 2\omega$). В некоторых случаях при слабой нелинейности вторым слагаемым в ф-ле (5.179) можно пренебречь, тогда коэффициент нелинейности по третьей гармонике также будет уменьшен в F раз.

Отметим, что все выводы производились в предположении, что коэффициент усиления усилителя и коэффициент обратной связи имеют вещественные значения. В случае комплексности этих величин характер изменения нелинейных искажений будет значительно сложнее.

При проектировании групповых усилителей многоканальных систем возникает ряд серьезных задач, основными из которых являются:

- получение большого значения затухания нелинейности;
- обеспечение возможности регулирования коэффициента передачи усилителя в значительных пределах изменением глубины отрицательной обратной связи (см. § 5.6);
- обеспечение постоянных входных и выходных сопротивлений усилителя при различных коэффициентах передачи.

Если первая задача может быть выполнена путем применения глубокой отрицательной обратной связи по любой схеме включения, то решение второй и третьей задач практически возможно лишь в том случае, если на входе и выходе усилителя имеются специальные развязывающие устройства. При этом исключается влияние изменений параметров цепи обратной связи на входное и выходное сопротивления усилителя. Одновременно коэффициент непосредственной передачи K_0 становится практически равным нулю.

В качестве развязывающих устройств в усилителях с общей однопетлевой обратной связью обычно применяются дифференциальные системы. Благодаря своим свойствам дифсистемы обеспе-

чивают развязку цепи обратной связи (β) и усилительной цепи (μ) и возможность перехода от четырехпроводной части схемы усилителя к двухпроводной его части (вход и выход). Применение несимметричных дифференциальных систем позволяет изменять соотношение затуханий в различных рабочих направлениях, создавая тем самым оптимальные условия работы усилителя.

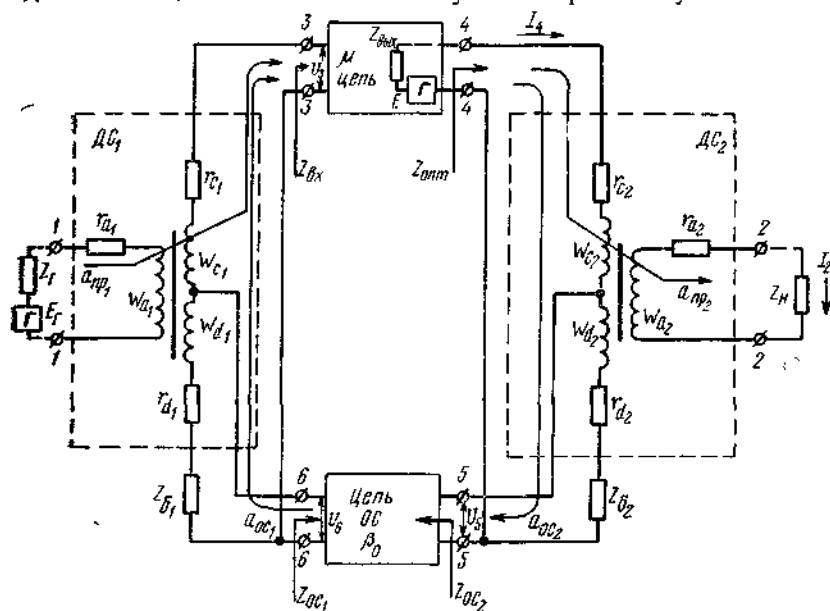


Рис 5.105

На рис. 5.105 приведена эквивалентная схема усилителя, где в качестве выходной и входной цепей используются несимметричные трансформаторные дифсистемы. В этой схеме: $Z_{вх}$, $Z_{вых}$ — входное и выходное сопротивления μ -цепи; $Z_{б1}$, $Z_{б2}$ — балансные сопротивления соответственно входной и выходной дифсистем; $a_{пр1}$; $a_{пр2}$ — затухания, вносимые дифсистемами в рабочем направлении; $a_{об1}$; $a_{об2}$ — затухания, вносимые дифсистемами по цепи обратной связи; β_0 — коэффициент передачи четырехполюсника в цепи общей обратной связи; r_a , r_c , r_d — активные сопротивления обмоток трансформаторов; w_a ; w_c ; w_d — числа витков обмоток трансформатора.

Определим основные соотношения для выходной дифсистемы при идеальной ее балансировке и с учетом потерь в обмотках трансформатора. Обозначим коэффициенты трансформации: $n_1 = w_{c2}/w_{a2}$, $n_2 = w_{d2}/w_{a2}$ и напишем условие баланса моста

$$\frac{Z_{вых} + r_{c2}}{Z_{б2} + r_{d2}} = \frac{n_1}{n_2} = m, \quad (5.180)$$

где m — коэффициент асимметрии обмоток w_c и w_d .

При условии, что омическое сопротивление обмоток пропорционально числу витков, найдем

$$m = r_{c2}/r_{d2}. \quad (5.181)$$

Коэффициент полезного действия дифференциального трансформатора определится следующим образом:

$$\eta = \frac{Z_H (n_1 + n_2)^2}{r_{c2} + r_{d2} + (Z_H + r_{a2}) (n_1 + n_2)^2}.$$

Если при конструировании трансформатора выполнить условие минимального расхода меди, т. е.

$$r_{c2} + r_{d2} = r_{a2} (n_1 + n_2)^2, \quad (5.182)$$

то

$$\eta = \frac{Z_H}{2Z_{a2} + Z_H}. \quad (5.183)$$

Отсюда

$$r_{a2} = \frac{Z_H (1 - \eta)}{2\eta}. \quad (5.184)$$

Если выходное сопротивление усилителя в точках 2—2 задано и равняется Z_H (условие согласования), то $Z_{\text{ВЫХ } 2-2} = \frac{Z_{\text{ВЫХ}} + Z_{c2} + r_{c2} + r_{d2}}{(n_1 + n_2)^2} + r_a = Z_H$. Отсюда с использованием ф-лы (5.180) можно получить расчетное соотношение для n_1 :

$$n_1 = \sqrt{\frac{Z_{\text{ВЫХ}} \eta m}{Z_H (2\eta - 1) (m + 1)}}. \quad (5.185)$$

Выходное сопротивление дифсистемы со стороны зажимов 5—5 определяется как

$$Z_{\text{ос2}} = \frac{(Z_{\text{ВЫХ}} + r_{c2})(Z_{c2} + r_{d2})}{Z_{\text{ВЫХ}} + r_{c2} + Z_{c2} + r_{d2}} = \frac{Z_{\text{ВЫХ}} + r_{c2}}{1 + m}, \quad (5.186)$$

Из ур-ния (5.182) с использованием ур-ний (5.181) и (5.185) получим

$$r_{c2} = \frac{Z_{\text{ВЫХ}} (1 - \eta)}{2(2\eta - 1)}. \quad (5.187)$$

Окончательно

$$Z_{\text{ос2}} = \frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{1 + m} \frac{3\eta - 1}{2(2\eta - 1)}. \quad (5.188)$$

Нагрузка оконечного каскада должна быть равной оптимальной:

$$Z_{\text{опт}} = r_{c2} + (r_{a2} + Z_H) n_1^2 + Z_{\text{ос2}}. \quad (5.189)$$

Связь между $Z_{\text{опт}}$ и $Z_{\text{ВЫХ}}$ усилительного элемента выражается следующим образом:

$$Z_{\text{опт}} = \frac{Z_{\text{ВЫХ}} (m + \eta)}{(2\eta - 1) (m + 1)}. \quad (5.190)$$

Используя ф-лу (5.190), можно получить все расчетные формулы относительно известного $Z_{\text{онт}}$:

$$n_1 = \sqrt{\frac{Z_{\text{онт}} \eta m}{Z_{\text{н}} (m + \eta)}}, \quad (5.191)$$

$$Z_{\text{осз}} = \frac{Z_{\text{онт}}}{2} \frac{3\eta - 1}{m + \eta}, \quad (5.192)$$

$$Z_{\text{сз}} = \frac{Z_{\text{онт}}}{m} (2\eta - 1) \frac{m + 1}{m + \eta}, \quad (5.193)$$

$$r_{\text{сз}} = \frac{Z_{\text{онт}}}{2} (1 - \eta) \frac{m + 1}{m + \eta}. \quad (5.194)$$

Затухание, вносимое дифсистемой в цепь прямой передачи (от точек выхода усилительного элемента до точек включения нагрузки $Z_{\text{н}}$), равно:

$$a_{\text{прз}} = \frac{1}{2} \ln \frac{I_4^2 Z_{\text{онт}}}{I_2^2 Z_{\text{н}}} = \frac{1}{2} \ln \frac{m + \eta}{\eta m}, \quad (5.195)$$

где I_4 — выходной ток усилительного элемента, I_2 — ток в цепи нагрузки.
Отсюда

$$m = \frac{\eta}{\eta e^{2a_{\text{прз}}} - 1}. \quad (5.196)$$

Затухание, вносимое дифсистемой в цепь обратной связи, определится по формуле

$$a_{\text{осз}} = \frac{1}{2} \ln \frac{I_4^2 Z_{\text{онт}}}{I_4^2 Z_{\text{осз}}} = \frac{1}{2} \ln \frac{2(m + \eta)}{3\eta - 1}. \quad (5.197)$$

Если задаться разностью затуханий $\Delta a = a_{\text{осз}} - a_{\text{прз}}$, то $\Delta a = \frac{1}{2} \ln \frac{2\eta m}{3\eta - 1}$, откуда

$$m = \frac{3\eta - 1}{2\eta} e^{2\Delta a}. \quad (5.198)$$

При расчете выходной дифсистемы обычно известно $Z_{\text{онт}}$ и $Z_{\text{н}}$; значением η задаются. Коэффициент асимметрии $m = \omega_c / \omega_a$ определяют по ф-ле (5.196), задаваясь величиной $a_{\text{прз}}$ в пределах (0,05 ÷ ÷ 0,2) *неп*. При этом может оказаться, что $Z_{\text{вых факт}}$ не будет соответствовать требуемому из условия баланса дифсистемы [см. ф-лу (5.190)]. Это обстоятельство приведет к рассогласованию выходного сопровствления усилителя в точках 2—2 с нагрузкой $Z_{\text{н}}$. Однако при глубокой отрицательной обратной связи коэффициент отражения, возникающий из-за нарушения баланса дифсистемы, в значительной степени уменьшается и практически можно пользоваться всеми формулами, выведенными в предположении идеальной балансировки дифсистемы.

Приведенной выше методикой можно воспользоваться и для расчета входной дифференциальной системы.

Схема четырехполюсника обратной связи определяется назначением усилителя и, в частности, требованиями к его частотной характеристике и к пределам автоматической регулировки усиления. Основными параметрами четырехполюсника являются его характеристическое сопротивление Z_{oc} , величина которого определяется при расчете дифференциальных систем [см. ф-лу (5.192)], и коэффициент передачи β_0 . Для нахождения β_0 можно воспользоваться ф-лой (5.173), заметив, что коэффициент непосредственной передачи $K_0 = U_2/U_1$ (при выключенной активной цепи) пренебрежимо мал благодаря развязывающим свойствам дифференциальных систем. В этом случае

$$K_{oc} \approx \frac{K_1 K_1'}{\beta} \quad (5.199)$$

или

$$\beta \approx \frac{K_1 K_1'}{K_{oc}}, \quad (5.200)$$

где согласно рис. 5.104 $\beta = U_3/I_4$.

В соответствии со схемой на рис. 5.105 можно написать $\beta = \beta_1 \beta_0 \beta_2$, где $\beta_1 = U_5/I_4$ — коэффициент передачи от выхода усилителя ко входу четырехполюсника обратной связи; $\beta_0 = U_6/U_5$ — коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи; $\beta_2 = U_3/U_6$ — коэффициент передачи от выхода четырехполюсника обратной связи ко входу μ -цепи. Таким образом,

$$\beta_0 = \beta / \beta_1 \beta_2. \quad (5.201)$$

Правильно спроектированный усилитель должен соответствовать заданным техническим требованиям. К сожалению, нет простых путей для прямого определения схемы усилителя, исходя из заданных требований. При проектировании используется, как правило, метод последовательных приближений, заключающийся в постепенной отбраковке рассматриваемых вариантов схемных решений. Однако существует общий критерий подхода к реализации схемы усилителя — получение максимально возможной глубины отрицательной обратной связи при заданном коэффициенте усиления системы и минимальном числе усилительных элементов.

В случае использования в системах с обратной связью многокаскадных усилительных μ -цепей предпочтение отдается общей обратной связи (см. рис. 5.103) по сравнению с местными обратными связями, охватывающими отдельные усилительные каскады, так как при этом улучшаются электрические характеристики всего усилителя. Обеспечение достаточной глубины общей обратной связи вступает в противоречие с требованием устойчивости системы с обратной связью.

На основании критерия Найквиста, примененного к принятой терминологии, условие устойчивости системы с обратной связью формулируется следующим образом: система устойчива, если ее годограф, построенный для значений $\dot{T} = |\dot{T}|e^{i\varphi}$, не охватывает точки с координатами $(-1,0)$ при изменении частоты испытательного сигнала от 0 до ∞ .

Так как модуль значения возвратного отношения определяет глубину обратной связи, а следовательно, и степень улучшения основных характеристик усилителя с обратной связью, то его стремятся сделать максимальным во всем рабочем диапазоне частот. При этом фазовая характеристика коэффициента передачи по петле обратной связи может вызвать такой сдвиг фазы вне рабочего диапазона, который приводит к охвату точки с координатами $(-1,0)$. В этом случае система будет неустойчивой и возможно возникновение генерации.

Обеспечение устойчивого состояния усилителя с глубокой обратной связью достигается введением в схему усилителя в (μ -цепь или β -цепь) специальных частотнозависимых корректирующих элементов. Этот вопрос подробно рассматривался в курсе усилителей.

§ 5.8. Ограничители больших напряжений

При передаче речевого сигнала мгновенное значение его напряжения изменяется в весьма широких пределах, однако вероятность появления различных напряжений различна. Экспериментальные исследования показывают, что на входе канала напряжения, эффективные значения которых соответствуют уровням, превышающим $+0,8$ *нел*, встречаются очень редко (вероятность появления меньше 0,001). С другой стороны, передача больших напряжений сопряжена с необходимостью конструирования групповых узлов многоканальной аппаратуры (в особенности групповых усилителей) с расчетом на большую безыскаженную мощность, что экономически нецелесообразно. Поэтому в передающей индивидуальной части каждого стандартного канала тональной частоты предусматривается включение нелинейного четырехполюсника — ограничителя больших напряжений. Напряжение на выходе ограничителя изменяется незначительно, если напряжение на входе превышает (по абсолютной величине) некоторое значение, называемое *порогом ограничения*. При напряжениях, меньших порога ограничения, ограничитель ведет себя как линейный четырехполюсник. Таким образом, зависимость мгновенного значения напряжения на выходе ограничителя от напряжения на его входе должна иметь вид, представленный на рис. 5.106. При передаче речевого сигнала в моменты появления напряжений, превышающих порог ограничения, возникают значительные нелинейные искажения, но, как показывают экспериментальные данные, артикуляция практически не уменьшается, начиная с порога ограничения, соответствующего уровню на входе канала $+0,4 \div +0,5$ *нел*.

В настоящее время существуют различные схемы ограничителя больших напряжений, в которых в качестве нелинейных элементов используются как электронные лампы, так и полупроводниковые приборы. В многоканальной аппаратуре широкое применение получили ограничители с полупроводниковыми диодами. Для того чтобы представить себе, как должна выглядеть схема ограничителя больших напряжений, составленная из полупроводниковых диодов, прежде всего заметим, что в соответствии с рис. 5.106 должна быть обеспечена определенная зависимость затухания ограничителя от амплитуды напряжения на его входе¹⁾: при малых напряжениях (до u_n) затухание ограничителя должно быть мало и постоянно, а при больших напряжениях (более u_n) — возрастать с увеличением напряжения.

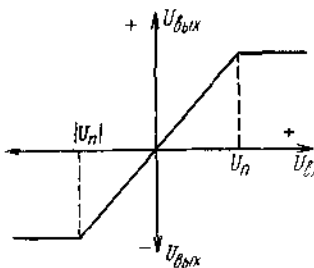


Рис. 5.106

Кроме того, так как ограничитель включается в тракт передачи и, следовательно, работает между известными четырехполюсниками с заданными характеристическими сопротивлениями (обычно

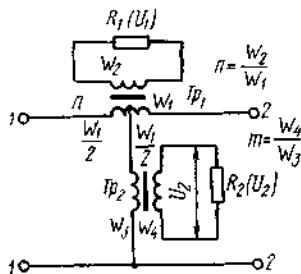


Рис. 5.107

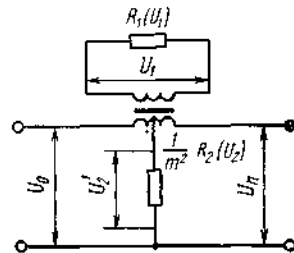


Рис. 5.108

одинаковыми), то схема ограничителя должна быть симметричной и характеристическое сопротивление его по возможности должно оставаться неизменным при изменении входного напряжения. С этой точки зрения наиболее целесообразной является схема, приведенная на рис. 5.107. Применение трансформаторов позволяет наиболее просто подобрать режим работы нелинейных элементов.

Указанная схема может быть изображена в виде, показанном на рис. 5.108 (трансформаторы предполагаем идеальными). Параметры четырехполюсника в этой схеме определяются по формулам:

— характеристическое сопротивление

$$Z_c = \frac{1}{m^2} \sqrt{R_1(u_1) R_2(u_2)}; \quad (5.202)$$

¹⁾ Предполагается, что на вход ограничителя поступает гармоническое колебание.

— собственное затухание

$$a = \ln \left| \frac{2n \sqrt{R_2(u_2)} + m \sqrt{R_1(u_1)}}{2n \sqrt{R_2(u_2)} - m \sqrt{R_1(u_1)}} \right|, \quad (5.203)$$

Постоянство характеристического сопротивления может быть обеспечено при условии $R_1(u_1)R_2(u_2) = \text{const}$, т. е. если нелинейные сопротивления имеют взаимно обратные характеристики.

При входном напряжении, меньшем (по абсолютной величине) порога ограничения, затухание ограничителя должно быть по возможности малым и постоянным. Нетрудно видеть, что в соответствии с ф-лой (5.203) необходимо, чтобы $R_2(u_2)$ было много больше $R_1(u_1)$ или наоборот. В идеальном случае, когда $R_2(u_2) = \infty$, а $R_1(u_1) = 0$ или $R_1(u_1) = \infty$, а $R_2(u_2) = 0$, затухание ограничителя равно нулю. Эквивалентная схема ограничителя принимает при этом вид, показанный на рис. 5.109.

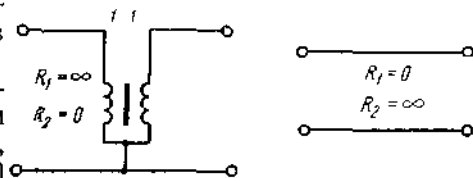


Рис. 5.109

При напряжении, превышающем порог ограничения, сопротивления должны изменяться так, чтобы с увеличением входного напряжения одно из них, например $R_2(u_2)$, уменьшалось, а $R_1(u_1)$ увеличивалось и чтобы одновременно выполнялось условие

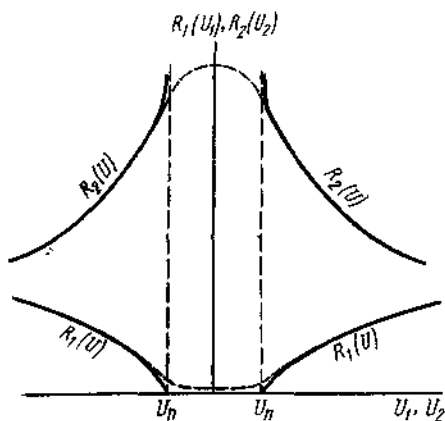


Рис. 5.110

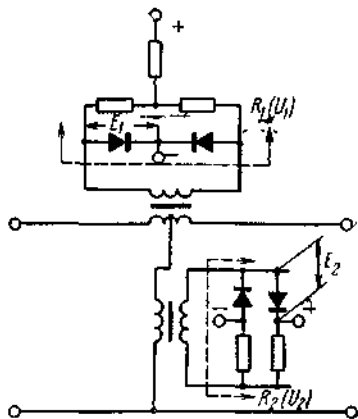


Рис. 5.111

$R_1(u_1)R_2(u_2) \approx \text{const}$, т. е. зависимость должна быть такой, как показано на рис. 5.110 сплошными линиями. Практически получить такие характеристики невозможно, однако достаточно близкие к ним (пунктирная кривая) может обеспечить схема, приведенная на рис. 5.111.

Подбором соответствующего напряжения смещения E_1 и E_2 , а также коэффициентов трансформации n и m удается добиться удовлетворительной работы такого ограничителя.

§ 5.9. Компандерные устройства

Компандерные устройства состоят из компрессора (сжимателя) на передающем конце и экспандера (расширителя) на приемном конце и предназначены для эффективного повышения помехозащищенности в каналах путем регулировки динамического диапазона. Для достижения этой цели компрессор, устанавливаемый на передающей станции, сжимает динамический диапазон около среднего значения (регулируемого, нулевого уровня). В результате снижаются максимальные уровни полезного сигнала, что уменьшает вероятность перегрузки приборов группового тракта. С другой стороны, повышаются минимальные уровни полезного сигнала, поступающие в тракт, и тем самым возрастает помехозащищенность от помех линейного тракта. На приемной станции экспандер восстанавливает сжатый ранее динамический диапазон до его первоначального значения, вследствие чего уровни полезного сигнала достигают исходных величин.

По характеру осуществляемой регулировки компандерные устройства подразделяются на инерционные и безынерционные (компандерные устройства мгновенного действия). В многоканальной аппаратуре с частотным разделением каналов используются инерционные компандерные устройства, так как плавная регулировка уровней при передаче и приеме обуславливает неизменность результирующих параметров канала¹⁾. Блок-схема такого компандерного устройства для стандартного канала 14 приведена на рис. 5.112.

Каждое компандерное устройство состоит из регулирующей и управляющей частей. Регулирующая часть содержит управляемый нелинейный элемент, изменение величины которого обуславливает соответствующую регулировку нелинейного потенциометра (потенциметрический метод регулировки). В результате этой регулировки изменяется действующий динамический диапазон, например, так, как показано на рис. 5.113. Каждая управляющая часть содержит на своем входе ограничительное регулирующее устройство ОРУ, которое необходимо для того, чтобы отбирать незначительную часть тока полезного сигнала и тем самым не изменять режима работы канала. Далее включены усилительные, детекторные и фильтрующие ступени, позволяющие создать управляющее напряжение с временем нарастания $t_n \leq 1,5$ мсек и временем спада $t_r \geq 150 \div 250$ мсек.

Таким образом, временные характеристики управляющего устройства определяют инерционность компандерных устройств

¹⁾ Безынерционные компандерные устройства применяются в системе с импульсно-кодовой модуляцией (см гл 7)

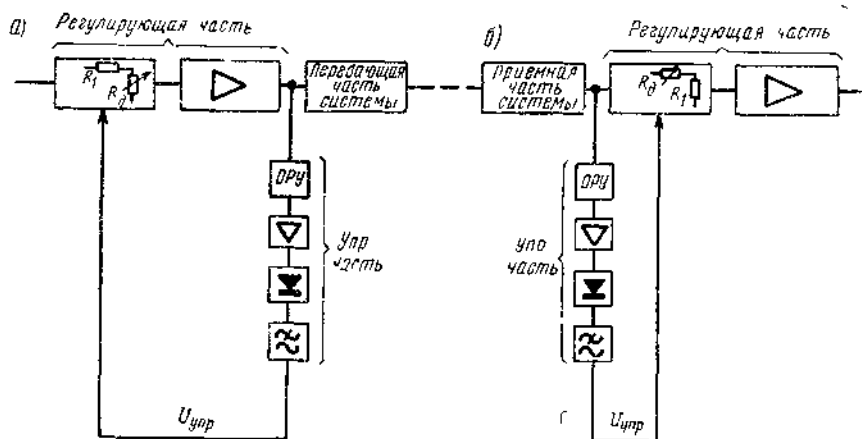


Рис 5 112

Изменение динамического диапазона компрессором определяется коэффициентом сжатия (коэффициентом компрессирования)

$$\gamma_k = \frac{D_{\text{л}}}{D_{\text{исх}}} < 1, \quad (5.204)$$

где $D_{\text{л}}$ — динамический диапазон, действующий в линейном тракте, *неп*; $D_{\text{исх}}$ — исходный динамический диапазон, *неп*

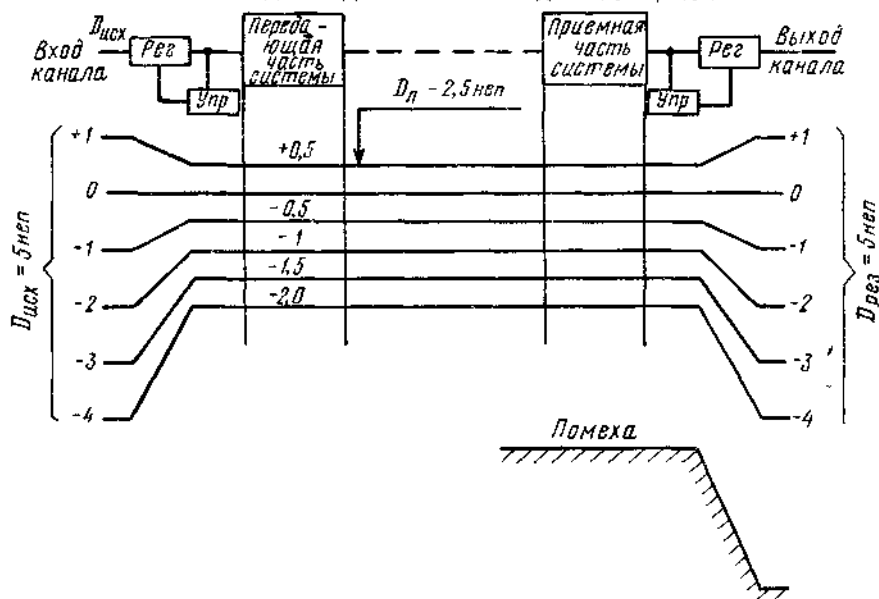


Рис. 5 113

Изменение динамического диапазона экспандером определяется коэффициентом расширения (коэффициентом экспандирования)

$$\gamma_{\text{э}} = \frac{D_{\text{рез}}}{D_{\text{л}}} > 1, \quad (5.205)$$

где $D_{\text{рез}}$ — динамический диапазон на выходе экспандера (канала).

Исходный динамический диапазон $D_{\text{исх}}$ должен быть, как правило, равен динамическому диапазону на выходе канала $D_{\text{рез}}$, т. е.

$$D_{\text{исх}} = D_{\text{рез}}. \quad (5.206)$$

Если будет выполнено равенство (5.206), то произведение коэффициентов $\gamma_{\text{к}}$ и $\gamma_{\text{э}}$ будет равно единице:

$$\gamma = \gamma_{\text{к}}\gamma_{\text{э}} = 1, \quad (5.207)$$

где γ — коэффициент компандирования.

Если коэффициент компандирования γ будет отличаться от единицы, то неизбежно возникнут динамические искажения. Так, при $\gamma < 1$ речевая информация оказывается вялой, монотонной, при $\gamma > 1$ — чрезмерно резкой с неестественными выкриками и замираниями.

Как видно из рис. 5.112, компрессор является устройством с обратной регулировкой (цепь управления включена на выходе регулирующей части компрессора), а экспандер — с прямой регулировкой (цепь управления включена на входе регулирующей части экспандера). Можно показать, что в общем случае способы регулировки для компрессора и экспандера должны быть взаимно обратными. Приведенный на рис. 5.112 способ регулировки наиболее целесообразен. Это объясняется тем, что при прямой регулировке в цепи экспандера нестабильность регулирующей части не сказывается на нестабильности всего экспандера в то время, когда при обратной регулировке эта нестабильность усиливается действием экспандера.

Применение инерционных компандерных устройств практически обеспечивает неизменность основных характеристик стандартных каналов тональной частоты и одновременно повышает помехозащищенность примерно на $2,1 \div 2,3$ *дб* ($18 \div 20$ *дб*).

МНОГОКАНАЛЬНАЯ АППАРАТУРА С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ СИГНАЛОВ

§ 6.1. Принципы построения аппаратуры

БЛОК-СХЕМА

Качество многоканальной аппаратуры определяется не только количеством и качеством образуемых с ее помощью каналов, но и такими показателями, как возможность образования каналов с шириной полосы частот, превышающей полосу частот стандартного канала тональной частоты, возможность выделения каналов в промежуточных пунктах магистрали, расход тока питания, размер и вес приходящегося на канал оборудования, приспособленность к массовому производству, численность и квалификация необходимого для обслуживания аппаратуры персонала. Большинство из перечисленных показателей зависит от способа построения блок-схемы аппаратуры. В основу построения схемы может быть положен индивидуальный, групповой или смешанный принцип.

В аппаратуре индивидуального типа преобразование и усиление сигналов на оконечных и всех промежуточных станциях магистрали осуществляются отдельным для каждого канала оборудованием. Основным достоинством такого типа аппаратуры является маневренность: устанавливая или снимая оборудование, можно изменять число каналов на магистрали; заменяя промежуточное оборудование оконечным, можно выделять необходимое число каналов в любом промежуточном усилительном пункте. К основным недостаткам этой аппаратуры относят незначительное число получаемых с ее помощью каналов, небольшую дальность связи, громоздкость и высокую стоимость оборудования.

Незначительное число каналов, которое можно образовать с помощью аппаратуры индивидуального типа, объясняется сложностью задачи разделения сигналов на высоких частотах в промежуточных усилительных пунктах. Ограничение дальности связи обусловлено накоплением искажений, вносимых канальными фильтрами.

Громоздкость аппаратуры объясняется необходимостью введения в состав оборудования промежуточных усилительных пунктов отдельных для каждого канала усилителей, фильтров и корректо-

ров Оконечное оборудование канала, кроме перечисленных узлов, должно включать преобразователи и генераторы несущих колебаний. Так как характеристики большинства узлов оборудования одного канала должны отличаться от характеристик аналогичных узлов оборудования других каналов, то организация массового производства аппаратуры оказывается затруднительной, а стоимость ее — высокой.

В значительной мере свободна от перечисленных недостатков аппаратура, построенная по групповому принципу. Характерным для нее является применение преобразователей, фильтров, усилителей и корректоров для преобразования, усиления, выделения и коррекции одновременно нескольких сигналов. В промежуточных усилительных пунктах групповых систем, например, усиление сигналов в каждом направлении передачи осуществляется одним, общим для всех каналов усилителем. Поскольку разделять каналы

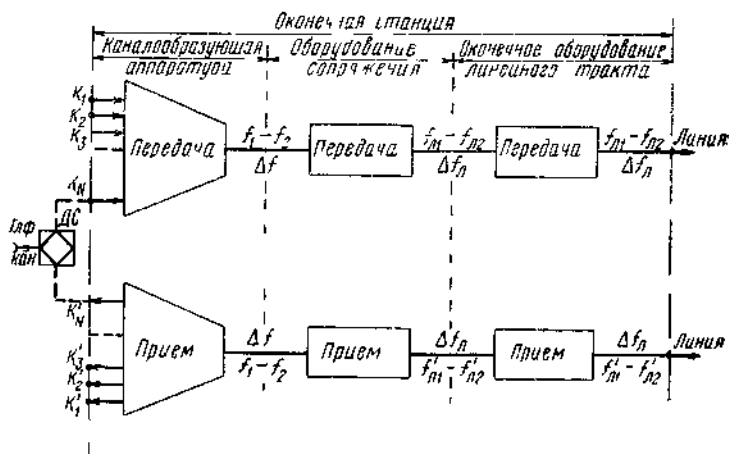


Рис 61

в этом случае не требуется, то отпадает необходимость установки в усилительных пунктах канальных фильтров. Это не только снижает объем и стоимость оборудования, но и устраняет одну из основных причин частотных искажений, характерную для систем индивидуального типа.

Наиболее полно преимущества группового способа построения аппаратуры можно реализовать, если схему оконечной станции (рис 6.1) составлять из комплектов каналообразующей аппаратуры, оконечного оборудования линейного тракта и оборудования сопряжения.

Назначение каждого из перечисленных комплектов сводится к следующему.

Каналообразующая аппаратура передающей станции N -канальной системы осуществляет преобразование спектров N исходных сигналов, занимающих полосу частот $0,3 \div 3,4$ кГц каждый, в груп-

новой сигнал, занимающий полосу $\Delta f = f_2 - f_1$. Каналообразующая аппаратура принимающей станции осуществляет обратное преобразование.

Оборудование сопряжения передающей станции преобразует групповой сигнал с полосой Δf в сигнал, занимающий полосу $\Delta f_{\text{л}} = f_{\text{л}2} - f_{\text{л}1}$, в пределах которой удобно или целесообразно вести передачу по данному типу линии. Оборудование сопряжения принимающей станции осуществляет обратное преобразование.

Оконечное оборудование линейного тракта должно создавать наиболее благоприятные условия передачи сигналов по линии, поэтому в состав его должны входить усилители, источники линейных контрольных токов, устройства АРУ, приборы, обеспечивающие возможность работы с предискажением, и т. д. Введение в состав конечных станций аппаратуры сопряжения позволяет выбирать граничные частоты f_1 и f_2 группового сигнала на выходе каналообразующей аппаратуры независимо от граничных частот $f_{\text{л}1}$ и $f_{\text{л}2}$ линейного спектра. Это упрощает задачу образования каналов высокого качества и дает возможность создать каналообразующее оборудование, одинаково пригодное для использования в аппаратуре уплотнения любых типов линий связи. Реализация этой возможности целесообразна потому, что объем и стоимость каналообразующего оборудования, по существу, определяют объем и стоимость оборудования конечной станции.

Из всех вариантов построения схемы каналообразующей аппаратуры предпочтительней тот, который обеспечивает лучшие характеристики каналов при наименьшей стоимости оборудования, приходящегося на один канал. Поскольку значительную долю стоимости составляют затраты на монтаж и настройку, то схема каналообразующей аппаратуры должна строиться так, чтобы число типов фильтров, генераторов и других узлов, требующих индивидуальной настройки, было минимальным. Для определения оптимального в указанном смысле способа построения схемы рассмотрим процесс преобразования сигналов в аппаратуре группового типа.

В простейшей из систем группового типа на n_1 каналов спектры каждого из n_1 исходных сигналов вначале преобразуют с помощью индивидуальных преобразователей. Частоты несущих колебаний последних выбирают таким образом, чтобы изготовление полосовых фильтров, выделяющих токи полезных боковых полос на выходе преобразователей, не вызвало затруднений и чтобы преобразованные спектры различных сигналов возможно ближе примыкали (по частоте) друг к другу. Объединяя выходы полосовых фильтров, получают единый, содержащий n_1 индивидуальных сигналов, групповой сигнал. Перенос спектра последнего в линейный спектр осуществляется общим для всех сигналов преобразователем. На принимающей станции линейный спектр преобразуется в исходные спектры сигналов в обратном порядке. В результате образуется система на n_1 каналов

Объединенные указанным способом n_1 стандартных каналов называются *первичной группой каналов*. Оборудование, осуществляющее преобразование, усиление и коррекцию каждого из n_1 каналов, составляет индивидуальное оборудование. Совокупности индивидуального оборудования всех n_1 каналов составляет оборудование *первичной группы*.

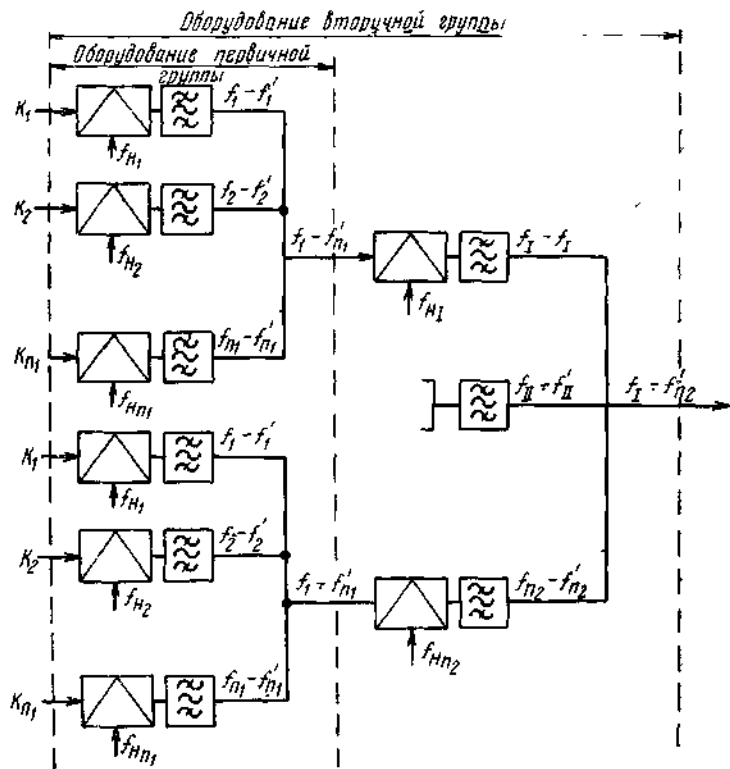


Рис. 6.2

Каналообразующее оборудование системы связи, число каналов N в которой превышает n_1 , создают, используя $n_2 = N/n_1$ одинаковых комплектов оборудования первичных групп (рис. 6.2). До объединения выходов этих комплектов спектр каждой из первичных групп подвергают преобразованию. Частоты несущих токов при этом выбирают так, чтобы преобразованные спектры различных первичных групп занимали возможно ближе примыкающие друг к другу полосы частот. Группу $n_1 n_2$ каналов, полученную объединением n_2 первичных групп, назвали *вторичной группой каналов*.

Для построения аппаратуры на число каналов, превышающее $n_1 n_2$, используют n_3 одинаковых комплектов оборудования вторич-

ных групп. Объединяя их способом, аналогичным способу объединения комплектов оборудования первичных групп, получают комплект оборудования третичной группы. При построении оконечных станций на очень большое число каналов можно использовать каналобразующее оборудование с четвертичными и пятиричными группами, получаемыми путем объединения нескольких третичных групп.

Основным достоинством каналобразующей аппаратуры группового типа является небольшое (не зависящее от общего числа каналов в системе) число n_1 типов сложных в изготовлении канальных полосовых фильтров. Особенности группового способа построения аппаратуры позволяют использовать фильтры в оптимальном для реализации заданных характеристик диапазоне частот, что в значительной мере упрощает организацию массового производства высококачественных фильтров.

Применение высококачественных полосовых фильтров дает возможность свести до минимума ширину частотного промежутка, разделяющего спектры смежных каналов в первичной группе, и отвести на каждый канал одинаковую по ширине полосу частот ΔF . Так как при перемещении спектра первичной группы в линейный спектр ширина разделяющих каналов промежутков сохраняется, то создается возможность организации максимального числа каналов в полосе частот, в пределах которой практически целесообразно использовать данный тип линии. При одинаковом для всех каналов значении ΔF в качестве несущих токов преобразователей можно использовать гармоники тока частоты $f = \Delta F$. Это не только снижает объем и стоимость генераторного оборудования, но и упрощает эксплуатацию аппаратуры: для уравнивания частот всех несущих токов передающей и принимающей станций оказывается достаточным уравнивать частоты f задающих генераторов этих станций.

Достоинством аппаратуры группового типа является также упрощение организации транзитных соединений групп каналов одной системы с такой же группой каналов любой другой системы.

Существенными недостатками систем группового типа являются сложность выделения каналов в промежуточных пунктах магистралей и высокие требования к качественным показателям оборудования группового тракта.

Стремление объединить достоинства аппаратуры индивидуального и группового типов привело к появлению комбинированных систем, в которых оконечное оборудование выполняется по индивидуальному принципу, а оборудование промежуточных пунктов — по групповому. Системы такого типа, как правило, выполняются на небольшое число каналов и применяются для связи на небольшие расстояния. Основным типом современной многоканальной аппаратуры является аппаратура, построенная по групповому принципу.

ПОСТРОЕНИЕ СХЕМЫ КАНАЛООБРАЗУЮЩЕГО ОБОРУДОВАНИЯ

Основными преимуществами группового способа построения каналообразующего оборудования являются приспособленность аппаратуры к массовому производству и наиболее полное использование пропускной способности линии. Чтобы установить, в какой мере эти преимущества реализуются современной аппаратурой, необходимо сравнить ее с аппаратурой, оптимальной в указанном выше смысле. Поэтому поставим задачу: определить схему построения каналообразующей аппаратуры, наиболее удобную для массового производства и обеспечивающую максимальное использование пропускной способности линии связи.

Одним из основных показателей приспособленности аппаратуры к массовому производству является число разнотипных, требующих индивидуальной настройки, узлов. Чем оно меньше, тем легче организовать производство и тем дешевле оказывается аппаратура.

К наиболее сложным, требующим индивидуальной настройки, узлам многоканальной аппаратуры относятся фильтры и источники токов несущих частот. В каналообразующей аппаратуре группового типа общее число этих узлов и число типов каждого из них зависят от числа каналов, объединяемых в первичной группе, и от числа предшествующих групп, объединяемых в последующих группах.

Исходя из этого, представляет интерес определить число n_1 каналов в первичной группе, число n_2 первичных групп во вторичной группе, число n_3 вторичных групп в третичной группе и т. д., при которых число типов фильтров и номиналов несущих в каналообразующей аппаратуре будет наименьшим. Решить эту задачу можно следующим путем¹⁾.

Обычно схема приемного тракта каналообразующего оборудования строится как зеркальное отображение схемы передающего тракта. Поэтому поиск оптимального построения схемы каналообразующей аппаратуры будем осуществлять, рассматривая лишь передающую часть последней.

Структурную схему передатчика каналообразующей аппаратуры, приведенную на рис. 6.2, простоты ради представим в виде, показанном на рис. 6.3. Здесь каждая пронумерованная ветвь

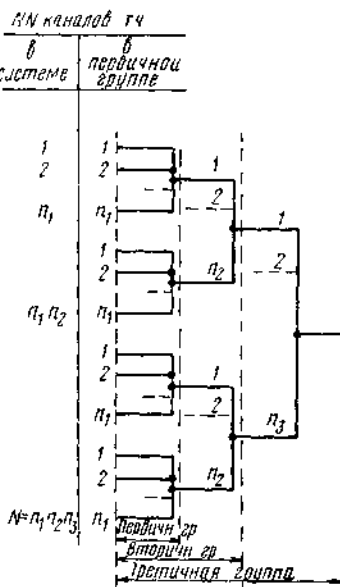


Рис. 6.3

¹⁾ Приводимое здесь решение основывается на работах Г. Майера.

представляет собой каскадное соединение преобразователя частоты и полосового фильтра.

В соответствии со схемами на рис. 6.2 и 6.3 условимся обозначать: общее число каналов в тракте передачи N ; число ступеней преобразования сигнала от входа канала до выхода передатчика каналообразующей аппаратуры k ; общее число преобразователей и передатчике P ; число номиналов частот несущего тока g ; общее число источников несущих токов G ; число типов фильтров f ; общее число фильтров в передатчике F .

Так как оборудование всех первичных групп, так же как оборудование вторичных, третичных и всех прочих однотипных групп, одинаково, то в соответствии со схемой на рис. 6.3 число типов фильтров f в передатчике каналообразующей аппаратуры определится уравнением

$$f = n_1 + n_2 + n_3 + \dots + n_k \quad (6.1)$$

и будет равно числу номиналов частот несущих токов:

$$f = g. \quad (6.2)$$

Заметим, что при этом

$$F = P = G. \quad (6.3)$$

Положим вначале, что в каждой группе системы объединяется одинаковое число ветвей: $n_1 = n_2 = n_3 = \dots = n_k = n$. Тогда из уравнения (6.1) имеем

$$f = kn. \quad (6.4)$$

В этом выражении неизвестно k . Определить его можно, если учесть, что согласно схеме на рис. 6.3

$$N = n_1 n_2 n_3 \dots n_k. \quad (6.5)$$

В рассматриваемом случае

$$N = n^k, \quad (6.6)$$

откуда

$$k = \frac{\ln N}{\ln n}. \quad (6.7)$$

Подставив (6.7) в (6.4), получим

$$f = \ln N \frac{n}{\ln n}. \quad (6.8)$$

Значение n , соответствующее минимальному f , определим из условия $df/dn=0$ и $d^2f/dn^2 > 0$:

$$\frac{df}{dn} = \ln N \frac{\ln n - 1}{(\ln n)^2};$$

$$\ln n - 1 = 0; \quad n = e \approx 3.$$

Из приведенного анализа следует, что если первичная группа будет состоять из 3 каналов, вторичная группа — объединять 3 первичных группы, третичная — 3 вторичных и т. д., то число типов фильтров и число номиналов частот несущих токов будет наименьшим, а каналообразующая аппаратура — наиболее приспособленной для массового производства.

Дополнительным достоинством такого построения блок-схемы каналообразующей аппаратуры состояло бы в удобстве образования каналов для передачи программ звукового вещания и для передачи цифровой информации с повышенной скоростью. Так как для той и для другой целей требуется канал, ширина частотной

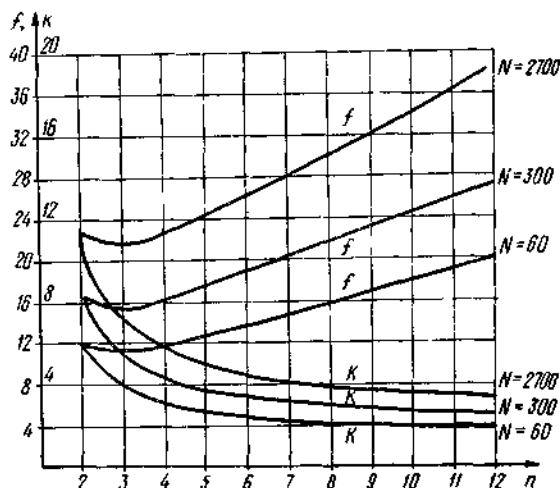


Рис 64

полосы которого превосходит ширину полосы частот стандартного канала τ ч, то организация его сводилась бы к исключению из схемы каналообразующей аппаратуры трехканальной первичной группы и образованию в освободившемся диапазоне частот канала для передачи программ вещания или передачи данных.

Серьезным недостатком схемы, построенной на базе групп с небольшим числом каналов, является то, что общее число фильтров $2F$, преобразователей $2P$ и источников тока несущей частоты $2G$ в каналообразующей аппаратуре оконечной станции оказывается большим, а сигнал на пути от входа передатчика до выхода приемника претерпевает многочисленные преобразования. Поскольку эти преобразования происходят не только на оконечных станциях, но и в пунктах переприема и высокочастотного транзита групп каналов из системы в систему, число их на пути от места передачи до пункта приема может достигать многих десятков. Это увеличивает помехи в канале и снижает надежность свя-

чи. Поэтому необходимо исследовать целесообразность увеличения числа каналов, объединяемых в группы.

Зависимость числа типов фильтров f и числа ступеней преобразования k от величины n можно установить по ур-ниям (6.7) и (6.8). Для некоторых значений N она приведена на рис. 6.4.

Из рисунка видно, что минимум $f = \varphi(n)$ при $n \approx 3$ выражен очень резко. При увеличении n в два раза число типов фильтров и каналообразующем оборудовании на 60 каналов возрастает всего на 3, а в оборудовании на 2700 каналов — на 5. Происходящее в данном случае уменьшение числа k ступеней преобразования на одну в 60-канальной аппаратуре и на три в 2700-канальной аппаратуре, а также уменьшение общего числа фильтров на 17 в передатчике 60-канальной аппаратуры и на 800 в аппаратуре на 2700 каналов показывает целесообразность увеличения числа ветвей, объединяемых в группы.

При выборе окончательного значения n необходимо учитывать следующее.

Из ур-ния (6.1) следует, что увеличение одного из слагаемых не изменит числа типов фильтров, если какое-либо из других слагаемых, или сумма остальных слагаемых) будет уменьшено на ту же величину. Это дает возможность объединять различное число ветвей в каждой группе (т. е. принимать $n_1 \neq n_2 \neq n_3 \dots \neq n_k$ при сохранении степени приспособленности аппаратуры к массовому производству).

Уменьшения числа ступеней преобразования при заданном числе каналов N можно достичь увеличением объема любой группы, однако использование для этой цели n_1 позволяет уменьшить не только k , но и общее число фильтров, преобразователей и источников несущего тока в системе. Установим число последних:

$$F = P = G = n_1 n_2 n_3 \dots n_k + n_2 n_3 \dots n_k + n_3 \dots n_k + \dots + n_k. \quad (6.9)$$

Из этого уравнения следует, что увеличение объема любой группы, кроме первой, вызывает увеличение нескольких слагаемых, в то время как при увеличении n_1 увеличивается только первый член суммы. Следовательно, уменьшение числа фильтров, преобразователей и источников несущего тока, вызванное упразднением одной ступени преобразования [т. е. исключением n_k в ф-ле (6.9)] вследствие увеличения числа n_1 ветвей в первой группе, будет более существенным, чем за счет увеличения числа ветвей в любой другой группе.

Необходимое для устранения одной ступени преобразования увеличение n_1 можно установить следующим путем.

Из рис. 6.3 следует, что число каналов в системе с k ступенями преобразования определяется ур-нием (6.5): $N = n_1 n_2 n_3 \dots n_{k-1} n_k$. Число каналов в аппаратуре с измененной первичной группой и с k ступенями преобразования равно: $N = n'_1 n_2 n_3 \dots n_{k-1}$. Так как N в обоих случаях должно быть одинаковым, то число каналов,

объединяемых измененной первичной группой, должно быть

$$n_1' = n_1 n_k. \quad (6.10)$$

Если вместо $n_1 = n_2 = \dots = n_k = 3$ использовать группу $n_1' = n_1 n_k = 9$, то число типов фильтров в системе увеличится на 3, причем число типов канальных ПФ увеличится на 6. Избежать увеличения типов фильтров можно, если формирование спектра первичной группы осуществлять следующим способом.

Предположим, что исходный спектр каждого из 9 объединяемых в первичную группу каналов занимает полосу частот $0,3 \div 3,4$ кГц, а в спектре первичной группы первый канал должен занимать полосу $60,3 \div 63,4$ кГц, второй — $64,3 \div 67,4$ кГц, ..., девятый — $92,3 \div 95,4$ кГц. Исходные спектры каждого сигнала преобразуются в два этапа: сначала одинаковым для всех каналов преобразователем с несущей частотой, например, 120 кГц, а затем преобразователем с несущей частотой 180 кГц в первом канале, 184 кГц — во втором, 212 кГц — в девятом.

После первой ступени преобразования фильтром с полосой пропускания $116,6 \div 119,7$ кГц (одинаковым для всех девяти каналов) выделяются токи нижней боковой полосы частот. После второй ступени преобразования эти токи будут лежать в заданном диапазоне частот $60,3 \div 95,4$ кГц, тогда как токи верхних боковых полос займут диапазон $296,6 \div 331,7$ кГц. Исходя из этого, выходы преобразователей второй ступени преобразования всех каналов можно объединить и токи с частотами $60,3 \div 95,4$ кГц выделять с помощью одного, общего для всех девяти каналов фильтра Д-96. Число типов фильтров в построенном таким способом оборудовании первичной группы уменьшится до 2.

Недостатками данного способа формирования спектра первичной группы являются увеличение числа элементов в индивидуальном оборудовании каналов и сложность развязывающих устройств, объединяющих выходы индивидуальных преобразователей.

Уменьшения числа ступеней преобразования в системе можно достичь и одновременным увеличением числа ветвей, объединяемых в каждой группе. Коэффициент m , показывающий, во сколько раз должно быть увеличено число ветвей в каждой группе для уменьшения числа ступеней преобразования на одну, можно установить, приравняв правые части ур-ния (6.5) и уравнения $N = (mn_1)(mn_2) \dots (mn_{k-1})$, определяющего число каналов в аппаратуре, в каждой группе которой объединяется ветвей в m раз больше, а число ступеней преобразования (и, следовательно, число различных групп) — на одну меньше.

Решение полученного уравнения приводит к результату

$$m = \frac{\kappa - 1}{\sqrt{n_k}}. \quad (6.11)$$

Нахождение наиболее приемлемого числа каналов в группах и числа ступеней преобразования для любого значения N можно осуществить по ур-ниям (6.4), (6.7), (6.10) и (6.11) с учетом изменения общего числа фильтров, преобразователей и источников несущего тока в соответствии с ур-нием (6.9).

Фирмы различных стран в соответствии с местными условиями и собственными интересами выпускали каналообразующее оборудование, в первичной группе которого объединялось от 3 до 12 стандартных каналов тональной частоты. Такое разнообразие аппаратуры затрудняло эксплуатацию ее в единой сети связи. Чтобы

сравнить это затруднение, МККТТ рекомендовал использовать в качестве первичной группы двенадцатиканальную группу, формируемую непосредственно или путем объединения трехканальных групп. В советских многоканальных системах в качестве первичной группы используют двенадцатиканальную группу с непосредственным формированием спектра. Вторичную группу образуют путем объединения пяти первичных групп, третичную — объединением пяти вторичных групп, четверичную — объединением трех третичных групп.

Частотные спектры перечисленных групп выбирались так, чтобы абсолютная и относительная ширина их были по возможности больше, а изготовление фильтров, выделяющих токи нужных боковых полос, не вызывало особых затруднений. Выполнение этих условий обеспечивает организацию максимального числа каналов в данном линейном спектре и уменьшение числа побочных продуктов преобразования, проникающих в каналы.

ОБОРУДОВАНИЕ ПЕРВИЧНОЙ ГРУППЫ КАНАЛОВ

Абсолютная ширина спектра первичной группы определяется шириной полосы, занимаемой каждым стандартным каналом, числом каналов в группе и шириной частотных промежутков, разделяющих каналы.

Ширина частотной полосы, занимаемой каналом, определяется шириной боковой полосы. Ширина последней при спектре исходного сигнала $300 \div 3400$ гц¹⁾ составляет 3100 гц. Выбор ширины частотного промежутка между спектрами смежных по частоте каналов зависит от совершенства устройств, осуществляющих разделение каналов на принимающей станции. Современные полосовые фильтры при использовании их в наиболее благоприятном для них диапазоне частот обеспечивают успешное разделение сигналов при ширине частотных промежутков $500 \div 900$ гц.

При указанных условиях ширину приходящейся на каждый канал полосы частот можно было принять равной $3100 + 900 = 4000$ гц²⁾. Ширина спектра первичной двенадцатиканальной группы поэтому составила $4 \times 12 = 48$ кгц.

Фильтры, включенные на выходе индивидуального модулятора и входе индивидуального демодулятора, должны не только обладать определенными характеристиками, но и сохранять их при изменении элементов, колебаниях температуры и влажности окружающей среды. К моменту разработки первых групповых систем в технике связи применялись только два типа фильтров: фильтры,

¹⁾ Так как при транзитном соединении каналов эффективно передаваемая полоса частот уменьшается, то для выполнения рекомендации МККТТ о необходимости сохранения $\Delta F = 300 \div 3400$ гц и при транзитах эффективно передаваемая полоса частот каждого канала должна быть больше полосы $300 \div 3400$ гц.

²⁾ Выделение одинаковой по ширине полосы частот на каждый канал (4 кгц) выгодно потому, что позволяет использовать в качестве несущих токов частоты токи частотой 4 кгц.

выполненные из емкостей и катушек индуктивности, и кварцевые фильтры. Так как фильтры LC обладали достаточно высокой стабильностью характеристик лишь на частотах до 30 кГц, то построение двенадцатиканальной группы могло быть осуществлено только при использовании кварцевых фильтров¹⁾. Наиболее удобным диапазоном для изготовления и эксплуатации кварцевых полосовых фильтров считался диапазон 50÷150 кГц. Поэтому значения частот несущих токов индивидуальных преобразователей должны были выбираться так, чтобы полезные боковые полосы на выходе преобразователя передачи каждого канала лежали в указанных пределах.

При выборе спектра двенадцатиканальной группы учитывали также то, что смещение его в сторону низких частот выгодно из-за понижения номеров гармоник тока частотой 4 кГц, используемых в качестве несущих колебаний индивидуальных преобразователей, а смещение в сторону верхних частот — из-за уменьшения относительной ширины спектра группы.

В качестве компромиссной нижней границы спектра двенадцатиканальной группы была выбрана частота 60 кГц. Верхняя граничная частота оказалась равной $60 + 48 = 108$ кГц. Относительная ширина спектра составила величину $108/60 < 2$, т. е. меньше одной октавы.

Оборудование двенадцатиканальных групп, объединяющее индивидуальное оборудование 12 каналов, комплектуется в виде блоков. Рассмотрим более подробно принципы их построения, так как последние составляют основу схем каналообразующей аппаратуры большинства современных многоканальных систем.

На рис. 6.5 приведена блок-схема индивидуального оборудования первого канала двенадцатиканальной группы аппаратуры отечественного производства. Схемы других одиннадцати каналов аналогичны: меняются лишь значения частот несущего тока²⁾ и полосы пропускания канальных фильтров.

Поскольку габариты, вес и стоимость аппаратуры оконечной станции определяются в основном индивидуальным оборудованием, то при разработке схемы последнего предпочитали использовать узлы с минимальными размерами, весом и стоимостью. По этой причине, например, вместо кольцевой схемы в индивидуальных преобразователях блоков первых выпусков использовали более дешевую и меньших габаритов мостовую схему. Применение ее без существенного ущерба качеству канала было возможным потому, что частота несущего колебания в индивидуальных преобразователях во много раз превосходит максимальную частоту сигнала тональной частоты.

¹⁾ Для трехканальных предгрупп МККТТ рекомендует использовать полосу частот 12÷24 кГц. Поэтому в качестве канальных полосовых фильтров в таких предгруппах используют фильтры, выполненные на элементах L и C .

²⁾ Значения частот несущих токов выбраны кратными 4 кГц (108 кГц в первом канале, 104 кГц — во втором, ..., 64 кГц — в двенадцатом).

Так как для мостовой схемы требуется подбор четырех диодов, массовое производство мостовых преобразователей оказалось единичным. Поэтому после разработки малогабаритных трансформаторов вместо мостовых стали применять балансные преобразователи, в схему которых входят лишь два диода. Из возможных вариантов схемы балансного преобразователя схему шунтового типа выбрали потому, что она содержит только один дифференциальный трансформатор.

Для уменьшения рабочего затухания балансных преобразователей в схему тракта передачи (см. рис. 6.5) ввели емкости C_1 и C_2 . Емкость C_1 вместе с индуктивностью рассеяния трансформатора Tr_1 образует полувзвено фильтра нижних частот с высоким входным сопротивлением (со стороны преобразователя) на частотах $\omega < 60$ кГц. Емкость C_2 и индуктивность первичной обмотки Tr_2 образуют полувзвено фильтра верхних частот с высоким входным сопротивлением (со стороны преобразователя) на частотах ниже ω . Так как ФНЧ исключает шунтирование токов полезной боковой полосы частот приборами, включенными в низкочастотную часть тракта (например, удлинителем $Удл_1$), а введение ФНЧ устраняет шунтирование низкочастотного сигнала приборами тракта высокой частоты, то рабочее затухание преобразователя уменьшается.

Частоты несущих токов модулятора M и демодулятора D должны быть одинаковы, поэтому получать эти токи целесообразно от одного и того же источника. Поскольку балансная схема потребляет ток практически в полупериоды лишь одной полярности, то для уравнивания нагрузок обеих полуоболочек несущий ток к преобразователям M и D должен подаваться в противофазе.

Полосовый фильтр с пьезоэлектрическими или магнитоэлектрическими резонаторами выделяет токи нижней боковой полосы частот. Вместе с токами других N каналов они образуют единый рупорный сигнал. Спектр последнего показан на рис. 6.5.

Сопротивление нагрузки шунтового балансного преобразователя должно быть большим, а сопротивление нагрузки полосового фильтра — малым, поэтому соединение преобразователя с ПФ осуществляется через понижающий трансформатор Tr_2 и несимметричный удлинитель $Удл_2$. Введение последнего увеличивает затухание тракта передачи, но упрощает задачу согласования характеристик сопротивлений преобразователя и фильтра и уменьшает амплитудно-частотные искажения.

В настоящее время разработаны схемы индивидуального обслуживания, в которых диодные преобразователи заменены транзисторными. Применение последних предпочтительней потому, что они легче поддаются балансировке, потребляют меньшую мощность тока несущей частоты, допускают применение ООС, обладают усилением, позволяют разделить вход и выход преобразователя и уменьшить за счет этого частотные искажения в каналах.

Компенсирующий контур KK нейтрализует реактивные составляющие выходных сопротивлений полосовых фильтров и обеспечивает таким образом независимую работу двенадцати параллельно включенных ПФ.

Характеристики полосового фильтра тракта приема одинаковы с характеристиками фильтра, включенного в тракт передачи.

Фильтр нижних частот $D-3,4$ отделяет сигнал от побочных продуктов демодуляции и подавляет продукты паразитной модуляции (например, составляющие частотой 4 и 8 кГц, возникающие из-за просачивания в тракт подачи тока несущей частоты каждого данного демодулятора токов несущих частот демодуляторов смежных каналов). Обладая большим входным сопротивлением на частотах выше 60 кГц, фильтр $D-3,4$ уменьшает шунтирование поступающего на демодулятор высокочастотного сигнала и снижает за счет этого рабочее затухание преобразователя.

Ограничитель больших напряжений (ограничитель амплитуд OA) введен в тракт передачи для устранения перегрузки групповых устройств (усилителей, преобразователей) пиками напряжения входных сигналов.

Рабочее затухание тракта передачи двенадцатиканальной группы поддерживается постоянным с помощью АРУ по группам каналов. Управление групповой АРУ осуществляется контрольным током частотой 84,14 кГц, вводимым в тракт передачи через дифференциальный трансформатор $ДТр$.

Необходимость введения АРУ по двенадцатиканальным группам (дополнительно к АРУ линейного тракта) объясняется следующими причинами.

Каждый усилитель с устройствами АРУ корректирует вносимые линейной антенной частотные искажения с некоторой погрешностью. Так как величина погрешности зависит от частоты, то рабочее затухание тракта передачи каждой двенадцатиканальной группы оказывается зависящим от расположения спектра группы в линейном спектре системы. При увеличении числа усилителей с АРУ отличие рабочего затухания a_0 от номинального значения $a_{0н}$, так же как и разброс значений a_0 различных групп, возрастает.

Если тракт передачи двенадцатиканальной группы составляет из l участков магистрали, каждый из которых охвачен своей отдельной системой линейной АРУ, то отклонение a_0 от $a_{0н}$ возрастает примерно в \sqrt{l} раз.

Капиталообразующее оборудование обычно не охватывается линейной АРУ. Поэтому изменение режима работы этого оборудования (изменение напряжений питания или уровней несущих токов, температуры и влажности, старение элементов и т. д.) может привести к существенному изменению остаточного затухания каналов.

Уменьшить влияние перечисленных причин на стабильность остаточного затухания каналов можно с помощью автоматической регулировки усиления тракта передачи каждой двенадцатиканальной группы, осуществляемой на оконечной и промежуточных станциях по контрольному току, проходящему по всему тракту от передающей до принимающей станции.

Опыты показывают, что для поддержания нормального рабочего затухания достаточно использовать «плоскую» регулировку. Для уменьшения возможной при этом погрешности установки остаточного затухания различных каналов частота управляющего работой АРУ контрольного тока должна выбираться в середине спектра двенадцатиканальной группы, причем так, чтобы контрольный ток не создавал помех в каналах.

МККТТ рекомендует в качестве контрольного использовать ток частотой 84,08 или 84,14 кГц. В отечественных многоканальных системах используется ток частотой 84,14 кГц, лежащий между спектрами шестого и седьмого каналов.

Чтобы проникающие в каналы продукты демодуляции контрольного тока не снижали качества связи, уровень их должен быть примерно на 7 дБ ниже измерительного уровня. Добиваются этого понижением уровня контрольного тока и, главным образом, с помощью фильтров. Так как каналные полосовые фильтры не могут в достаточной мере подавить помеху, отстоящую от сигнала всего на 60–360 Гц, то подавление помех осуществляют специальными дополнительными фильтрами, включаемыми в низкочастотную часть каналов.

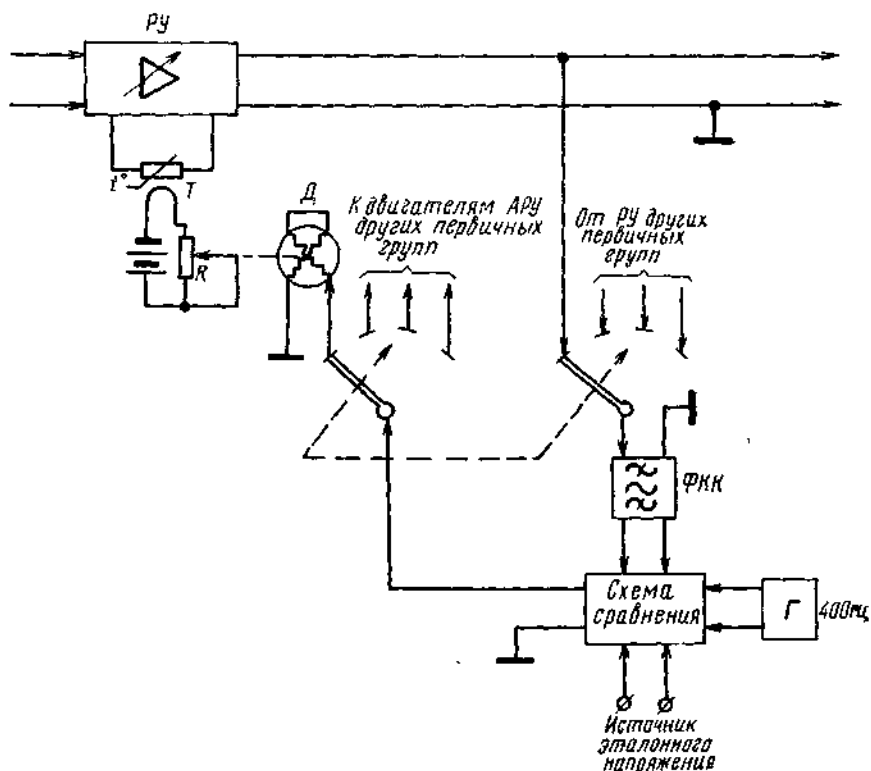


Рис. 6.6

Помеху частотой 140 кГц, создаваемую контрольным током в седьмом канале (несущая 84 кГц), устраняют фильтром верхних частот К-140. Помеху частотой 3,86 кГц в шестом канале (88–84,14=3,86 кГц) устраняют режекторным фильтром. Для устранения влияния на уровень контрольного тока гармоник тока вызывной частоты и составляющих телефонного сигнала частотой, близкой к 140 кГц, перед модулятором седьмого канала включают фильтр К-140.

Чтобы изменение режима работы преобразовательного оборудования первичной группы не сказывалось на стабильности уровня контрольного тока, ввод последнего в тракт передачи группового сигнала осуществляется через дифференциальный трансформатор ДТр.

Так как во всех двенадцатиканальных группах оконечной станции в качестве контрольного используется ток частотой 84,14 кГц,

а изменение остаточного затухания по перечисленным выше причинам происходит медленно, то состояние трактов (по величине остаточного затухания) можно оценивать одним и тем же прибором. Работа устройства АРУ при этом протекает следующим образом (рис. 6.6).

В тракте приема каждой двенадцатиканальной группы включается регулируемый усилитель $PУ$ (см. рис. 6.5), глубина отрицательной обратной связи которого зависит от сопротивления тела термистора T . Подогрев термистора осуществляется постоянным током, протекающим последовательно через нить подогрева и реостат R . Движок реостата через систему передачи соединен с ротором двигателя D . Время и направление вращения ротора зависят от продолжительности и фазы переменного тока частотой 400 гц, подводимого к обмоткам двигателя.

С помощью специальной системы коммутации вход узкополосного кварцевого фильтра $ФКК$ поочередно подключается к выходам усилителей $PУ$ различных двенадцатиканальных групп. Выделенный фильтром контрольный ток сравнивается с эталонным. Если разность токов превышает допустимую, то схема сравнения выдает команду на подключение напряжения питания к обмоткам двигателя. Фаза этого напряжения определяется фазой разностного тока и обеспечивает вращение ротора в направлении, необходимом для приведения в норму рабочего затухания тракта передачи. По окончании регулировки вход фильтра $ФКК$ переключается на выход усилителя $PУ$ другой двенадцатиканальной группы.

В отечественных многоканальных системах описанный выше прибор рассчитывается на обслуживание 25 двенадцатиканальных групп. С целью сокращения монтажной проводки и уменьшения таким образом возможного влияния между трактами передачи различных групп регулируемые усилители всех 25 групп сосредоточиваются на одной стойке.

ОБОРУДОВАНИЕ ВТОРИЧНОЙ И ТРЕТИЧНОЙ ГРУПП

Вторичную группу современных многоканальных систем образуют объединением пяти первичных групп. Спектр такой вторичной (шестидесятиканальной) группы занимает полосу частот шириной $5 \times 48 = 240$ кГц. При выборе положения этой полосы на шкале частот учитывали необходимость уменьшения относительной ширины этой полосы и желательность смещения ее в область низких частот. Чтобы в максимальной степени удовлетворить эти противоречивые требования, нижнюю граничную частоту приняли равной 312 кГц. Верхняя граничная частота определилась условием $312 + 240 = 552$ кГц. Относительная ширина полосы оказалась меньше октавы.

Блок-схема оборудования вторичной группы показана на рис. 6.7. Тракты передачи и приема этой схемы содержат кольцевые

преобразователи и полосовые фильтры. Задача преобразователей и фильтров тракта передачи сводится к преобразованию пяти групповых сигналов, занимающих полосу частот $60 \div 108$ кГц каждый, в сигналы, занимающие полосы частот: $312 \div (312 + 48) = (312 \div 360)$ кГц; $360 \div (360 + 48) = (360 \div 408)$ кГц; $408 \div (408 + 48) = (408 \div 456)$ кГц; $456 \div (456 + 48) = (456 \div 504)$ кГц и $504 \div (504 + 48) = (504 \div 552)$ кГц. Преобразователи и фильтры приемного тракта должны осуществлять обратное преобразование.

Необходимые для решения указанных задач значения частот несущих колебаний можно определить по формуле $f_{\text{нес } n} = 420 + 48(n-1)$ кГц, где n — номер первичной группы, входящей в состав вторичной группы.

Если в качестве несущих использовать токи, частоты которых определяются выражением $f_{\text{нес } n} = 252 + 48(n-1)$ кГц, то включенные на выходе преобразователя фильтры вместо токов нижних боковых полос будут выделять токи верхних боковых полос. Осуществленная таким способом инверсия спектров сигналов (по сравнению с первым случаем) используется иногда для превращения в шум внятных переходных разговоров.

Блок параллельной работы первичных групп БПРПГ представляет собой устройство типа распределителя мощности. Введение его в схему оборудования вторичной группы объясняется следующей причиной.

Для уменьшения амплитудно-частотных искажений в крайних (по частоте) каналах полосовые фильтры, выделяющие преобразованные спектры первичных групп, рассчитываются на полосу пропускания более широкую, чем полоса частот, занимаемая двенадцатиканальной группой¹⁾. В этих условиях попытка непосредственного параллельного соединения фильтров привела бы к шунтированию токов части каналов одной группы малым, зависящим от частоты, входным сопротивлением полосового фильтра другой, смежной по частоте, двенадцатиканальной группы. Для предотвращения появляющихся по этой причине искажений и обеспечения независимой работы пяти двенадцатиканальных групп параллельно соединяются только группы, значительно отличающиеся по спектру. Объединение полученных таким способом «подгрупп» осуществляется с помощью БПРПГ.

Для контроля состояния вторичной группы и поддержания постоянной диаграммы уровня к выходу оборудования вторичной группы подводится контрольный ток частотой 411,86 кГц. На при-

¹⁾ Снижение требований к ПФ в рассматриваемом случае оказывается возможным потому, что наиболее мощная помеха на выходе каждого преобразователя (токи второй боковой полосы частот) отделена от полезной боковой полосы промежутком в 120 кГц, а токи смежных двенадцатиканальных групп, попадающие на преобразователь тракта приема каждой двенадцатиканальной группы, преобразуются в продукты, подавляемые индивидуальными полосовыми фильтрами каналов принимающей станции.

нимающей станции этот ток выделяется и используется для управления работой устройств АРУ вторичной группы.

МККТТ допускает формирование шестидесятиканальных групп и с другим спектром. Учитывая, однако, необходимость сопряжения различных систем связи, МККТТ ограничивает выбор спектра семнадцатью вариантами, приведенными на рис. 6.8. Заметим, что шестидесятиканальной группе со спектром 312÷552 кГц в ряду возможных вариантов присвоен второй номер.

Для построения систем с числом каналов 300 и более МККТТ рекомендует использование третичной (300-канальной) группы со спектром 812÷2044 кГц, образуемой объединением пяти основных вторичных групп со спектром 312÷552 кГц каждая. Блок-схема оборудования 300-канальной группы аналогична схеме на рис. 6.7. Различие между ними заключается в подходе к выбору частот несущих колебаний групповых преобразователей. Если в схеме на рис. 6.7 частоты несущих токов выбирались так, чтобы преобразо-

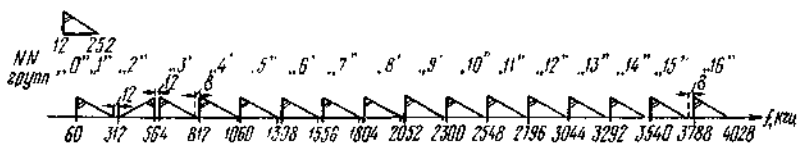


Рис. 6.8

ванные спектры двенадцатиканальных групп примыкали (по частоте) один к другому, то в схеме образования третичной группы частоты несущих токов преобразователей вторичных групп выбираются так, чтобы преобразованные спектры шестидесятиканальных групп разделялись частотными промежутками по 8 кГц. Введение этих промежутков необходимо для упрощения задачи выделения шестидесятиканальных групп в оконечных и промежуточных станциях магистрали. Отвечающие указанному требованию значения частот несущих токов можно определить по формуле $f_{\text{нес } n} = 1364 + 248(n-1)$, где $n = 1 \div 5$ — номер шестидесятиканальной группы в 300-канальной группе. В соответствии со схемой на рис. 6.8 в состав третичной группы входят шестидесятиканальные группы с вариантами спектров с четвертого по восьмой.

В системах на несколько тысяч каналов МККТТ рекомендует использовать четверичные группы со спектром 8516÷12 388 кГц, образуемые путем объединения трех третичных групп со спектром 812÷2044 кГц каждая.

КАНАЛООБРАЗУЮЩЕЕ ОБОРУДОВАНИЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ КОРОТКИХ ЛИНИЙ

В системах, предназначенных для работы на коротких линиях, в качестве первичных групп часто используют трех- и шестика-

нальные группы. В отечественной аппаратуре типа КРР используют тридцатиканальную группу, спектр которой занимает полосу частот $312 \div 548$ кГц. Выбор такой группы и спектра объясняется следующими причинами.

Аппаратура уплотнения коротких линий (чаще всего соединительных линий) устанавливается в непредназначавшихся для этой цели помещениях автоматических телефонных станций и обслуживается персоналом, не имеющим специальной подготовки. Поэтому она должна быть простой в обслуживании и надежной в работе. Оборудование, приходящееся на один канал, должно быть не только малым по размерам и весу, но и стоить не дороже пары телефонного кабеля.

Снижения стоимости оборудования добиваются упрощением аппаратуры, применением схем, при которых число различающихся по своим характеристикам узлов в оборудовании различных каналов сводится к минимуму, а также использованием способов, позволяющих снизить требования к характеристикам дорогостоящих узлов.

Одним из наиболее трудоемких в изготовлении, а потому и наиболее дорогим узлом каналообразующей аппаратуры является канальный фильтр. С целью снижения требований к его характеристикам (а следовательно, и снижения стоимости его) часто отказываются от максимального использования пропускной способности линии, увеличивая отводимую в линейном спектре на каждый канал полосу частот с 4 до 6 или 8 кГц.

Большого снижения стоимости аппаратуры указанным способом добиться нельзя, так как, во-первых, исключена возможность беспредельного снижения требований к фильтрам, включаемым на выходе модулятора¹⁾, а во-вторых, фильтры различных каналов остаются различными по характеристикам и потому требуют индивидуальной настройки. Указанные затруднения в значительной мере устраняются заменой фильтров фазоразностными схемами.

Частоты несущих колебаний преобразователей КРР выбирают так, чтобы спектры верхних боковых полос всех 30 каналов лежали в диапазоне $312 \div 548$ кГц. Так как на каждый канал при этом приходится полоса шириной 8 кГц, то в качестве несущих оказалось возможным использовать гармоники тока частотой 8 кГц.

Выбор спектра $312 \div 548$ кГц объясняется не только тем, что в данном случае оказывается возможным ввод тридцатиканальной группы КРР в тракт передачи стандартной (шестидесятиканальной) группы, но и тем, что $548/312 < 2$ и, следовательно, побочные продукты преобразования вида $2f_{\text{нес}} \pm nF$, не подавляемые фазоразностной схемой, не попадут в полезный спектр $312 \div 548$ кГц.

¹⁾ Независимо от ширины полосы частот, отводимой на канал, фильтр, включенный на выходе модулятора, должен подавить отстоящие на 0,6 кГц токи второй боковой полосы не менее чем на 3 деп.

§ 6.2. Аппаратура уплотнения симметричных кабелей

ЛИНЕЙНЫЙ СПЕКТР

Для связи по симметричным кабелям, как правило, используют однополосные четырехпроводные (двухкабельные) системы. Лишь для связи на малые расстояния иногда применяют двухполосные, двухпроводные или двухполосные четырехпроводные системы.

Ширина линейного спектра однополосной системы определяется числом каналов. Так как на каждый стандартный канал отводится полоса шириной 4 кГц, то ширина полосы частот, занимаемой линейным спектром N -канальной системы будет $\Delta f = 4N$, кГц. При

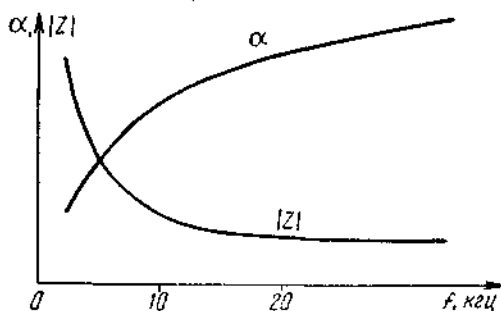


Рис 6.9

выборе положения спектра на оси частот принимались во внимание следующие обстоятельства.

Так как повышение частоты линейного спектра сопровождается ростом затухания кабеля и снижением переходного затухания между парами, то для уменьшения числа усилителей на магистрали и упрощения задачи обеспечения необходимой защищенности между

каналами систем, работающих по парам одного и того же кабеля, линейный спектр выгодно смещать в сторону более низких частот. Причинами, ограничивающими такое смещение, являются: а) резкий изгиб характеристики затухания кабеля на частотах ниже 10–12 кГц (рис. 6.9); б) резкое изменение активной и значительная величина реактивной составляющих волнового сопротивления кабеля на частотах ниже 10 кГц (рис. 6.9); в) увеличение относительной ширины линейного спектра.

Первая из указанных причин затрудняет решение проблемы коррекции амплитудно-частотных искажений тракта передачи, вторая — решение задачи согласования входных сопротивлений аппаратуры и кабеля. Третья причина в значительной мере усложняет задачу производства высококачественных усилителей. Поэтому нижнюю граничную частоту линейного спектра систем уплотнения симметричных кабелей выбрали равной 12 кГц. Исходя из этого, линейные спектры однополосных четырехпроводных систем связи должны располагаться в полосе частот: $12 \div (12 + 4 \cdot 12) = 12 \div 60$ кГц у 12-канальных систем, $12 \div (12 + 4 \cdot 24) = 12 \div 108$ кГц у 24-канальных систем, $12 \div (12 + 4 \cdot 60) = 12 \div 252$ кГц у 60-канальных систем.

Использование для магистральной связи линейных токов частотой более 250 кГц вызывает серьезные затруднения, объясняю-

щиеся сложностью достижения необходимой защищенности между каналами различных систем, работающих по параллельным парам симметричного кабеля. Есть основания полагать, что для работы систем с числом каналов $N > 60$ применение коаксиальных кабелей окажется более целесообразным. Зарубежные фирмы выпускают для уплотнения симметричных кабелей аппаратуру и на 120, и на 180 каналов.

БЛОК-СХЕМЫ ОКОНЕЧНЫХ СТАНЦИИ И ПРОМЕЖУТОЧНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПУНКТОВ

Оконечная станция многоканальной системы связи должна состояться из стандартного каналообразующего оборудования, оборудования сопряжения и оконечного оборудования линейного тракта. Принцип построения блок-схемы станции удобно рассмотреть на примере построения схемы оконечной станции двенадцати-канальной однополосной четырехпроводной системы связи.

В качестве каналообразующей аппаратуры такой станции следует использовать стандартный двенадцатиканальный блок. Так как спектр группового сигнала на выходе (и входе) блока занимает полосу частот $60 \div 108$ кГц, а линейный спектр систем связи по симметричному кабелю должен начинаться с 12 кГц, то в тракте передачи аппаратуры сопряжения сигнал со спектром $60 \div 108$ кГц преобразуется в сигнал, занимающий полосу $12 \div (12 + 4 \cdot 12) = 12 \div 60$ кГц. В тракте приема аппаратура сопряжения осуществляет обратное преобразование.

Спектры преобразуемого и преобразованного сигналов не перекрываются, поэтому перенос спектра в каждом из направлений передачи можно осуществлять с помощью одной ступени группового преобразования. Значение частоты несущего колебания в последней можно определить из условия $f_{\text{нес}} - (60 \div 108) = 12 \div 60$ кГц. Отсюда следует, что номинальное значение $f_{\text{нес}}$ должно быть 120 кГц.

Поскольку оконечное оборудование линейного тракта должно обеспечить наиболее благоприятные условия передачи сигналов по выбранному типу линии связи, то в состав его должны входить усилители, источники контрольных токов и устройства АРУ.

Построенная по указанному принципу блок-схема оконечной станции приведена на рис. 6.10. Введение в состав ее некоторых дополнительных узлов объясняется следующими причинами.

Если бы кольцевой преобразователь обладал идеальной симметрией, то выделение токов разностных частот на выходе группового преобразователя ГМ тракта передачи можно было бы осуществить с помощью простейшего фильтра нижних частот. Токи наиболее мощной помехи $120 + (60 \div 108) = 180 \div 228$ кГц в этом случае отличались бы от токов полезной боковой полосы на 120 кГц. Практически же далеко неидеальная (ухудшающаяся в процессе эксплуатации) симметрия преобразователя приводит к появлению

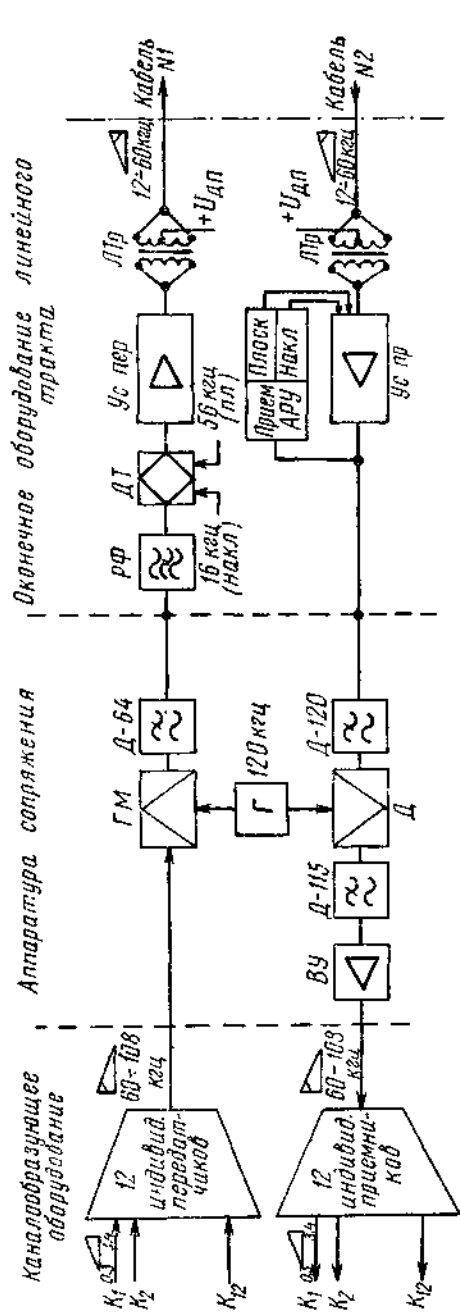


Рис 6 10

на выходе ГМ значительного остатка несущего тока и к прямому переходу преобразуемого сигнала через преобразователь. Уровень просочившихся сигналов на выходе ГМ может достигать значения лишь на $2 \div 2,5$ *дБ* ниже уровня токов полезной боковой полосы. Во избежание дополнительной загрузки усилителя передачи фильтр нижних частот, выделяющий полезные продукты на выходе ГМ, должен иметь граничную частоту, близкую к верхней граничной частоте линейного спектра. Чтобы частотные искажения, вносимые фильтром в канал, занимающий полосу $60,6 \div 63,7$ *кГц* на выходе двенадцатиканального блока и полосу $56,3 \div 59,4$ *кГц* — в линейном спектре, были незначительны, граничную частоту полосы пропускания ФНЧ выбирают несколько выше максимальной частоты линейного спектра системы. В схеме на рис. 6.10 для этой цели использован фильтр Д-64.

В тракте приема напряжение с выхода группового преобразователя ГД подается на параллельно включенные полосовые фильтры, каждый из которых выделяет токи одного канала. Исходя из этого, фильтр, выделяющий групповой сигнал со спектром $60 \div 108$ *кГц* на выходе ГД, можно было бы не включать. Однако при решении данного вопроса приходится считаться со следующим обстоятельством.

Для снижения нелинейных искажений в групповом преоб-

разователе ГД уровень подводимого к его входу сигнала устанавливается низким. Так как уровень токов полезной боковой полосы частот на выходе ГД будет еще ниже, то для сохранения необходимой защищенности сигналов от помех термического происхождения и собственных помех индивидуальных преобразователей после ГД приходится включать усилитель. Если вход последнего соединить с выходом группового преобразователя непосредственно, то загрузка усилителя побочными продуктами преобразования увеличит опасность возникновения нелинейных искажений. Для устранения ее можно использовать более мощный усилитель или включить фильтр нижних частот. В большинстве случаев второй способ оказывается более целесообразным.

Характеристика фильтра, выделяющего на выходе ГД токи частотой $60 \div 108$ кГц, должна быть выбрана так, чтобы частотные искажения, вносимые фильтром в канал, занимающий на входе двенадцатиканального блока полосу $104,6 \div 107,7$ кГц, были незначительны, а подавление остатка тока групповой несущей частоты 120 кГц — существенным. В схеме на рис. 6.10 таким фильтром является фильтр Д-115.

Если вместо диодного преобразователя использовать активный преобразователь на транзисторах, то необходимость во вспомогательном усилителе, а следовательно, и в Д-115 отпадает.

Линейный сигнал на вход ГД (см. рис. 6.10) подается через фильтр нижних частот Д-120. Если бы фильтр не был включен, то возникающие в линии помехи с частотами $180 \div 228$ кГц (т. е. помехи, проникающие по так называемому «зеркальному каналу») преобразовывались бы групповым преобразователем ГД в помехи частотами $(180 \div 228) - 120 = 60 \div 108$ кГц, совпадающими со спектром полезного сигнала. Проникновение этих помех в каналы той же частоты было бы неизбежным.

Для уменьшения числа типов фильтров на оконечной станции вместо фильтра Д-120 можно использовать фильтр Д-115. Однако следует учитывать, что схема фильтра, включаемого на входе группового преобразователя тракта приема, может быть значительно проще схемы фильтра, включаемого на выходе преобразователя. Объясняется это тем, что частотный промежуток, разделяющий спектр линейного сигнала и спектр помехи зеркального тракта на входе группового преобразователя, значительно больше промежутка, разделяющего спектры сигнала и помехи на выходе преобразователя. В рассматриваемой схеме промежуток, разделяющий спектры сигнала и помехи на входе ГД, составляет $180 - 60 = 120$ кГц, а промежуток, разделяющий сигнал и помеху на выходе Д, лишь $120 - 108 = 12$ кГц.

При колебаниях температуры почвы существенно изменяется затухание кабеля. Чтобы остаточное затухание всех каналов при этом оставалось постоянным, система должна содержать устройства автоматической регулировки усиления.

Относительная ширина линейного спектра рассматриваемой системы невелика, поэтому при проектировании ее для связи на небольшие расстояния можно ограничиться использованием плоской и наклонной АРУ. Если управление каждой из АРУ осуществлять отдельным контрольным током, то частоту тока, управляющего плоской АРУ, целесообразно выбирать близкой к верхней границе, а частоту тока, управляющего наклонной АРУ, — близкой к нижней границе линейного спектра системы. Окончательные значения частот контрольных токов должны выбираться так, чтобы они не создавали помех в каналах.

Уровни контрольных токов в линейном тракте устанавливаются, по крайней мере, на 2 *нпд* ниже измерительных уровней каналов. Необходимо это не только для уменьшения загрузки групповых усилителей, но и для снижения уровня помех от просачивающихся в каналы контрольных токов. Для еще более значительного снижения уровня помех частоту контрольного тока выбирают равной виртуальной частоте. В схеме на рис. 6.10 в качестве контрольных выбраны токи, совпадающие с виртуальными 2 и 12-го каналов, т. е. токи частотой 16 и 56 *кГц*. Кратность частоты контрольного тока частоте задающего генератора позволяет использовать последний для стабилизации частоты генератора контрольного тока.

Если не принять особых мер, то непостоянные по уровню и близкие по частоте к контрольному току составляющие группового сигнала (в основном остатки несущих токов индивидуальных модуляторов) могут снизить точность работы устройств автоматической регулировки усиления. Для устранения влияния этих составляющих вход оконечного оборудования линейного тракта защищается режекторными фильтрами *РФ*. Полоса задерживания последних должна быть по возможности узкой, чтобы не вносить искажений в каналы, частотные полосы которых расположены вблизи контрольной частоты.

Чтобы изменение режима работы аппаратуры сопряжения (например, отключение ее от линейного тракта при измерениях) не влияло на стабильность уровня поступающих в линейный тракт контрольных токов, ввод последних в тракт передачи осуществляется через развязывающую цепь. Обычно для этой цели используется неравноплечая (с малым затуханием в направлении передачи группового сигнала) дифференциальная система. На рис. 6.10 такая дифсистема обозначена *ДТ*.

Если в системе предусмотрена работа с предискажением, то необходимый для этого перекоп уровней создается обычно с помощью контура, вводимого в цепь обратной связи усилителя передачи. Для устранения возникающих в данном случае частотных искажений в приемный тракт принимающей станции вводится специальный корректирующий контур. В системах с небольшим числом каналов предискажение обычно не используется, поэтому на

рис. 6.10 контур предискажений и контур, устраняющий искажения, не показаны.

Линейные трансформаторы *ЛТр* в схеме на рис. 6.10 применяются для согласования входных сопротивлений усилителей с волновым сопротивлением кабеля. Кроме того, они позволяют образовывать фантомную цепь, используемую для служебной связи, и создать цепь дистанционного питания необслуживаемых усилительных станций.

Схему, приведенную на рис. 6.10, можно использовать в качестве основы для построения блок-схемы оконечной станции на любое другое число каналов. При построении оконечной станции, например, на 24 канала, в рассматриваемую схему потребуются внести следующие дополнения и изменения.

Каналообразующее оборудование 24-канальной станции должно включать два стандартных 12-канальных блока. Групповой сигнал одного из них в линейном спектре должен занимать полосу $12 \div 60$ кгц. Необходимое для этого преобразование можно осуществить с помощью схемы на рис. 6.10.

Линейный спектр группового сигнала второго блока должен примыкать по частоте к линейному спектру сигнала первого блока. Полоса $60 \div 108$ кгц, занимаемая сигналами блока, отвечает этому условию. Поэтому выход второго двенадцатиканального блока можно подключить непосредственно (т. е. без преобразования) ко входу оконечного оборудования линейного тракта передачи, а вход блока — к выходу оконечного оборудования линейного тракта приема. Чтобы случайные изменения режима работы одного блока не сказывались на условиях работы другого, блоки необходимо объединить с помощью развязывающих устройств (например, равноплечих дифференциальных систем). Фильтры *Д-64* и *Д-120* (см. рис. 6.10) в системе на 24 канала должны быть заменены фильтрами типа *Д-60*.

Линейный спектр 24-канальной системы относительно широк и для устранения искажений, вызываемых неодинаковым на различных частотах изменением затухания кабеля (при изменении температуры грунта), кроме плоской и наклонной АРУ, приходится применять еще и криволинейную АРУ. Управление АРУ обычно осуществляется контрольными токами частотой 16 кгц (наклонная АРУ), 64 кгц (криволинейная АРУ) и 104 кгц (плоская АРУ). Для защиты приемников АРУ от помех в тракт передачи оконечного оборудования приходится вводить режекторные фильтры с всплесками затухания на трех частотах.

Чтобы повысить защищенность верхних каналов, передачу группового сигнала в системах с относительно широким линейным спектром желательно осуществлять с «перекосом» уровней. Необходимую для этого частотную зависимость уровня передачи обычно создают с помощью контура прямого наклона *КПН*, вводимого в цепь ООС усилителя передачи оконечной станции. Искажения,

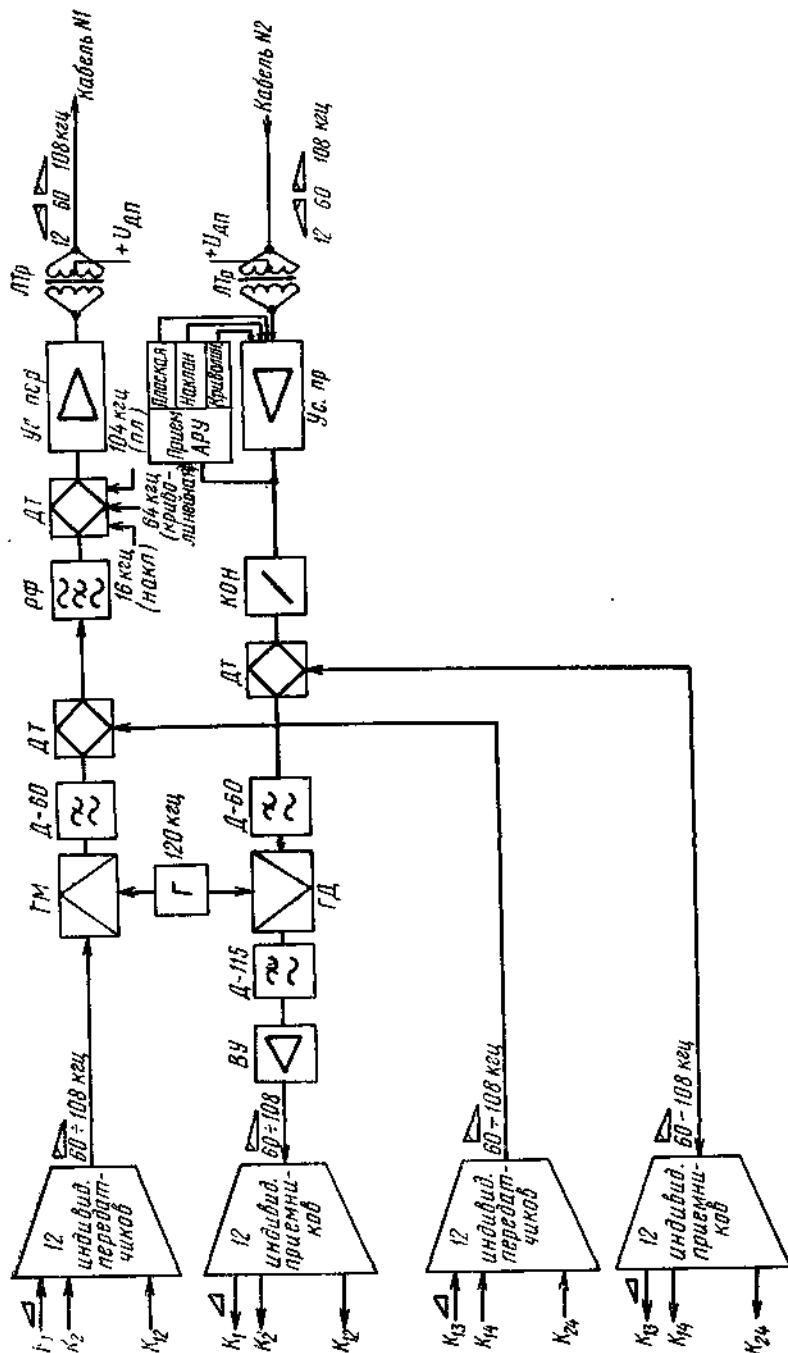


Рис. 6.11

вносимые *КПН*, устраняются контуром обратного наклона *КОН*, включаемым на выходе усилителя приема.

Построенная по указанному принципу блок-схема оконечной станции системы связи на 24 канала приведена на рис. 6.11. Отметим, что из-за различия числа ступеней преобразования линейные спектры блоков отличаются по построению: каналы первого блока имеют «прямой» спектр, каналы второго блока — «обратный».

Способ построения блок-схемы оконечной станции на 60 каналов, в принципе, не отличается от способа построения схемы, приведенной на рис. 6.10. Только в качестве каналобразующей аппаратуры такой станции следует избрать стандартный шестидесятиканальный блок. Спектр $312 \div 552$ кГц группового сигнала последнего преобразуется в линейный спектр $12 \div 252$ кГц (и обратно) с

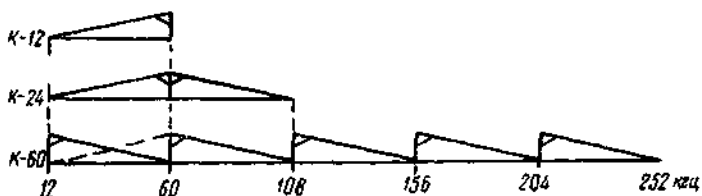


Рис. 6.12

помощью одной ступени преобразования с несущим колебанием 564 кГц. Необходимо, однако, при этом обратить внимание на следующее обстоятельство.

Линейные спектры оконечных станций на 24 канала совпадают в полосе $12 \div 108$ кГц со спектром 60-канальной системы, но отличаются по построению (рис. 6.12). Это исключает возможность применения 24-канальной аппаратуры для преобразования выделенных из линейного спектра 60-канальной системы двух нижних 12-канальных групп в исходные сигналы. Чтобы устранить указанное препятствие в 60-канальном блоке (см. рис. 6.7), в качестве несущего колебания группового преобразователя пятой 12-канальной группы вместо тока частотой 612 кГц используют ток частотой 444 кГц. Линейный спектр нижней двенадцатиканальной группы системы на 60 каналов¹⁾ при этом будет одинаков по построению с линейным спектром нижней группы 24-канальной системы, и аппаратура последней может быть использована в промежуточных пунктах системы связи на 60 каналов для выделения двух нижних двенадцатиканальных групп.

По схеме, подобной изображенной на рис. 6.10, выполнялась аппаратура оконечной станции одной из первых многоканальных систем — аппаратура 12-канальной системы связи типа *К-12*. В

¹⁾ Изменение линейного спектра при замене частоты несущего колебания с 612 кГц на 444 кГц на рис. 6.12 указано пунктиром.

дальнейшем были разработаны 24-канальная система связи типа К-24 и 60-канальная система типа К-60.

Схема промежуточных усилительных пунктов УП однополосных четырехпроводных систем связи по симметричным кабелям (рис. 6.13) включает усилители, компенсирующие вносимое линией затухание, и трансформаторы, согласовывающие волновое сопротивление кабеля с входным сопротивлением усилителя. С помощью этих же трансформаторов создают фантомные цепи, используемые для служебной связи и дистанционного питания.

В состав оборудования усилительного пункта входят также устройства приема дистанционного питания, защиты усилителей

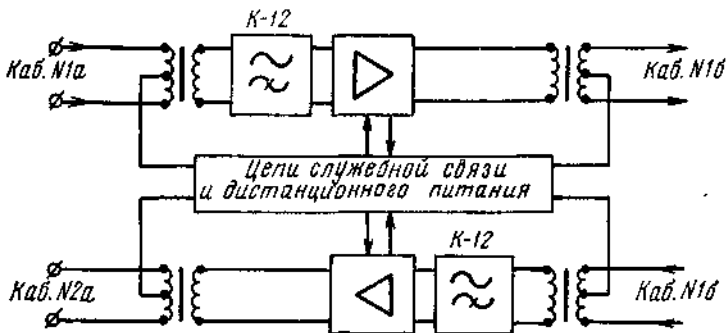


Рис. 6.13

от перенапряжений, а также фильтры, устраняющие загрузку усилителя низкочастотными помехами. Поскольку линейный спектр систем связи по симметричным кабелям начинается с 12 кГц, то в качестве защитных фильтров обычно применяют фильтры верхних частот типа К-12.

Аппаратура двухкабельных систем связи типа К-24 и К-60 рассчитывалась на максимальное использование пропускной способности линии при минимальном числе усилительных пунктов на магистрали, поэтому схемы узлов аппаратуры оказались сложными, а стоимость приходившегося на один канал оборудования — высокой. Применение такой аппаратуры целесообразно для уплотнения линий большой протяженности. Для создания пучка каналов на коротких линиях необходимо использовать дешевую аппаратуру. Примером такой аппаратуры может служить аппаратура однокабельной двухполосной четырехпроводной системы связи типа КРР, позволяющая получить на двух парах симметричного кабеля 30 стандартных каналов тональной частоты.

В качестве каналообразующей аппаратуры в системе КРР использован тридцатиканальный блок, групповой сигнал которого занимает полосу 312÷548 кГц. Чтобы система могла работать совместно с другими системами уплотнения симметричных кабелей, линейный спектр одного из направлений передачи КРР выбран в

полосе $12 \div 248$ кГц. Выбор линейного спектра противоположного направления передачи ограничивается одним условием: он должен занимать полосу, лежащую выше 252 кГц. С целью упрощения аппаратуры, она выбрана равной полосе, занимаемой групповым сигналом тридцатиканального блока.

Для преобразования группового сигнала тридцатиканального блока с полосой $312 \div 548$ кГц в линейный сигнал с полосой $12 \div 252$ кГц аппаратура сопряжения должна содержать групповой преобразователь с несущей частотой 560 кГц. Включается этот преобразователь только в тракт передачи одной оконечной станции и в тракт приема другой оконечной станции.

§ 6.3. Аппаратура уплотнения коаксиальных кабелей

ЛИНЕЙНЫЙ СПЕКТР

Для уплотнения коаксиальных кабелей используется аппаратура двухполосной двухпроводной или однополосной четырехпроводной системы связи. Высокая защищенность кабеля от внешних помех позволяет в однополосных системах двустороннюю связь осуществлять по парам одного и того же кабеля.

Абсолютная ширина линейного спектра системы уплотнения коаксиального кабеля определяется числом стандартных каналов ГЧ и шириной частотных промежутков, разделяющих группы каналов. При выборе положения спектра на оси частот учитывают следующие обстоятельства.

Смещение спектра в сторону низких частот желательно потому, что при этом уменьшается затухание кабеля, появляется возможность увеличить протяженность усилительных участков и уменьшить число усилителей на магистрали. Ограничением такого смещения является снижение защищенности кабеля. Так как последняя обусловлена, главным образом, явлением поверхностного эффекта, то граничная частота линейного спектра не может быть выбрана ниже частот, на которых этот эффект проявляется достаточно резко. В качестве нижней границы линейного спектра систем с небольшим числом каналов может быть выбрана частота 60 кГц. В системах с большим числом каналов нижнюю граничную частоту линейного спектра приходится выбирать значительно выше 60 кГц. Объясняется это следующей причиной.

Задача изготовления усилителя тем сложнее, чем больше относительная ширина полосы частот, в пределах которой он должен обладать определенными, наперед заданными характеристиками. Поэтому применение на магистралях усилителей с рабочей полосой более пяти октав нежелательно. С ростом числа каналов в системе растет абсолютная ширина линейного спектра. Чтобы относительная ширина при этом не превысила пяти октав, спектр приходится смещать в сторону более высоких частот.

При смещении спектра в область высоких частот затухание кабеля возрастает. Увеличение затухания вынуждает уменьшать

протяженность усилительных участков. Число усилителей на магистрали и расходы, связанные с ее оборудованием, возрастают.

Величина затухания кабеля зависит от его конструкции. Поэтому для каждого типа кабеля можно найти оптимальное число каналов аппаратуры уплотнения. В основу такого поиска можно положить, например, следующие рассуждения.

С ростом числа N каналов в системе доля k_L линейных сооружений в общей стоимости канала/километра непрерывно уменьшается, а доля k_A аппаратуры вначале падает, а затем растет (рис. 6.14). По графикам $k_L = \varphi_1(N)$ и $k_A = \varphi_2(N)$ можно найти значения N_x и N_y , между которыми $k_L \approx k_A$ и $k_L + k_A \approx \text{const}$.

Число каналов $N_x \leq N_{\text{опт}} \leq N_y$ можно принять оптимальным для системы уплотнения данного типа кабеля. Однако при окончательном

решении этого вопроса среди прочих приходится учитывать еще и такое обстоятельство.

При проектировании магистрали строительство ее часто предполагают вести в два или более этапов. На первом этапе необходимо предусмотреть образование N_1 каналов. На последующих этапах, учитывая непрерывное повышение спроса на каналы, должна быть обеспечена возможность организации N каналов.

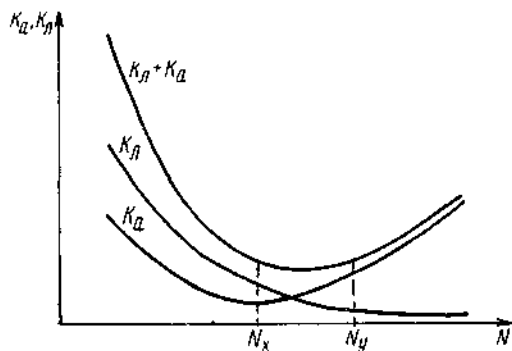


Рис 6.14

В этих условиях более приемлемой оказывается аппаратура, позволяющая постепенно увеличивать число каналов. Усилители линейного тракта такой системы должны рассчитываться на работу в полосе частот всех N каналов, а размещение их по магистрали на первом этапе должно вестись в предположении необходимости обеспечения нормальных условий работы лишь N_1 каналов, спектр которых размещается в нижней части линейного спектра системы на N каналов. Во время последующих этапов между уже имеющимися усилительными пунктами устанавливаются новые УП и создается возможность значительного увеличения числа каналов на магистрали. Если для реализации этой возможности, кроме установки новых УП, требуется введение новых и замена незначительного числа прежних блоков конечных и ранее действовавших промежуточных станций, то оптимальным числом каналов в системе может быть число, превышающее $N_{\text{опт}}$.

Оправданием такого решения может служить то, что затраты на организацию максимального числа каналов в системе распределяются на длительный срок и производятся в соответствии с ростом спроса на связь.

В отечественных однополосных системах связи по коаксиальному кабелю в качестве линейных выбраны спектры, занимающие полосы: $60 \div 1300$ кГц в системе типа К-300, $312 \div 8524$ кГц в системе типа К-1920, $812 \div 17\,596$ кГц в системе типа К-3600. Спектр двухполосной двухпроводной системы связи К-120 выбран в полосе $60 \div 552$ кГц для передачи в одном направлении и $812 \div 1304$ кГц для передачи в противоположном направлении

БЛОК-СХЕМА АППАРАТУРЫ

В основу образования линейного спектра частот систем уплотнения коаксиальных кабелей могут быть положены спектры классической последовательности (первичная, вторичная, третичная и т. д. группы), спектры 60-канальных групп (см рис 6.8) или комбинация указанных спектров

Линейный спектр частот системы К-300, например, можно сформировать из спектра стандартной третичной (300-канальной) группы или из спектров пяти 60-канальных групп. В первом случае для формирования линейного спектра $60 \div 1300$ кГц из спектра $812 \div 2044$ кГц 300-канальной группы необходимо использовать две степени группового преобразования. Во втором случае линейный спектр формируется из спектров №№ 1 \div 5 60-канальных групп (см. рис. 6.8), получаемых путем преобразования пяти 60-канальных групп со спектром $312 \div 552$ кГц каждая

К преимуществам второго способа можно отнести уменьшение числа ступеней преобразования сигналов и упрощение выделения двух нижних 60-канальных групп в промежуточных пунктах магистрали. Последнее объясняется тем, что ширина частотных промежутков, разделяющих линейные спектры трех нижних 60-канальных групп, составляет 12 кГц, в то время как при формировании спектра из 300-канальной группы этот промежуток составляет всего 8 кГц.

К недостаткам такого способа формирования линейного спектра следует отнести сложность коммутационных устройств, обеспечивающих ввод линейного спектра К-300 в систему типа К-1920.

Примером комбинированного способа формирования линейного спектра может служить приведенный на рис 6.15а спектр системы К-1920. Для образования его используются шесть стандартных 300-канальных групп со спектром $812 \div 2044$ кГц каждая и две 60-канальных группы со спектром $312 \div 552$ кГц. Основное назначение последних — организация связи между промежуточными пунктами магистрали.

Система К-1920 допускает организацию вместо 1620 каналов тональной частоты одного канала телевизионного вещания. Линейный спектр системы для этого случая показан на рис. 6.15б. Из него следует, что во время телевизионной передачи должны исключаться каналы 5 верхних 300-канальных групп и каналы двух верхних 60-канальных групп, входящих в состав нижней

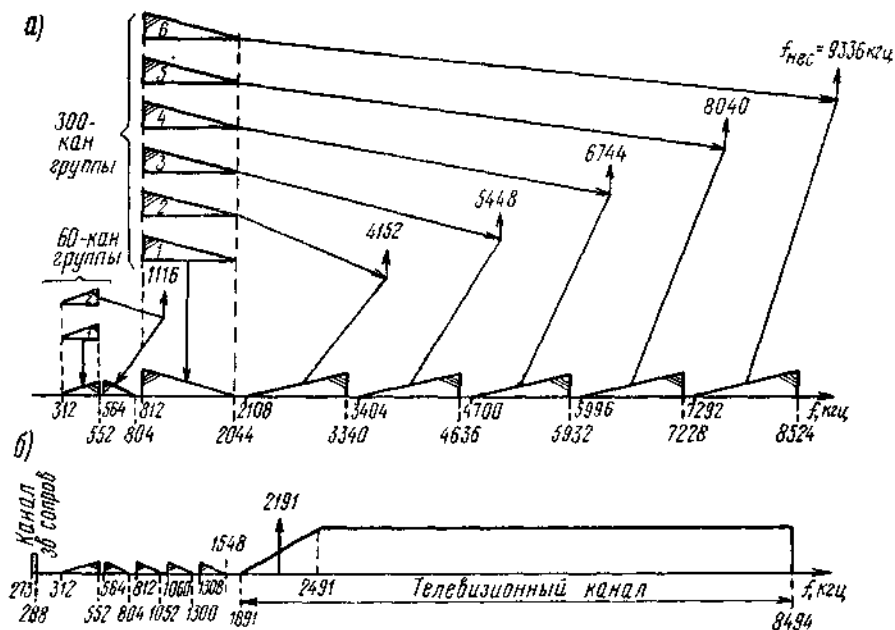


Рис. 6.15

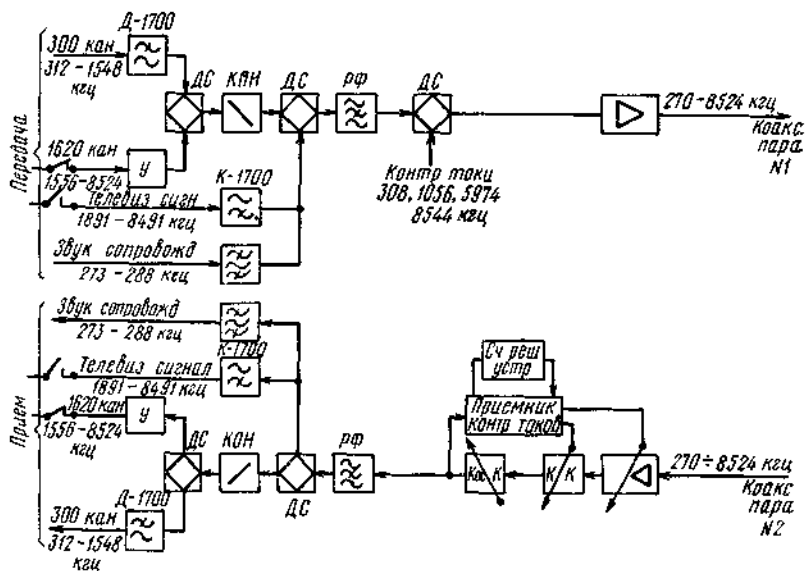


Рис. 6.16

300-канальной группы. Звуковое сопровождение телевизионной передачи передается по специальному каналу в диапазоне 273–288 кГц.

Аппаратура типа К-1920 в настоящее время является основной системой уплотнения магистральных коаксиальных кабелей в нашей стране. Она рассчитана на организацию связи на расстоянии до 12 500 км и, как указывалось, позволяет получить по каждой коаксиальной паре 1920 стандартных каналов тональной частоты или один канал телевизионного вещания и 300 каналов тч.

Блок-схема оконечного оборудования линейного тракта системы К-1920 приведена на рис. 6.16.

Протяженность усилительных участков в системе составляет 6 км. Между двумя обслуживаемыми усилительными пунктами (ОУП) может размещаться до 30 необслуживаемых пунктов. Питание последних осуществляется переменным током, подаваемым с ОУП по центральным проводникам коаксиальных пар. Напряжение дистанционного питания на выходе ОУП — 2000 в. Максимальное расстояние между ОУП — 186 км.

В системе предусмотрена возможность автоматического переключения линейных трактов. Этим достигается повышение надежности связи по каналам, сохранению работоспособности которых приходится особое значение. Аппаратура переключения устанавливается в обслуживаемых усилительных пунктах. Участок тракта между пунктами с устройствами переключения называют секцией переключения. Протяженность последней обычно выбирают равной 300–400 км.

§ 6.4. Аппаратура уплотнения воздушных линий связи

ЛИНЕЙНЫЙ СПЕКТР

Число каналов, которое удается образовать на воздушной линии, незначительно, и надежность большинства из них невысока. Объясняется последнее не только частыми повреждениями линии, но и резкой зависимостью ее затухания от метеорологических условий. Поэтому воздушные линии в основном используют для штурприрайонной и внутриобластной связей.

Затухание стальных цепей велико и быстро растет с частотой. При повышении влажности и особенно при отложении изморози на проводах затухание увеличивается. Сильное увеличение затухания наблюдается на частотах выше 30–35 кГц. Исходя из этого, стальные цепи используют для организации каналов связи в диапазоне до 30 кГц.

Затухание цепей из цветного металла меньше затухания стальных цепей и в меньшей мере зависит от частоты и метеорологических условий, поэтому эти цепи уплотняют в диапазоне до 150 кГц. Передача по ним токов более высоких частот затруднительна из-за резкого повышения затухания при ухудшении метеорологиче-

ских условий, а также из-за сложности защиты каналов от радиопомех и от взаимного влияния каналов, образованных на параллельных цепях.

Для уплотнения воздушных линий, как правило, используют двухпроводные двухполосные системы связи. На стальных цепях с помощью одной такой системы удается образовать три двусторонних телефонных канала для связи на расстояния до 200 км.

Диапазон частот, в пределах которого уплотняют цепи из цветного металла, можно разделить на два участка: участок со сравнительно малой зависимостью затухания цепи от метеорологических условий и участок с сильно выраженной зависимостью затухания

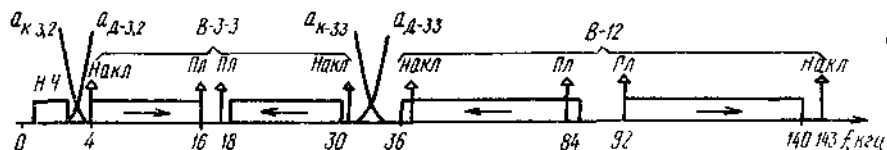


Рис. 6.17

хания цепи от состояния погоды. Так как при любых метеорологических условиях необходимо сохранить работоспособность хотя бы ограниченного числа каналов, то уплотнение цепи из цветного металла в указанных диапазонах частот желательно осуществлять с помощью отдельных систем связи.

Первый из указанных участков совпадает с диапазоном частот, в пределах которого используются стальные цепи. Поэтому очевидно целесообразность уплотнения обоих типов цепей одинаковой аппаратурой. Отечественной промышленностью для этой цели разработана трехканальная система типа В-3-3. Для передачи тока в трех каналах в одном направлении в В-3-3 используется полоса $4 \div 16$ кГц, а для передачи в другом направлении — $18 \div 30$ кГц.

Второй участок диапазона рабочих частот используется для работы 12-канальной системы. Передача сигналов в этой системе осуществляется в полосе частот $36 \div 84$ кГц в одном направлении и в полосе $92 \div 140$ кГц — в обратном направлении.

Первую из указанных полос обычно называют нижней группой частот, вторую полосу — верхней группой частот.

Разделение спектров, работающих по одной и той же цепи 3- и 12-канальной систем, осуществляют с помощью линейных фильтров типа Д-33 и К-33 (рис. 6.17 и 6.18).

БЛОК-СХЕМА АППАРАТУРЫ

Принцип построения блок-схемы оконечной станции аппаратуры уплотнения воздушных линий рассмотрим на примере построения блок-схемы оконечной станции 12-канальной системы типа В-12 (рис. 6.18).

За основу схемы такой станции принят стандартный 12-канальный блок. Так как занимаемая групповым сигналом блока полоса $60 \div 108$ кГц частично совпадает с полосами $36 \div 84$ и $92 \div 140$ кГц линейного спектра системы, то преобразование групповых сигналов в трактах передачи и приема оконечной станции осуществляется с помощью двух ступеней преобразования.

Частота несущего колебания первого группового преобразователя $ГП_1$ тракта передачи выбирается так, чтобы преобразованный сигнал можно было с помощью фильтра отделить от просачивающихся через групповой преобразователь $ГП_1$ составляющих спектра преобразуемого сигнала. Частота несущего колебания второго преобразователя $ГП_2$ выбирается в соответствии с необходимостью переноса промежуточного спектра в линейный спектр. В аппаратуре 12-канальной системы отечественного производства в качестве несущего колебания $ГП_1$ тракта передачи выбран ток частотой 340 кГц, в качестве полезного сигнала промежуточного спектра — токи верхней боковой полосы частот $400 \div 448$ кГц. Для преобразования промежуточного спектра в линейный на оконечной станции, передающей в линию токи нижней группы частот, используют преобразователь $ГП_2$ с несущим колебанием 484 кГц. Полезный сигнал, занимающий на выходе $ГП_2$ полосу $36 \div 84$ кГц, выделяют фильтром нижних частот. Граничную частоту последнего выбирают так, чтобы частотные искажения, вносимые фильтром в тракт передачи, были ничтожны, а подавление остатка несущего тока $ГП_2$ — существенным. В схеме на рис. 6.18 в качестве такого фильтра использован фильтр Д-200.

Так как уровень помех на воздушных линиях высок, то измерительный уровень на выходе оконечной станции по рекомендации МККТТ должен составлять $+2$ неп. Повышение уровня сигналов до указанной величины в схеме на рис. 6.18 осуществляется с помощью линейного усилителя ЛУс. Для разделения групповых сигналов тракта передачи ($36 \div 84$ кГц) и тракта приема ($92 \div 140$ кГц) используются направляющие фильтры ДК-88. Отделение линейного спектра 12-канальной системы от спектра работающей по той же цепи системы В-3-3 осуществляется линейным фильтром ДК-33.

В тракте приема оконечной станции поступающие с линии сигналы преобразуются в сигналы, занимающие полосу $60 \div 108$ кГц, также с помощью двух ступеней преобразования. С целью уменьшения числа разнотипных узлов в качестве второго преобразователя $ГП_2$ в схеме тракта приема используют преобразователь аналогичный $ГП_1$ тракта передачи. Частота несущего колебания первого преобразователя тракта приема в этом случае выбирается в соответствии с необходимостью преобразования линейного сигнала с полосой $92 \div 140$ кГц в сигнал с промежуточным спектром $400 \div 448$ кГц. При выборе частоты несущего тока следует учитывать то, что в полосе $60 \div 108$ кГц (т. е. на входе 12-канального блока) сигналы должны иметь инвертированный спектр. По-

этому в схеме на рис. 6.18 в качестве несущего колебания $ГП_1$ приемника выбран ток частотой 308 кГц.

Фильтр $Д-153$, включенный на входе приемника, устраняет проникновение в каналы линейных помех (в основном радиопомех), занимающих полосу частот $708 \div 756$ кГц¹⁾. Кроме того, он устраняет загрузку тракта приема помехами, спектральные составляющие которых лежат выше 153 кГц.

Для поддержания постоянства остаточного затухания каналов в 12-канальной системе применяются плоская и наклонная АРУ. Контрольные токи, управляющие работой устройств АРУ, в схеме на рис. 6.18 подводятся к $ГП_1$ и преобразуются в тракте передачи вместе с групповым сигналом. Частоты контрольных токов выбраны равными 64 кГц (для управления устройствами плоской АРУ) и 104 кГц (для управления устройствами наклонной АРУ). После преобразования в $ГП_1$ и в $ГП_2$ частоты поступающих в линии контрольных токов равны 80 и 40 кГц.

Оконечную станцию 12-канальной системы, передающую в линию токи верхней группы частот, называют станцией типа А; станцию, передающую токи нижней группы частот, — станцией типа Б. В соответствии с этим определением станция, схема которой изображена на рис. 6.18, относится к станциям типа Б. Основное отличие блок-схемы станции А от схемы, приведенной на рис. 6.18, заключается в перемещении преобразователей и направляющих фильтров: в схеме станции А в качестве $ГП_2$ передатчика используется преобразователь с несущим колебанием 308 кГц, в качестве $ГП_1$ приемника — преобразователь с несущим колебанием 484 кГц. Направляющий фильтр в тракте передачи станции А должен быть типа $К-88$, направляющий фильтр тракта приема — $Д-88$. Включение $Д-88$ в тракт приема позволяет исключить из схемы станции А фильтр $Д-153$.

Схемы станций могут отличаться и режекторными фильтрами: если от РФ станций Б требуется подавление только остатков несущих, совпадающих по частоте с контрольными токами, то РФ станции А должны подавлять остатки несущих всех индивидуальных преобразователей. Различие требований к режекторным фильтрам объясняется следующей причиной.

Переходное затухание между цепями воздушных линий недостаточно велико, что приводит к невысокой помехозащищенности каналов, образованных на параллельных цепях. Чтобы совпадающую помеху (внятный переходный разговор) превратить в несовпадающую, используют инверсию спектров. Осуществляют ее изменением частоты несущего тока $ГП_2$ передатчика. Для инверсии в схеме на рис. 6.18, например, несущий ток частотой 484 кГц достаточно заменить током частотой 364 кГц.

¹⁾ Помехи в полосе $708 \div 756$ кГц, взаимодействуя с несущей 308 кГц, на выходе $ГП_1$ создают помехи, занимающие полосу частот (нижняя боковая) $400 \div 448$ кГц.

Так как переходное затухание с ростом частоты уменьшается, то, кроме инверсии линейного спектра верхней группы частот, приходится применять еще и смещение его на $1 \div 3$ кГц относительно линейных спектров систем, работающих по параллельным цепям. Если при этом в линию проникнут остатки несущих токов индивидуальных преобразователей, то в параллельных цепях появятся помехи, совпадающие по частоте с рабочими полосами каналов. Например, если спектр каналов в одной цепи занимает полосу $92 \div 140$ кГц, а спектр каналов в параллельной цепи — полосу

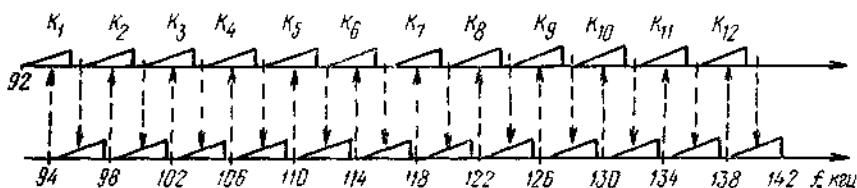


Рис 6.19

$94 \div 142$ кГц (рис. 6.19), то вызванные остатками несущих помехи будут иметь частоты $f_{\text{вирт}} + 2$ кГц или $f_{\text{вирт}} - 2$ кГц. После демодуляции эти помехи проявятся в каналах в виде колебаний с частотой 2 кГц. Чтобы устранить эти помехи режекторный фильтр станции А должен подавлять остатки несущих токов всех индивидуальных модуляторов.

Смещение линейного спектра может служить причиной необходимости еще одного усложнения схемы оконечной станции типа А. Если в последней контрольные токи подводятся к преобразователю $\Gamma П_1$ передатчика, то при смещении линейного спектра частота их будет изменяться вместе с изменением частоты группового сигнала. Это неудобно потому, что вынуждает устанавливать на усилительных пунктах магистрали устройства АРУ, рассчитанные на прием различных по частоте контрольных токов. Для устранения этого недостатка при смещении линейного спектра приходится изменять частоту подводимых к $\Gamma П_1$ контрольных токов. Чтобы последние не попадали в рабочие полосы каналов, частоты выбирают так, чтобы при любом варианте линейного спектра они находились вне полосы верхней группы частот. Смещение последней возможно в пределах $92 \div 143$ кГц. Поэтому частоты контрольных токов в линейном спектре выбирают равными 92 кГц (для управления устройствами плоской АРУ) и 143 кГц (для управления устройствами наклонной АРУ).

Смещение линейного спектра осуществляется изменением частоты несущего тока второго группового преобразователя тракта передачи станции А. Для смещения спектра на 2 кГц, например, частоту несущего тока $\Gamma П_2$ передатчика вместо 308 кГц устанавливают равной 306 кГц. Из этого следует, что для смещения линейного спектра требуются несущие токи, частоты которых 1

кратны частоте 4 кГц. Таким образом, генерация несущих токов оказывается достаточно сложной проблемой. В аппаратуре типа В-12-2 она решается следующим способом

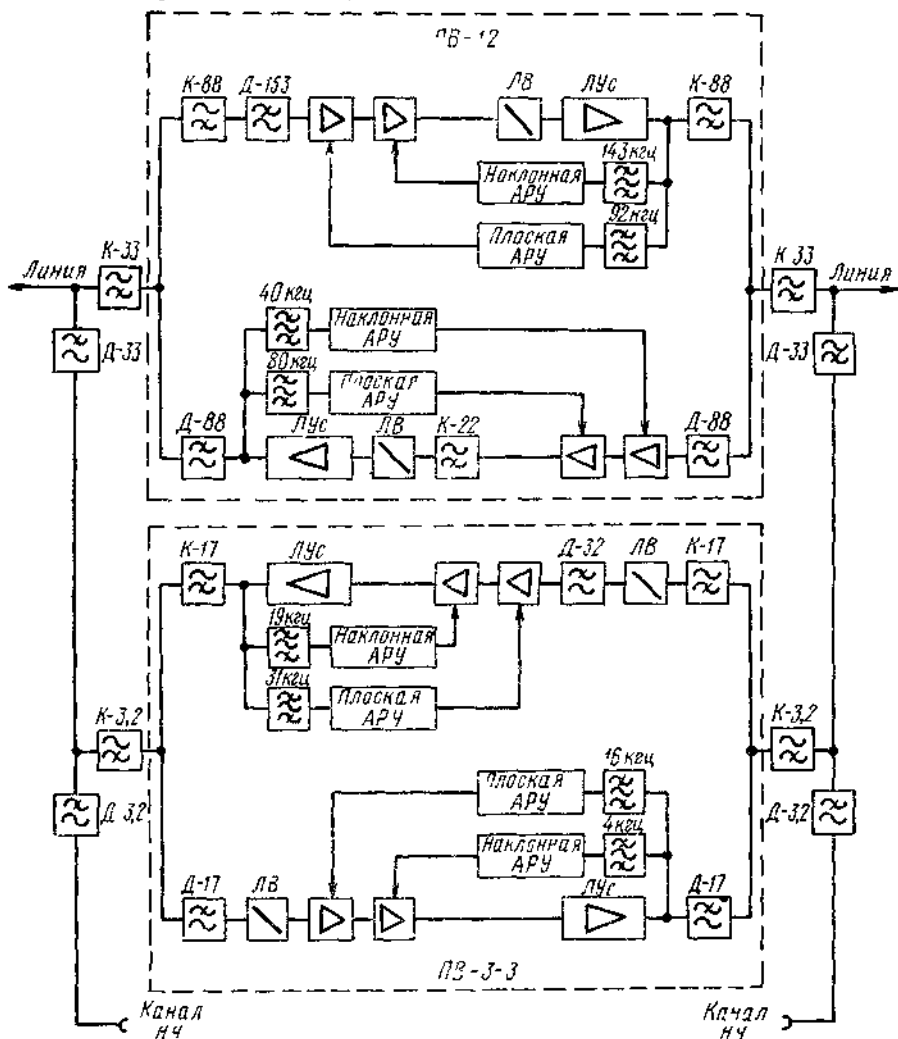


Рис 6 20

Стабилизированный кварцем задающий генератор вырабатывает ток частотой 4 кГц. Гармоники этого тока используются в качестве индивидуальных и большинства групповых несущих токов. Групповые несущие токи с частотой не кратной 4 кГц, получаются как комбинации гармоник тока частотой 4 кГц и гармоник тока частотой 5 кГц. Последний получают делением частоты пя-

той гармоники тока частотой 4 кГц (т. е. тока частотой 20 кГц) на 4. Необходимый для сдвига спектра на 2 кГц ток частотой 306 кГц, например, получают с помощью преобразователей, ко входам которого подводятся токи частотой 316 и 10 кГц ($316 - 10 = 306$ кГц).

В промежуточных усилительных пунктах (рис. 6.20) спектры систем, работающих по одной и той же цепи, разделяются линейными фильтрами. Спектры сигналов противоположных направлений передачи в каждой системе разделяются с помощью направляющих фильтров. Усиление групповых сигналов в каждом направлении передачи осуществляется отдельным для каждой системы усилителем.

В усилительном пункте выход усилителя одного направления передачи через направляющие фильтры оказывается подключенным ко входу усилителя противоположного направления передачи. Возникающая по этой причине паразитная обратная связь искажает частотные характеристики усилителей. Чтобы искажения не превысили допустимых значений, суммарное затухание петли обратной связи должно на 3÷4 *дБ* превосходить сумму усиленных в этой петле.

Кроме «внутрисистемной» обратной связи, в промежуточном пункте образуется петля обратной связи через усилители разных систем. Наличие такой связи также вызывает искажения. Для уменьшения последних приходится повышать затухание линейных фильтров ЛФ в полосе задерживания. Требования к фильтрам ЛФ могут быть снижены, если токи нижней группы частот двенадцатиканальной системы и верхней группы трехканальной системы передавать в одном направлении. В этом случае усиление в петле обратной связи будет минимальным, а к затуханию линейных фильтров ДК-33 на частотах выше 17 кГц добавляется затухание направляющих фильтров Д-17.

§ 6.5. Уплотнение радиорелейных линий

Каналы, образованные на линиях любого типа, должны составлять единую сеть связи, поэтому характеристики всех каналов должны быть одинаковы. Выполнить это требование проще, если уплотнение проводных и непроводных линий осуществлять однотипной аппаратурой. В качестве такой аппаратуры целесообразно использовать аппаратуру уплотнения кабельных линий.

Радиорелейные линии проектируют в предположении, что сигнал на входе и выходе их занимает полосы частот, соответствующие линейным спектрам систем типа К-60, К-1920 или спектрам стандартных вторичных и третичных групп. Преобразование этих спектров в удобный для передачи по радиорелейным линиям сантиметровый диапазон выполняет аппаратура передающей станции радиорелейной линии. Обратное преобразование осуществляется принимающей радиорелейной станцией.

§ 6.6. Типовая аппаратура оконечных станций многоканальных систем

Основу блок-схем оконечных станций современных многоканальных систем составляет оборудование первичных, вторичных и третичных групп. Поэтому очевидна целесообразность промышленного производства высокочастотного оборудования, одинаково пригодного для использования на оконечных станциях всех типов многоканальных систем. При проектировании такого оборудования необходимо также учитывать следующие обстоятельства.

Максимальная унификация аппаратуры достигается при условии, что оборудование первичных, вторичных и третичных групп размещается на отдельных стойках. Разделение оборудования выгодно также потому, что позволяет упростить коммутационные схемы групповых АРУ и схемы транзитных соединений групповых трактов.

Примерно 70% объема аппаратуры оконечной станции составляют блоки оборудования первичных групп. Поэтому желательно, чтобы габариты этих блоков были минимальны. Так как вторичная группа создается из пяти первичных, то число размещаемых на стойке первичных блоков должно быть кратно пяти.

На стойке вторичных групп размещают первичные групповые преобразователи. В тракте передачи с помощью этих преобразователей спектры пяти первичных двенадцатиканальных групп, занимающих полосу частот $60 \div 108$ кГц каждый, переносятся в полосу $312 \div 552$ кГц стандартной вторичной группы. В тракте приема первичные групповые преобразователи осуществляют обратное преобразование. Поскольку третичная группа создается из пяти вторичных, то желательно, чтобы число вторичных групп, создаваемых с помощью размещаемого на каждой стойке оборудования, было кратно пяти.

На стойке третичных групп размещают вторичные групповые преобразователи. Посредством этих преобразователей в тракте связи пять шестидесятиканальных (вторичных) групп, занимающих полосу частот $312 \div 552$ кГц каждая, объединяются в одрежсотканальную группу с полосой $812 \div 2044$ кГц. В тракте приема вторичные групповые преобразователи осуществляют обратное преобразование. Иногда схему стойки третичных групп дополняют оборудованием, позволяющим преобразовать основные частотные группы с полосой $312 \div 552$ кГц в группы со спектрами, изображенными на рис. 6.8.

Для питания преобразователей первичных, вторичных и третичных групп несущими токами обычно используют схемы, основными частями которых являются:

единое генераторное оборудование для всех устанавливаемых линейно-аппаратном цехе оконечных станций;

индивидуальное генераторное оборудование для каждой оконечной станции;

— генераторное оборудование сочетающее индивидуальные для каждой оконечной станции и общие для всего линейно-аппаратного цеха блоки

Применение схем первого типа возможно потому, что частоты несущих токов индивидуальных преобразователей, как и частоты несущих токов первичных и вторичных групповых преобразователей всех типов оконечных станций, одинаковы. Стабильность частоты вырабатываемых этой схемой несущих токов должна быть не ниже стабильности, необходимой для работы систем связи с наиболее высоким (по частоте) линейным спектром. В сравнении с другими эта схема позволяет в наибольшей степени снизить долю стоимости генераторного оборудования, приходящейся на один стандартный канал. Чем больше оконечных станций питается по указанной схеме, тем значительней может быть это снижение.

Недостаток первой схемы состоит в большом объеме межстоечной монтажа. Нежелателен он не только из-за большого расхода кабеля, но и из-за сложности достижения необходимой защищенности несущих токов от помех. При очень высоких частотах монтаж и настройка аппаратуры усложняются из-за соизмеримости длины соединительных линий с длиной волны несущих токов.

Схемы второго типа обеспечивают независимую работу магистралей и имеют более простой межстоечный монтаж. Требования к стабильности частоты несущих токов в этих схемах могут устанавливаться в соответствии с требованиями к стабильности несущих частот каждой данной системы связи. Недостатками такого способа генерации несущих токов являются громоздкость и высокая стоимость устанавливаемых в линейно-аппаратном цехе многочисленных комплектов генераторного оборудования. В значительной мере эти недостатки определяются габаритами и стоимостью задающих генераторов.

В генераторном оборудовании, построенном по третьей схеме, используются единый, общий для всего ЛАЦ, задающий генератор и индивидуальная для каждой оконечной станции система генерации несущих токов. Недостатки, свойственные двум первым типам схем, при этом в значительной мере устраняются.

Нашей промышленностью разработано и выпускается оборудование для образования первичных, вторичных и третичных групп каналов, а также унифицированное генераторное оборудование.

Оборудование для образования первичных групп размещается на стойке индивидуальных преобразователей *СИП*. Выпускаемая с 1963 г. *СИП 60* позволяет объединить 60 стандартных каналов тональной частоты в пять первичных групп со спектром 60—108 *кГц* каждая. Для образования вторичных групп используется стойка, названная унифицированной стойкой первичных преобразователей *УСПП*. Тракт передачи *УСПП* дает возможность из 25 первичных групп сформировать пять вторичных групп с полосой частот 312—552 *кГц* каждая. В тракте приема *УСПП* из пяти вторичных групп формируется 25 первичных групп.

Оборудование, необходимое для формирования третичных групп, размещается на стойке, названной унифицированной стойкой вторичных преобразователей УСВП. Полный комплект оборудования УСВП позволяет из вторичных групп с основным спектром 312—552 кГц сформировать три стандартные третичные группы со спектром 812—2044 кГц каждая и две группы по 180 каналов в полосе частот 60—804 кГц. Заметим, что в соответствии с рис. 6.8 третичная группа формируется из шестидесятиканальных групп со спектрами, соответствующими вариантам 4—8, группы по 180 каналов — из шестидесятиканальных групп с вариантами спектра 1÷3.

Унифицированное генераторное оборудование предназначено для питания несущими и контрольными токами стоек СИО-60, УСВП и УСВП. С помощью этого же оборудования получают линейные контрольные токи для аппаратуры уплотнения симметричных и коаксиальных кабелей. Размещается оборудование на стойках, названных стойками унифицированного генераторного оборудования СУГО.

В качестве задающего генератора в СУГО используют высоко стабильный генератор тока частотой 128 кГц. Делением частоты этого тока получают токи частотой 4 и 12 кГц. Гармоники первого используют в качестве несущих токов индивидуальных преобразователей, гармоники второго — в качестве несущих токов первичных групповых преобразователей. Несущие токи вторичных групповых преобразователей представляют собой гармоники тока частотой 124 кГц. Последний получают преобразованием токов частотой 4 и 128 кГц.

Частоты контрольных токов первичных групп ($f_1=84,14$ кГц) и вторичных групп ($f_2=411,86$ кГц) не кратны 4 кГц. Поэтому для получения их в состав оборудования приходится вводить или генераторы токов указанных частот или схемы, содержащие преобразователь частоты и вспомогательный генератор.

Так как по рекомендации МККТТ частоты 84,14 и 411,86 кГц должны поддерживаться с точностью ± 3 гц, то относительная нестабильность специального генератора контрольного тока 411,86 кГц должна быть не более $\Delta f/f_2=3/411860 \approx 7 \cdot 10^{-6}$.

Генератор, имеющий такую стабильность частоты, достаточно точен. Поэтому в СУГО ток частотой 411,86 кГц получают с помощью преобразователя, ко входам которого подводятся два точных частоты 420 и 8,14 кГц. Ток частотой 84,14 кГц получают преобразованием токов 76 и 8,14 кГц. В качестве токов частотой 76 и 8,14 кГц используют гармоники токов частотой 12 и 4 кГц. Частотой 8,14 кГц получают от вспомогательного генератора. Так как генератор токов частотой 76 и 420 кГц отличается высокой стабильностью, то требуемую стабильность частоты вспомогательного генератора можно определить из условия $\Delta f/f=3/8140 \approx$

§ 6.7. Аппаратура выделения и транзита групповых трактов

На оконечных пунктах и в пунктах пересечения магистралей часто возникает необходимость соединения первичного, вторичного или третичного тракта одной магистрали с таким же трактом другой магистрали. Так как исходные полосы частот перечисленных трактов во всех системах связи одинаковы, то осуществить транзитное соединение можно с помощью устройства, обеспечивающего согласование уровней передачи; устранение возможности

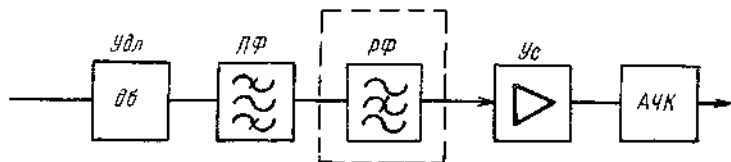


Рис 6.21

проникновения сигналов, передаваемых по смежным трактам, из одной системы в другую; устранение влияния линейных контрольных токов одной системы связи на работу АРУ другой системы. Примером такого устройства может служить соединительная линия, схема которой приведена на рис. 6.21. Выбор схемы производился с учетом следующих обстоятельств.

Согласование уровней передачи двух соединяемых трактов будет достигнуто, если рабочее затухание соединительной линии будет равно разности номинальных уровней сигнала на выходе одного тракта и на входе другого. Так как в групповых трактах уровень выходного сигнала значительно превосходит уровень входного, то выполнить это условие можно с помощью удлинителя. Затухание удлинителя легко определить, зная рабочее затухание входящих в соединительную линию фильтров и кабельной пары.

По указанным в § 6.1 причинам полоса пропускания фильтров, формирующих групповые спектры в преобразовательном оборудовании, превосходит ширину полосы частот, занимаемую групповым сигналом. Это приводит к тому, что на выходе группового демодулятора (см. рис 6.7), кроме полезного сигнала, появляются сигналы, передаваемые по смежным трактам. При попытке осуществления транзитного соединения групповых трактов путем непосредственного соединения выхода группового демодулятора ГД одной системы связи со входом группового модулятора ГМ другой системы побочные сигналы после преобразования в ГМ создают помехи в трактах, смежных с соединяемым. Для устранения переходных влияний в соединительную линию приходится включать полосовой транзитный фильтр. Полоса пропускания транзитного фильтра первичных трактов должна быть не менее $60,6 \div 107,7$ кГц, граничная частота нижней полосы эффективно задает

живаемых частот — не ниже 57,7 кГц, граничная частота верхней полосы эффективно задерживаемых частот — не выше 108,6 кГц. Полоса пропускания фильтра транзита вторичных трактов должна быть не менее 312,3÷551,7 кГц, а граничные частоты эффективно задерживаемых частот должны быть не ниже 303,7 кГц и не выше 160,3 кГц

Затухание α_0 и искажения $\Delta\alpha_0(f)$ в полосе пропускания транзитных фильтров должны быть малыми, а затухание в полосе задерживания, по крайней мере, на 8 дБ должно превосходить α_0 . Так как частотные промежутки, разделяющие полосу пропускания и полосы задерживания, малы, то характеристики фильтров должны обладать высокой стабильностью. Поэтому изготовление транзитных фильтров оказывается сложной задачей. Для упрощения ее полосовой фильтр реализуют в виде каскадного соединения фильтра нижних частот и фильтра верхних частот.

Для устранения искажений в транзитном тракте в состав соединительной линии вводят амплитудно-частотный корректор АЧК, затухание которого осуществляется с помощью усилителя

Коммутация групповых трактов должна осуществляться так, чтобы линейные контрольные токи одной системы связи не проникали в линейный тракт другой системы. Так как в групповых трактах некоторых типов оконечных станций контрольные токи не проникают, то в состав соединительной линии иногда приходится вводить режекторные фильтры.

Для связи промежуточного пункта с оконечными станциями желательно иметь возможность ответвления части каналов из проходящей через промежуточный пункт системы. Такое ответвление можно сделать непосредственно из линейного спектра систем или после преобразования всего линейного спектра в стандартные спектры первичных, вторичных и т. д. групп.

С ростом частоты относительная ширина промежутков, разделяющих каналы в линейном спектре, уменьшается. Поэтому из линейных спектров однополосных четырехпроводных систем связи начинают выделять каналы, расположенные в нижней части полного диапазона. Примерная схема аппаратуры, позволяющей выделить каналы из линейного спектра, показана на рис. 6.22. В этой схеме фильтр нижних частот Φ_2 осуществляет ответвление из линейного спектра, а фильтр верхних частот Φ_1 обеспечивает прямое прохождение сигналов остальных каналов. Аппарат сопряжения АС преобразует выделенную часть линейного спектра в спектры первичных или вторичных групп. Стандартное образующее оборудование КО разделяет выделенные групповые тракты на стандартные каналы тональной частоты. В тракте передачи аппаратуры выделения спектры преобразуются в общем порядке.

Аппаратура выделения должна проектироваться так, чтобы включение ее в линейный тракт не нарушало нормальных условий работы устройств АРУ. Если в системе, из которой выделяют ка-

налы, используется линейный контрольный ток с частотой, лежащей ниже граничной частоты полосы пропускания Φ_1 , то параллельно последнему приходится включать фильтр контрольного ка

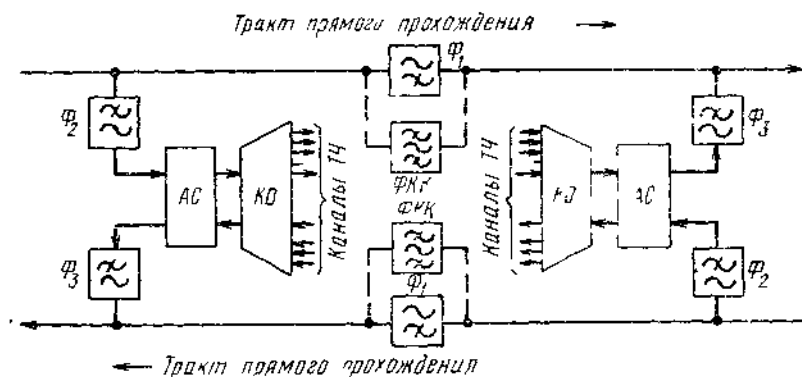


Рис 622

нала ФКК, обеспечивающий прямой переход контрольного тока из предшествующего участка магистрали в последующий.

Для отщепления каналов с помощью аппаратуры, преобразующей весь линейный спектр, каждое из двух направлений магистрали в промежуточном пункте заканчивается комплектом оборудования, преобразующим линейный спектр в спектры стандартных групп. Спектр предназначенных для связи с данным пунктом групп преобразуется стандартной аппаратурой в спектр каналов тональной частоты. Остальные группы одного участка магистрали посредством рассмотренного выше транзитного оборудования соединяются с групповыми трактами другого участка магистрали.

При выборе способа выделения каналов следует учитывать, что в случае относительно малого числа отщепляемых каналов аппаратура выделения из линейного спектра оказывается менее громоздкой. Так как амплитудно-частотные искажения, вносимые в тракт прямого прохождения фильтром Φ_1 , проявляются лишь на частотах, близких к граничной частоте полосы пропускания последнего, а при соединении групповых трактов транзитные фильтры вносят искажения на крайних частотах спектра каждого группового тракта, то число прямых каналов с повышенными частотными искажениями при выделении каналов из линейного спектра будет меньше числа каналов, подверженных искажениям при отщеплении с помощью аппаратуры преобразования.

К недостаткам способа выделения каналов из линейного спектра относят малое число выделяемых каналов и изменение структуры линейного тракта. Последнее исключает возможность полноценной замены линейных трактов и приводит к потере связи с промежуточным пунктом при повреждении тракта, из которого выделяются каналы.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АППАРАТУРЫ С ИМПУЛЬСНО-КОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

§ 7.1. Блок-схема аппаратуры с импульсно-кодовой модуляцией и временным делением каналов (ИКМ-ВД)

ОСОБЕННОСТИ И ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ АППАРАТУРЫ ИКМ

Подавляющее число современных многоканальных систем строится по методу частотного многократного использования (уплотнения) линий связи. Известно, что такой метод не является единственно возможным. Большое внимание специалистов привлекает возможность построения многоканальных систем на базе методов временного уплотнения линий. Эти методы не являются новыми для техники связи, они издавна применялись в телеграфной технике. Однако возможность их использования для передачи речевых сообщений ограничивалась низкой скоростью работы коммутационных схем. В настоящее время указанное ограничение отпало в связи с появлением бесконтактных полупроводниковых элементов.

Временное уплотнение может быть осуществлено с использованием различных методов импульсной модуляции. При построении многоканальных систем уплотнения радиорелейных линий связи находит применение фазо-импульсная модуляция¹⁾. Наиболее перспективной является высокопомехоустойчивая импульсно-кодовая модуляция.

Многоканальную аппаратуру с временным разделением каналов и импульсно-кодовой модуляцией называют сокращенно ИКМ-ВД. К основным достоинствам ее относятся:

- высокая помехоустойчивость за счет передачи многоканальных сообщений двоичными сигналами;
- малый эффект накопления помех вдоль магистрали, что достигается применением регенераторов (вместо усилителей);
- удобство настройки и эксплуатации ИКМ магистрали — в отличие от частотных систем, групповой тракт ИКМ не столь критичен к линейным и нелинейным искажениям;

¹⁾ Соответствующая аппаратура изучается в курсе радиорелейных линий связи.

— широкое применение импульсных и двоичных элементов взамен большого числа дорогостоящих фильтров, позволяющее миниатюризировать аппаратуру и обеспечить высокую надежность работы всех ее узлов.

Системы ИКМ-ВД, являясь, по существу, цифровыми системами, наиболее применимы для передачи дискретной информации. При этом современная аппаратура ИКМ-ВД строится таким образом, что дискретные сигналы могут вводиться непосредственно в групповую часть ИКМ-ВД, за счет чего дополнительно повышаются надежность и качество передачи этих сигналов.

Недостаток рассматриваемых систем — существенное расширение линейного спектра частот.

Перечисленные особенности временно́го уплотнения с ИКМ определяют область применения этого метода. ИКМ целесообразно использовать на линиях связи с большим уровнем помех, большими линейными искажениями, а также в тех случаях, когда использование широкой полосы частот не представляет технических трудностей и экономически оправдано, а именно: а) при организации сравнительно небольшого числа телефонных каналов по кабелям, предназначенным для создания пучка соединительных линий между АТС; б) при организации большого числа каналов по волноводным и оптическим линиям связи с целью создания мощных магистралей дальней связи.

Действительно, при использовании ИКМ для организации соединительных линий между АТС и для связи по волноводным линиям приходится учитывать характерные для этих линий сильные помехи. В первом случае — это импульсные помехи, а также переходные помехи между цепями. Во втором случае — это помехи от попутных потоков, возникающих из-за преобразований волн в связи с различного рода неоднородностями. Расширение же полосы частот за счет использования импульсно-кодовой модуляции при работе по волноводным линиям связи не имеет существенного значения.

При уплотнении волноводных линий связи предполагается, что ИКМ-преобразование будет подвергаться многоканальный (групповой) сигнал аппаратуры с частотным разделением (например, вторичная или третичная группа). Системы такого типа называют ИКМ-ЧД.

Возможно также одновременное использование метода частотного и временно́го уплотнения с импульсно-кодовой модуляцией этих сигналов. Весьма вероятно, что в дальнейшем системы ИКМ-ЧД целесообразно будет применять для уплотнения телефонных абонентских линий, определяющих основные затраты на городских телефонных сетях. При этом речевые сигналы, поступающие от абонентов, будут кодироваться в специальных концентраторах, располагаемых вблизи группы абонентов. В закодированном виде они пройдут все ступени коммутации и передачи, после чего деко-

дируются вблизи абонента на другом конце линии. Качество такого ИКМ тракта практически не будет зависеть от длины линии и числа коммутаций.

ИНДИВИДУАЛЬНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ АППАРАТУРЫ ИКМ-ВД

На рис. 7.1 приведена блок-схема оконечной станции аппаратуры ИКМ-ВД, предназначенной для передачи телефонной информации. На схеме отмечены узлы, относящиеся к индивидуальному оборудованию ИО и к групповым устройствам ГУ. Узлы индивидуального оборудования каждого канала однотипны, поэтому рассмотрим для примера прохождение сигнала по первому каналу системы.

Сигнал с абонентской или соединительной линии поступает на двухпроводную часть канала и через дифференциальную систему ДС, разделяющую тракты передачи и приема, попадает на вход передающей части канала.

Передающая часть индивидуального оборудования каждого канала состоит из двух основных узлов: фильтра нижних частот $\Phi НЧ$, ограничивающего полосу частот передаваемого сигнала частотой $f_c = 3,4$ кГц, и электронного ключа $Кл_1$, выделяющего отдельные мгновенные значения сигнала с частотой квантования F . Ключ $Кл_1$ играет роль АИМ модулятора. Время, в течение которого ключ замкнут, определяется длительностью управляющих им импульсов $T_{уп}$ и весьма мало, так что на выходе $Кл_1$ появляется последовательность почти прямоугольных импульсов стандартной длительности и любой амплитуды, практически совпадающей с мгновенными значениями сигнала в отсчетные моменты времени.

Импульсы отдельных каналов объединяются в общий многоканальный АИМ сигнал и поступают в групповую часть системы. Нагрузкой ключей являются накопительные конденсаторы C_1 и C_2 , служащие для расширения длительности импульсов многоканального АИМ сигнала. Такое расширение необходимо для правильной работы кодирующего устройства, в котором импульсам разной амплитуды сопоставляются соответствующие кодовые комбинации. Поскольку процесс кодирования требует некоторого времени, то необходимо, чтобы на время кодирования вершина импульса не изменилась.

Индивидуальное оборудование приемника каждого канала (см. рис. 7.1) состоит из: ключа $Кл_2$, выделяющего импульсы данного канала из многоканального АИМ сигнала; усилителя низкой частоты $Ус$, усиливающего в основном низкочастотную часть выделенного $Кл_2$ АИМ сигнала; фильтра нижних частот $\Phi НЧ_2$, выделяющего из спектра импульсного сигнала полезный низкочастотный сигнал.

Посредственное выделение низкочастотного сигнала из АИМ последовательности, сформированной $Кл_2$, требует очень большого усиления этого сигнала. Действительно, мощность низко-

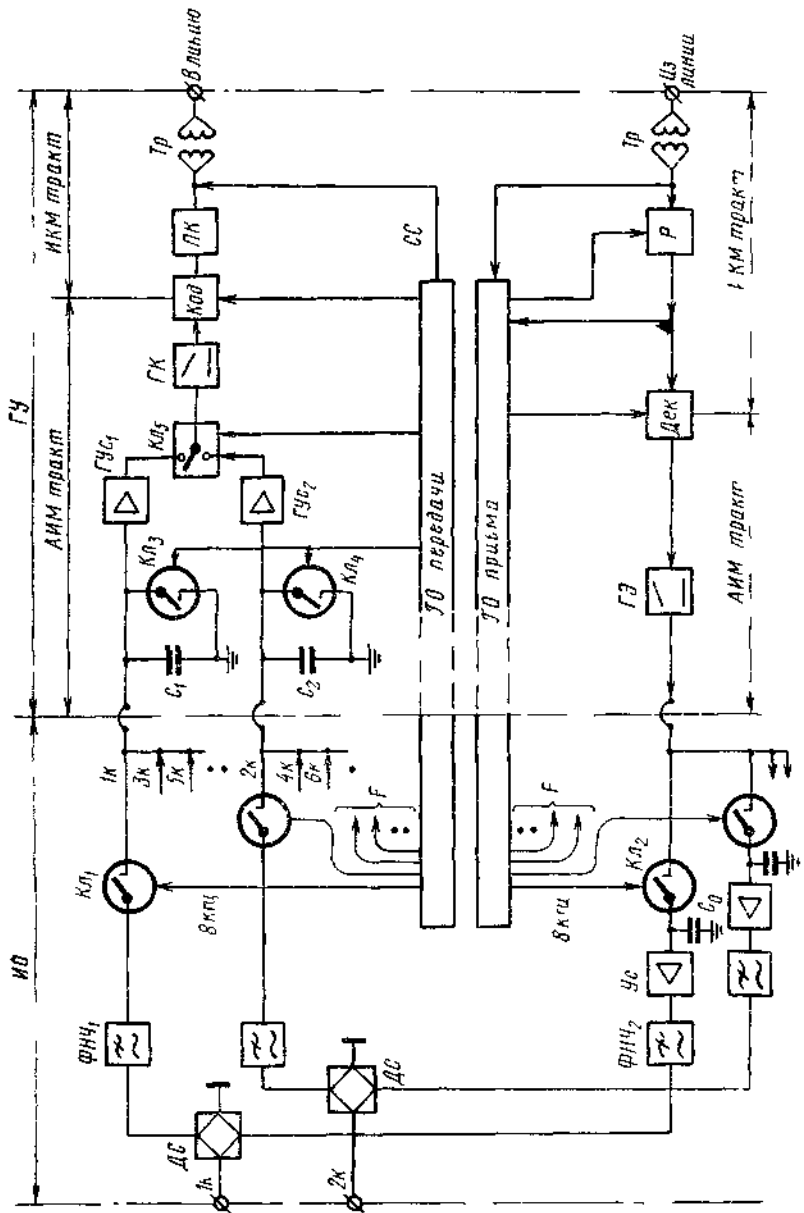


Рис 7 1

частотной составляющей АИМ сигнала пропорциональна скважности импульсной последовательности $\gamma_c = T_{\text{им}}/T \approx 0,01$ ($T = 125$ мксек). Схема усилителя может быть упрощена, если импульсы выделенного $K\lambda_2$ АИМ сигнала расширить до величины, равной периоду T . С этой целью используют запоминающий конденсатор C_0 , который быстро заряжается (или перезаряжается) при замыкании $K\lambda_2$ до величины импульсов АИМ, а в промежутках между импульсами очень медленно разряжается на большое входное сопротивление усилителя и сопротивление разомкнутого ключа $K\lambda_2$. Выделенный ФНЧ₂ разговорный сигнал через дифференциальную систему ДС поступает к абоненту.

ГРУППОВОЙ ТРАКТ АППАРАТУРЫ ИКМ-ВД

Групповые устройства передающей части ИКМ-ВД предназначены для усиления многоканального АИМ сигнала, преобразования АИМ сигнала в двоичную, двоичную форму и согласования спектральных характеристик двоичного сигнала с частотными характеристиками линий связи. Узлы приемной части аппаратуры осуществляют преобразование, обратное преобразованию при передаче.

Рассмотрим некоторые особенности построения групповых устройств.

Основная трудность, которая возникает при усилении многоканального АИМ сигнала, связана с построением широкополосных импульсных усилителей. Нелинейность фазо-частотной характеристики усилителя, а также завал усиления на высоких и низких частотах приводят к размыванию импульса и увеличению его длительности, в результате чего возникают взаимные влияния между каналами. Ширина полосы частот, занимаемая АИМ сигналом, определяется длительностью T_c импульсов и приблизительно равна $\Delta f_{\text{АИМ}} = 1/T_c$. Зная период следования квантуемых импульсов в каналах и количество каналов N , можно найти допустимую длительность импульса: $T_c \leq T/N$. Ясно, что чем меньше количество каналов, тем больше допустимая величина T_c или (при фиксированной длительности T_c) больше защитный интервал между импульсами каналов. При этом упрощаются усилители группового тракта. Однако общее количество каналов N задано. Поэтому в некоторых разработках усилители АИМ сигнала делают общими не для всех каналов системы, а только для группы, состоящей из $N_{\text{гр}}$ каналов ($N_{\text{гр}} < N$). На рис. 71 все нечетные каналы образуют первую группу, а все четные — вторую группу. Усиленные по группам АИМ сигналы далее объединяются в общий многоканальный сигнал.

Для правильной работы кодирующего устройства, переводящего АИМ сигнал в двоичный, необходимо, чтобы импульсы АИМ последовательности имели плоскую вершину. Соответствующая этому случаю модуляция называется амплитудно-импульсной вто-

рого рода АИМ-II. (При амплитудно-импульсной модуляции первого рода АИМ-I вершина импульса изменяется пропорционально входному сигналу.) Формирование сигналов АИМ-II осуществляется накопительными конденсаторами C_1 и C_2 и разрядными ключами K_3, K_4 . При замыкании ключа K_4 конденсатор C_1 (соответственно C_2) быстро заряжается через выходное сопротивление фильтра $\Phi НЧ_1$ и в дальнейшем медленно разряжается на большое входное сопротивление группового усилителя $ГУ_{C_1}$. Задний фронт расширенного импульса формируется ключом K_3 (соответственно K_4), который в замкнутом состоянии (момент замыкания ключа

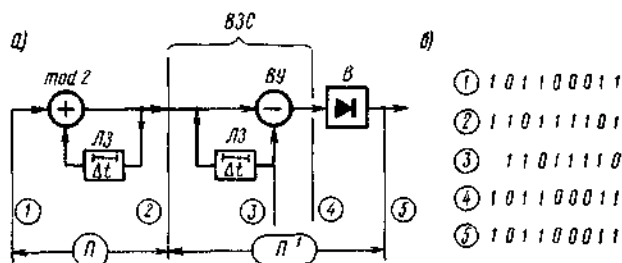


Рис 72

определяется импульсом от генераторного оборудования) шунтирует запоминающий конденсатор C_1 . Конденсатор C_1 расширяет длительности импульсов всех нечетных каналов, а конденсатор C_2 — всех четных каналов.

Усиленные $ГУ_{C_1}$ и $ГУ_{C_2}$ АИМ сигналы 1 и 2-й групп объединяются с помощью переключателя K_5 . Многоканальный АИМ сигнал через групповой компрессор (сжиматель) $ГК$ поступает на кодирующее устройство $Код$, которое квантует АИМ сигнал по амплитуде и преобразует его в сигнал ИКМ. Такого типа преобразователи часто называют в литературе аналого-цифровыми, или сокращенно кодерами.

Наличие согласующих трансформаторов в линии не дает возможности передавать постоянную составляющую ИКМ сигнала. Чтобы уменьшить влияние низкочастотных искажений в линии за счет этих трансформаторов, применяют специальное преобразование двоичного ИКМ сигнала в двухполярный сигнал, у которого постоянная составляющая отсутствует. Такое преобразование осуществляется преобразователем кода $ПК$ (см. рис. 7.1). На выходе $ПК$ формируется последовательность импульсов положительной (+1) и отрицательной (-1) полярности, а также нулевой амплитуды (0). Сформированную $ПК$ трехсимвольную (+1; 0; -1) импульсную последовательность называют *квазитроичным кодом*.

Для выяснения принципа действия $ПК$ рассмотрим предварительно два взаимобратных преобразователя двоичного сигнала $П$ и $П^{-1}$ (рис. 7.2а). Преобразователь $П$ представляет собой замкнутую систему. Сигнал с его выхода через линию задержки $ЛЗ$

поступает на сумматор по модулю 2 (*mod 2*), который складывает двоичные последовательности в соответствии с правилом

$$\left. \begin{aligned} 1 + 0 &= 0 + 1 = 1 \\ 1 + 1 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (7.1)$$

Время задержки, вносимое *ЛЗ*, равно интервалу между импульсами

На рис. 7.26 (строка 1) показана одна из возможных импульсных последовательностей на входе. Первая 1 входного сигнала проходит на выход *П* через сумматор и попадает в цепь обратной связи, т. е. на вход *ЛЗ*. Следующий символ входного сигнала складывается в сумматоре *mod 2* с предыдущим, пришедшим с *ЛЗ*. На рисунке следующим является символ 0, а предыдущим 1, поэтому

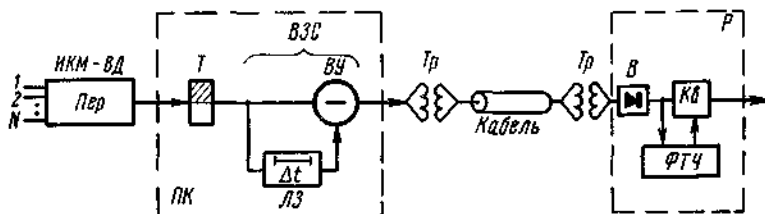


Рис. 7.3

на выходе *П* выдается 1. В последующие моменты времени схема работает аналогично. Импульсный сигнал на выходе *П* показан на рис. 7.26 (2).

Преобразователь *П⁻¹* представляет собой разомкнутую схему, обратную по структуре схеме преобразователя *П*, и поэтому осуществляет обратные преобразования импульсной последовательности. Соединив *П⁻¹* и *П*, мы восстанавливаем исходную последовательность импульсов. Процесс восстановления исходного сигнала в обратном преобразователе *П⁻¹* иллюстрируется рис. 7.26, на котором также показаны сигнал, задержанный *ЛЗ* [рис. 7.26 (3)], сигнал на выходе вычитающего устройства *ВУ* [рис. 7.26 (4)] и сигнал на выходе выпрямителя *В* [рис. 7.26 (5)]. На один вход *ВУ* схемы *П⁻¹* подается непосредственно входной сигнал, а на другой — задержанный *ЛЗ*. Часть схемы *П⁻¹*, состоящая из *ЛЗ* и *ВУ*, на рис. 7.2а названа *ВЗС* (схема вычитания задержанного сигнала).

Операции, выполняемые замкнутой схемой *П*, могут быть осуществлены триггером со счетным входом. Преобразователь кода *ПК* представляет собой каскадное соединение триггера *Т* со счетным входом схемы *ВЗС* (рис. 7.3). Окончательно исходный сигнал восстанавливается выпрямителем *В*, который устанавливается на входе регенератора *Р* приемника (см. рис. 7.3). Квантующее устройство *Кв*, входящее в состав регенератора, осуществляет кван-

тование по времени и по амплитуде. Тактовая частота формируется схемой ФТЧ.

Известно¹⁾, что энергетический спектр двоичного сигнала $G_2(\omega)$ на выходе триггера со счетным входом T преобразователя кода ПК (рис. 7.3) или, что то же самое, на выходе преобразователя П (рис. 7.2а, точка 2) совпадает с энергетическим спектром $G_1(\omega)$ входного случайного сигнала при равновероятном и независимом появлении его символов, т. е. $G_1(\omega) = G_2(\omega) = G(\omega_1)$. Энергетический спектр троичного сигнала $G_T(\omega)$ на выходе ПК (рис. 7.3) равен:

$$G_T(\omega) = G_2(\omega) |K_{ВЗС}(\omega)|^2 = G(\omega) |K_{ВЗС}(\omega)|^2, \quad (7.2)$$

где $K_{ВЗС}$ — коэффициент передачи схемы ВЗС.

Определим этот коэффициент. Пусть $S_2(\omega)$ — спектр сигнала на входе ВЗС (в точке 2 схемы рис. 7.2а), $S_3(\omega)$ — спектр сигнала на выходе ЛЗ схемы ВЗС (в точке 3 рис. 7.2а), $S_4(\omega)$ — спектр сигнала на выходе ВЗС (в точке 4 схемы рис. 7.2а). Тогда в соответствии с теоремой о спектре задержанного во времени сигнала

$$S_3(\omega) = S_2(\omega) e^{-i\omega T_3}, \quad (7.3)$$

где T_3 — время задержки сигнала. В нашем случае $T_3 = \Delta t = \tau/m$ (см. рис. 3.21), где τ — интервал времени между отсчетами отдельных каналов, m — количество разрядов кодовой комбинации ИКМ сигнала.

В соответствии с теоремой о спектре разности двух сигналов имеем

$$S_4(\omega) = S_2(\omega) - S_3(\omega). \quad (7.4)$$

Коэффициент передачи ВЗС равен:

$$K_{ВЗС}(\omega) = \frac{S_4(\omega)}{S_2(\omega)}. \quad (7.5)$$

Подставляя в (7.5) значения спектров (7.3) и (7.4), найдем, что

$$K_{ВЗС}(\omega) = 1 - e^{-i\omega \Delta t}. \quad (7.6)$$

При этом

$$|K_{ВЗС}(\omega)| = |1 - e^{-i\omega \Delta t}| = \left| 2 \sin \frac{\omega \Delta t}{2} \right|. \quad (7.7)$$

Таким образом, энергетический спектр квазитроичного сигнала (т. е. на выходе ПК, см. рис. 7.3) равен:

$$G_T(\omega) = G(\omega) \left| 2 \sin \frac{\omega \Delta t}{2} \right|^2, \quad (7.8)$$

где $G(\omega)$ — энергетический спектр случайного импульсного сигнала.

¹⁾ Lender A. IEEE. Transactions of Communications and Electronics, 1963, May.

Из (7.2) и (7.8) видно, что использование ВЗС в преобразователе кода ПК меняет энергетический спектр сигнала на выходе ПК. В частности, на нулевой частоте энергетический спектр квазитрочного сигнала равен $G(\omega)|_{\text{при } \omega=0}=0$, так как $\sin \frac{\omega \Delta t}{2} |_{\text{при } \omega=0}=0$, т. е. в сформированном сигнале отсутствует постоянная составляющая.

Дополнительное затухание $a_d(\omega)$, вносимое ВЗС в спектр двоичного ИКМ сигнала, равно:

$$a_d(\omega) = \ln \frac{1}{|K_{\text{ВЗС}}(\omega)|} = -\ln |2 \sin \pi f \Delta t|. \quad (7.9)$$

График зависимости $a_d(f)$ приведен на рис. 7.4.

Возможен несколько иной способ передачи ИКМ сигнала, предложенный В. М. Штейном¹⁾. В соответствии с этим способом ВЗС предлагается включить не на передаче, а на входе регенератора Р. В данном случае в линию поступает однополярный сигнал после триггера Т со счетным входом. Изменение места включения ВЗС не меняет условий прохождения ИКМ сигнала по магистрали, однако помехоустойчивость системы при этом меняется. Действительно, как видно из графика на рис. 7.4, схема ВЗС, включенная на вход регенератора Р, играет роль фильтра верхних частот, который подавляет низкочастотную помеху. Это обстоятельство может оказаться решающим на линиях с сильной низкочастотной помехой.

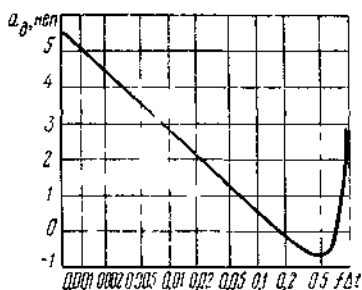


Рис. 7.4

Групповая часть системы в направлении приема, помимо трансформатора T_p , содержит:

— регенератор Р, с помощью которого восстанавливается форма импульсов ИКМ сигнала, измененная помехами и искажениями линии связи. В регенераторе происходит также преобразование квазитрочного кода в двоичный, обратное тому, которое осуществляется в ПК;

— декодер Дек, выполняющий обратное кодирование ИКМ сигнала в квантованную по амплитуде АИМ последовательность;

— групповой экспандер (расширитель) ГЭ.

Квантование сигнала осуществляется кодирующим устройством. Если шаг квантования Δ не зависит от уровня x , то такое квантование называют *равномерным*. Процесс квантования по амплитуде можно описать амплитудной характеристикой кванту-

¹⁾ В. М. Штейн. Некоторые вопросы построения систем связи с ИКМ «Электросвязь», 1966, № 5.

шего устройства. Амплитудная характеристика тракта передачи от входа кодера до выхода декодера при равномерном квантовании с шагом Δ показана на рис. 7.5а. Величина Δ определяет специфический для ИКМ шум квантования.

Теория и эксперимент показывают, что величину шума квантования можно существенно снизить (без уменьшения числа амплитудных градаций, если применить неравномерное квантование. Если же шум квантования задан и дальнейшее его уменьшение нецелесообразно, то, используя неравномерное квантование, можно существенно уменьшить количество уровней квантования l , необходимых для описания непрерывного сообщения с заданной

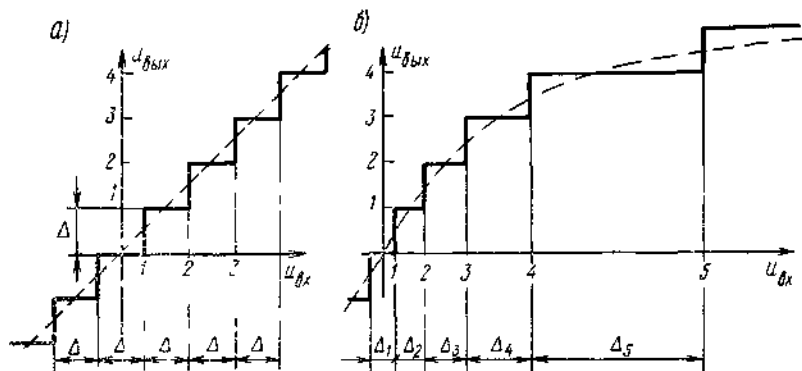


Рис. 7.5

точностью. Например, если в случае равномерного квантования речевого сигнала $l=1000 \div 2000$, то при неравномерном квантовании количество амплитудных градаций может быть уменьшено до $l=60 \div 100$ (см. § 3.5).

Поясним сказанное. В речевом сообщении наиболее вероятны малые значения сигнала, поэтому они и должны быть переданы с большей точностью, т. е. с малым шагом квантования Δ_k . Чем больше мгновенное значение сигнала, тем меньше вероятность его появления и тем больше допустимы его искажения. Поэтому с увеличением номера амплитудной градации квантующего устройства шаг квантования может увеличиваться (см. рис. 7.5б). Кодеры с неравномерным шагом квантования называются *нелинейными*.

Более простыми являются линейные кодеры с равномерным шагом квантования. Достичь эффекта неравномерного квантования в данном случае можно не за счет изменения уровня амплитудных градаций квантующего устройства, а за счет изменения амплитудной характеристики тракта, предшествующего кодеру. Требуемая амплитудная характеристика показана пунктиром на рис. 7.5б. Такое изменение амплитудной характеристики АИМ тракта осуществляется пружинным компрессором мгновенного действия ГК на передаче. На приеме после декодера устанавливается

групповой экспандер мгновенного действия, амплитудная характеристика которого обратна ГК. Поэтому в целом характеристика тракта от входа ГК до выхода ГЭ остается линейной с точностью до шага квантования (см. рис. 75а).

Исследования показали, что компрессоры с логарифмической амплитудной характеристикой приближаются к идеальным¹⁾. Нормированная амплитудная характеристика логарифмического компрессора описывается уравнением

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{макс}}} = \frac{\log(1 + \eta) \left(\frac{u_{\text{вх}}}{u_{\text{макс}}} \right)}{\log(1 + \eta)} \quad \text{при } 0 \leq u_{\text{вх}} \leq u_{\text{макс}}.$$

Здесь η — параметр, определяющий степень сжатия динамического диапазона сигнала, который называют коэффициентом компрессии; $u_{\text{макс}}$ — максимальное значение сигнала.

Графики нормированных амплитудных характеристик логарифмических компрессоров при различных значениях коэффициента компрессии η приведены на рис. 76. Чтобы получить коэффициент компрессии $\eta \approx 20$. Практически удается осуществить компрессоры с $\eta \approx 100$. Чем выше степень компрессии, тем сложнее построить экспандер с точно обратными характеристиками. Несоответствие амплитудных характеристик компрессора и экспандера приводит к увеличению нелинейности в каналах и АИМ трактах. Компрессирование речевого сигнала существенно улучшает точность воспроизведения наиболее вероятных слабых сигналов.

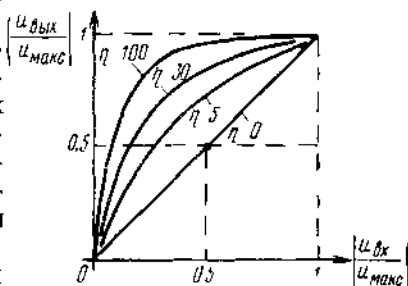


Рис 76

Нестабильность рабочей точки квантующего устройства в декодере, а также наличие остатка импульсной несущей индивидуальных АИМ сигналов приводит к разному эффекту квантования слабых сигналов. На рис 77 показаны различные варианты, при которых рабочая точка находится:

- 1) в середине шага квантования;
- 2) на границе двух шагов квантования;
- 3) в промежуточном положении между вариантами 1 и 2.

С точки зрения переходных влияний между каналами наиболее опасным является второй вариант, при котором импульсы помех со сколь угодно малой амплитудой на входе квантующего уст-

¹⁾ В настоящее время еще нет установившегося мнения о форме амплитудной характеристики компрессора, наилучшей как с точки зрения помехоустойчивости по отношению к шумам квантования, так и с точки зрения простоты реализации.

ройства создают на его выходе импульсы с амплитудой $\Delta/2$. Лучшим является первый вариант; третий вариант занимает между ними промежуточное положение. С точки зрения качества передачи слабых речевых сигналов худшим является первый вариант, так как в этом случае полностью исчезают сигналы, амплитуда которых меньше $\Delta/2$.

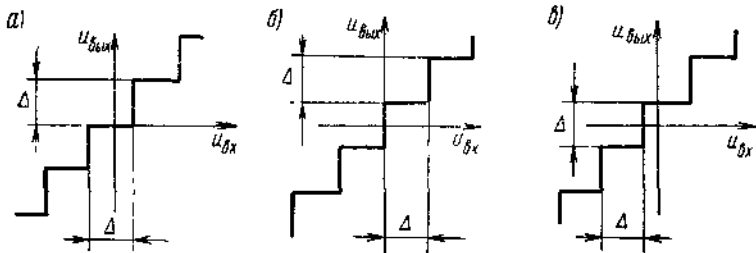


Рис. 7.7

Как показывают расчеты и эксперименты, значение переходного затухания при применении второго варианта можно существенно увеличить, если к групповому АИМ сигналу на передаче добавить низкочастотную помеху малой мощности.

§ 7.2. Основные узлы аппаратуры ИКМ-ВД

АМПЛИТУДНО-ИМПУЛЬСНЫЙ МОДУЛЯТОР

Ранее было показано, что амплитудно-импульсная модуляция речевого сигнала может быть осуществлена с помощью быстродействующих ключевых устройств, которые периодически подключают входной сигнал к нагрузке на время $T_{уп}$.

Возможны различные способы построения быстродействующих ключевых устройств. В частности, для этой цели могут быть применены балансные пассивные преобразователи, работающие в режиме больших амплитуд. Роль несущей здесь играет последовательность узких прямоугольных импульсов длительностью $T_{уп}$.

В индивидуальном оборудовании аппаратуры ИКМ-ВД часто используют транзисторные ключи. Простейшая схема такого ключа показана на рис. 7.8а, а эквивалентная ей схема — на рис. 7.8б. Ключ $Kл$ подключен параллельно нагрузке, поэтому при замыкании его контактов напряжение на выходе отсутствует, а при размыкании — совпадает с входным. Если периодически кратковременно размыкать ключ на время $T_{уп}$, то на выходе ключевой схемы получим последовательность отсчетов входного сигнала.

Роль контакта в схеме на рис. 7.8а играет промежуток эмиттер—коллектор ($э—к$) транзистора. Под действием управляющего сигнала в цепи базы транзистор переходит из режима отсечки в режим насыщения. На рис. 7.9а показана упрощенная нелиней

ная схема замещения транзистора, а на рис. 7.9б — выходные (коллекторные) характеристики транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Эти характеристики дают представление об управляемом контакте в статике, т. е. без учета переходных процессов, возникающих в транзисторе в момент переключения.

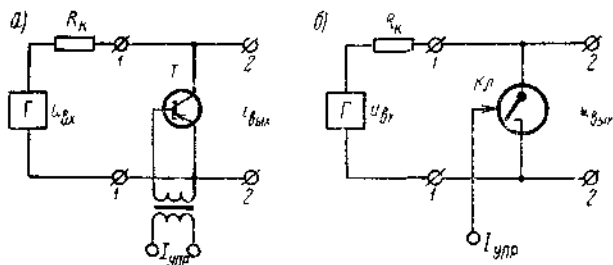


Рис. 7.8

Верхняя кривая семейства $I_k = f(U_k)$ при $I_b = \text{const}$ соответствует максимально допустимому току в цепи коллектора. Этот режим работы транзистора называют *режимом насыщения*. Нижняя кривая соответствует минимально достижимому току в цепи кол-

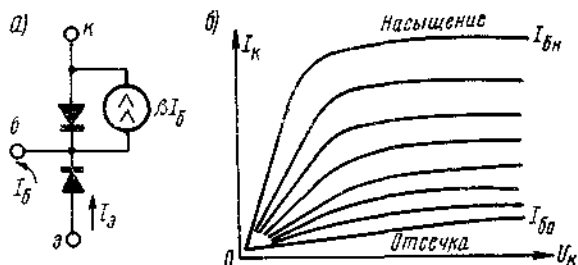


Рис. 7.9

лектора. Такой режим работы транзистора называют *отсечкой*. $I_{бн}$ и $I_{б0}$ — токи базы, переводящие транзистор в режим насыщения и отсечки соответственно. Видно, что в начальной области при малых U_k кривые $I_k = f(U_k)$ почти линейны, а наклон этих кривых определяется управляющим сигналом (т. е. током I_b). Линейность коллекторных характеристик позволяет при малых коммутируемых токах воспользоваться линейной схемой замещения управляемого перехода э—к (рис. 7.10а). Соответствующие этой схеме емкостные характеристики управляемого перехода э—к показаны на рис. 7.10б. Сопротивление ключа $R_{кл}$ в идеальном случае равно:

$$R_{вн} = \begin{cases} 0, & \text{если } K_{л} \text{ замкнут (транзистор открыт);} \\ \infty, & \text{если } K_{л} \text{ разомкнут (транзистор закрыт).} \end{cases}$$

Вольтамперные характеристики такого идеализированного ключа совпадают с осью абсцисс, когда $Kл$ разомкнут, и с осью ординат, когда $Kл$ замкнут.

Из рассмотрения коллекторных характеристик (рис. 7.9б) видно, что ближе всего к замкнутому состоянию ключа будет режим насыщения (транзистор открыт), а разомкнутому состоянию - режим отсечки (транзистор закрыт). Однако и в этих режимах вольтамперные характеристики перехода э-к транзистора далеки от вольтамперных характеристик идеального ключа.

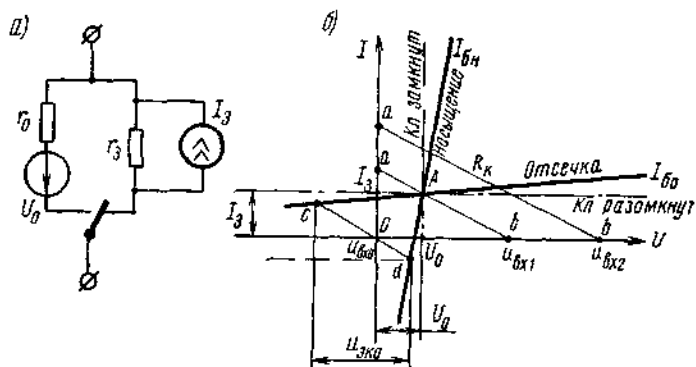


Рис 7.10

Рисунок 7.10б воспроизводит линеаризованную часть коллекторных характеристик транзистора режима насыщения и отсечки. Видно, что эти кривые пересекаются в точке A , не совпадающей с началом координат. Кроме того, вольтамперные характеристики открытого и закрытого транзистора не параллельны координатным осям. Наклон вольтамперных характеристик э-к перехода отображается сопротивлениями r_0 и r_3 , эквивалентной линейкой схемы замещения, которые учитывают, что

$$R_{кл} = \begin{cases} r_0, & \text{если транзистор открыт;} \\ r_3, & \text{если транзистор закрыт.} \end{cases}$$

Несовпадение точки пересечения вольтамперных характеристик открытого и закрытого транзистора (точка A) с точкой пересечения вольтамперных характеристик идеального ключа (точка O) отображается в схеме замещения (рис. 7.10а) независимыми источниками напряжения U_0 и тока I_3 . Несовпадение точки A с началом координат O является причиной появления остатка управляющего сигнала на выходе ключевой схемы. Поясним это.

Зная сопротивление R_k и вольтамперные характеристики коммутируемого перехода э-к (см. рис. 7.10б), можно определить выходное напряжение, совпадающее с падением напряжения $u_{нп}$ на э-к переходе транзистора, а также величину коммутирующего

ока. Сопротивление R_R определяет наклон линии нагрузки $a-b$, положение ее зависит от величины входного сигнала $u_{вх}$. На рис. 7.10б показаны при линии нагрузки, соответствующие входным сигналам $u_{вх0}$, $u_{вх1}$, $u_{вх2}$. При $u_{вх1}$ переключение транзистора из режима отсечки в режим насыщения не изменяет выходного сигнала. Наоборот, при отсутствии входного сигнала, когда $u_{вх0} = u_{вх} = 0$ выходное напряжение $u_{вых} \neq 0$. Оно определяется проекцией точек c и d соответствующей линии нагрузки на ось абсцисс, которая отмечена на рис. 7.10б как $u_{эко}$.

Появление выходного сигнала $u_{вых} = u_{эко}$ при отсутствии входного напряжения аналогично появлению остатка несущей на выходе балансных преобразователей и представляет собой помеху, которая в дальнейшем может вызвать ложные срабатывания контролирующего устройства в групповой части системы. Другой существенный недостаток рассмотренного ключа — невозможность использования такой схемы при двухполярном входном сигнале.

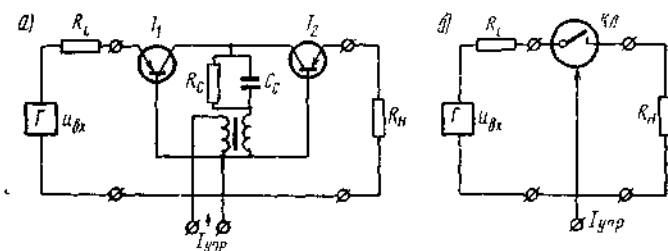


Рис 7.11

Рассмотренные недостатки устранены в схемах компенсированных ключей (рис. 7.11). Здесь роль управляемого контакта играет переход $э-к$ двух встречно включенных транзисторов T_1 и T_2 . Ток управляющего сигнала подается или к промежутку база — эмиттер ($б-э$), как было в схеме на рис. 7.8а, или к промежутку эмиттер — коллектор ($б-к$). Если характеристики T_1 и T_2 близки, то токи I_1 и I_2 частично компенсируют друг друга.

Необходимо отметить, что лучшим является управление в цепи $б-к$, чем в цепи $б-э$, так как в этом случае точка A вольтовых характеристик управляемого перехода $э-к$ ближе к началу координат. Таким образом, остаток управляющего сигнала на выходе $K_к$ будет меньше, если ток $I_{упр}$ подключается к промежутку $б-к$.

Известно, что для обеспечения режима отсечки транзистора необходимо создать на базе положительный потенциал. Сопротивление $R_с$ и емкость $C_с$ в схеме на рис. 7.11а образуют цепь автоматического смещения, которая создает режим отсечки транзисторов T_1 и T_2 в промежутках между импульсами тока $I_{упр}$. На рис. 7.11б приведена эквивалентная схема включения компенсиро-

рованного ключа. Видно, что, в отличие от схемы на рис. 7.8, K_1 в схеме на рис. 7.11 включен последовательно с нагрузкой. Возможно также и параллельное включение K_1 .

Как правило, в аппаратуре ИКМ-ВД с целью расширения длительности канального импульса используют не активную R_H , а емкостную нагрузку (рис. 7.12). Источник входного сигнала $u_{вх}$ с

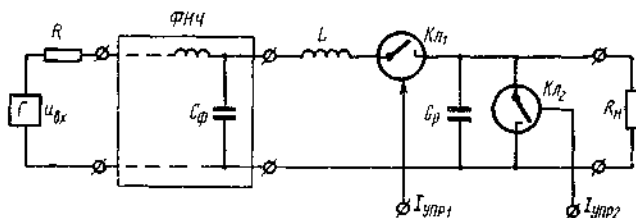


Рис. 7.12

внутренним сопротивлением R_i подключается к $\Phi НЧ$, который ограничивает полосу частот передаваемого сигнала. С помощью ключа K_1 $\Phi НЧ$ кратковременно подключается к накопительному конденсатору C_p . За время $T_{ум}$, соответствующее длительности управляющего импульса $I_{упр1}$, конденсатор фильтра $C_ф$ перезаряжается на накопительный конденсатор C_p . После размыкания K_1 напряжение на конденсаторе C_p остается почти постоянным, медленно разряжается на сопротивление утечки и сопротивление разомкнутого ключа K_2 . Тот $I_{упр2}$, управляющий ключом K_2 , сдвинут на T_c по отношению к $I_{упр1}$. В момент замыкания K_2 конденсатор C_p быстро разряжается. При этом на нагрузке R_H формируются каналные импульсы почти прямоугольной формы и длительности T_c . Высота импульсов последовательности $u_{вн}$ пропорциональна мгновенным значениям сигнала на выходе фильтра $u_ф(t)$, т. е. представляет собой АИМ-II.

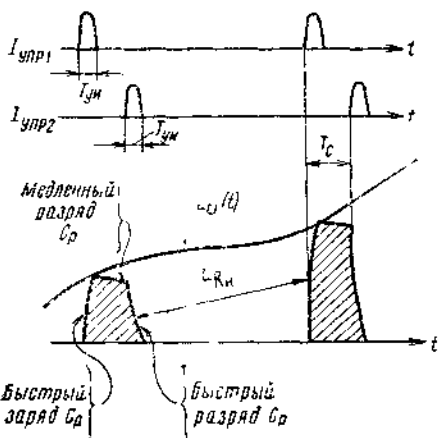


Рис. 7.13

руются каналные импульсы почти прямоугольной формы и длительности T_c . Высота импульсов последовательности $u_{вн}$ пропорциональна мгновенным значениям сигнала на выходе фильтра $u_ф(t)$, т. е. представляет собой АИМ-II.

Описанный процесс формирования АИМ-II иллюстрируется временными диаграммами, приведенными на рис. 7.13.

Непосредственное подключение конденсатора C_p ключом K к конденсатору фильтра $C_ф$ уменьшает напряжение на нагрузке. С целью увеличения выходного напряжения при перезаряде конденсатора $C_ф$ на C_p последовательно с K_1 включается индуктив-

ность L . В этом случае при замыкании K_1 создается осциллирующий переходный процесс. Постоянная времени цепи LC_p рассчитывается таким образом, чтобы ключ K_1 разомкнулся в тот момент времени, когда напряжение u_ϕ на конденсаторе C_p достигает максимума. Такой метод стробирования называют *резонансным* (или энергетическим).

Напомним, что на общей блок-схеме ИКМ-ВД (см. рис. 7.1) роль C_p играют накопительные конденсаторы C_1 и C_2 .

КОМПАНДЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА

Компандерные устройства аппаратуры ИКМ, в отличие от компандеров аппаратуры с частотным уплотнением, реагируют на мгновенные значения сигнала. Простейший компрессор мгновенного действия представляет собой Г-образный четырехполюсник (рис. 7.14а) с сопротивлениями R и R_H . Последнее представляет собой нелинейное сопротивление и показано на рис. 7.14б.

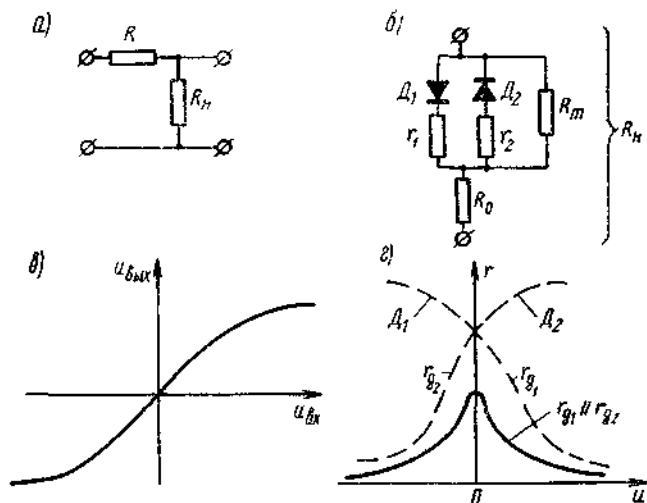


Рис 7.14

Нелинейность в R_H создается диодами D_1 и D_2 . Вольтамперные характеристики этих диодов $r_{д1}(u)$ и $r_{д2}(u)$, а также их параллельное соединение $r_{д1} \parallel r_{д2}$ показаны на рис. 7.14в. Сопротивления r_1 и r_2 (рис. 7.14б) служат для симметрирования диодов D_1 и D_2 в обоих направлениях. Сопротивления R_m и R_0 предназначены для удерживки максимального и минимального значений сопротивления R_H . С увеличением входного напряжения $u_{вх}$ нелинейное сопротивление R_H уменьшается (рис. 7.14г) и увеличивается затухающее напряжение, вносимое компрессором. В результате линейность амплитуд-

ной характеристики нарушается (рис. 7.14в). Схема и принцип действия рассмотренного компрессора аналогичны симметричному ограничителю по максимуму.

Действие и структура схемы мгновенного экспандера обратны компрессору (рис. 7.15а). На рис. 7.15б приведена амплитудная характеристика экспандера.

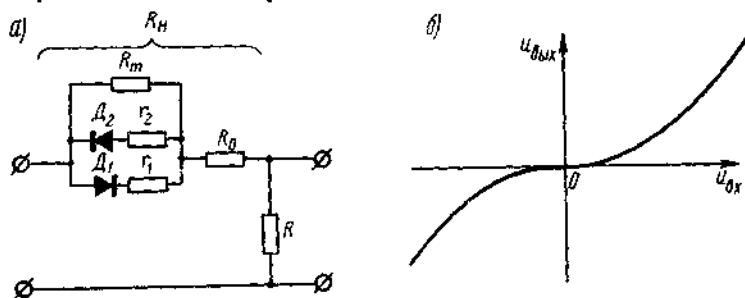


Рис. 7.15

Основной недостаток рассмотренных простейших схем состоит в трудности подбора четверки диодов, которые обеспечили бы взаимнообратность амплитудных характеристик компрессора и экспандера, а значит, и требуемую линейность тракта. Поэтому последнее время все чаще стали применять схемы диодных сеток (рис. 7.16), с помощью которых можно путем кусочно-линейной аппроксимации получить амплитудную характеристику требуемой формы. Рассмотрим принцип работы такого компрессора

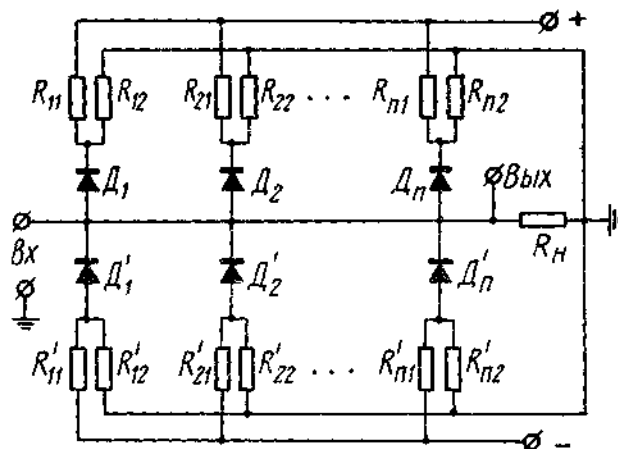


Рис 7.16

Входной сигнал поступает на нагрузку R_n . Параллельно R_n через диод D_1 подключается параллельное соединение сопротивлений

R_{11} и R_{12} ($R_{11} \parallel R_{12}$), через диод D_2 — сопротивления $R_{21} \parallel R_{22}$ и т. д. Отношение сопротивлений R_{11}/R_{12} задает напряжение смещения $u_{см1}$ на диод D_1 . Если входное напряжение $u_{вх}(t)$ превысит $u_{см1}$, то диод откроется и сопротивление R_{11}/R_{12} будет шунтировать нагрузку $R_{в}$, уменьшая наклон амплитудной характеристики компрессора.

Сопротивления R_{21} и R_{22} тоже рассчитываются так, чтобы при $u_{вх}(t) > u_{см2}$ ($u_{см2}$ — смещение на диод D_2) их параллельное соединение $R_{21} \parallel R_{22}$ подключалось к $R_{в}$ и дополнительно уменьшало крутизну амплитудной характеристики компрессора. Сопротивления $R_{к1}$ и $R_{к2}$ ($k=1, 2, 3, \dots, n$) рассчитываются аналогично.

Нижняя ветвь схемы на рис. 7.1б (диод D_1 , сопротивления R_{11}' , R_{12}' и т. д.) формирует требуемую амплитудную характеристику компрессора для отрицательных значений входного сигнала.

КОДЕР АППАРАТУРЫ ИКМ

Кодирующие и декодирующие устройства представляют собой преобразователи ИКМ. Кодер осуществляет перевод многоуровневого АИМ сигнала в двоичный, при котором каждому из $M=2^m$ возможных значений сигнала сопоставляется определенная кодовая комбинация m -разрядных двоичных символов. Возможны различные способы такого сопоставления. Один из них иллюстрируется табл. 7.1, составленной для $m=3$. Здесь l — номер разрешенной амплитудной градации АИМ сигнала (при $m=3$, $l=0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$), a_k — значение двоичного числа (0, 1) в k -м разряде ИКМ сигнала.

Таблица 7.1

АИМ (l)	Кодирование		
	ИКМ		
	a_2	a_1	a_0
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

Приведенный способ сопоставления двоичного численному числу l называется иногда натуральным трифметрическим кодом.

В натуральном коде число $l+1$ получается из числа l прибавлением 1 в самый младший разряд a_0 . Так, если l соответствует $a_0=0$, то $l+1$ соответствует $a_0=1$ (так как $0+1=1$). Если же соответствует $a_0=1$, то $l+1$ соответствует $a_0=0$ (так как в этой системе $1+1=0$). При этом 1 переносится в следующий разряд a_1 . Аналогично суммируются двоичные числа в разряде a_1 , a_2 и т. д. В результате из двоичной комбинации номера l

формируется комбинация, соответствующая номеру $l+1$ (см табл. 7.1).

Общее правило, связывающее числа M -ичных и двоичных систем, определяется формулой

$$l = \sum_{k=0}^{m-1} a_k 2^k. \quad (7.10)$$

Например, трехразрядному двоичному числу 101 соответствует $l=5$. Действительно, $l = a_0 2^0 + a_1 2^1 + a_2 2^2 = 1 \cdot 2^0 + 0 + 1 \cdot 2^2 = 5$.

По принципу действия различают кодеры: время-импульсного типа; непосредственного отсчета и поразрядного взвешивания.

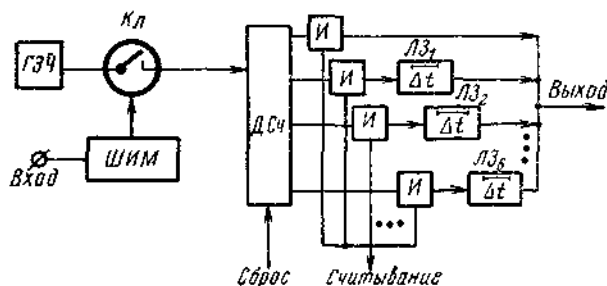


Рис. 7.17

Блок-схема кодера время-импульсного типа показана на рис. 7.17. Входной АИМ сигнал с помощью широтно-импульсного модулятора ШИМ преобразуется в последовательность импульсов постоянной высоты и разной длительности. Импульсы ШИМ управляют состоянием ключа $Kл$. При появлении импульса $Kл$ подключает генератор эталонной частоты $ГЭЧ$ к двоичному счетчику $ДСч$ на время, равное длительности импульса. Длительность $Δt$ импульсов ШИМ пропорциональна амплитуде импульсов входного АИМ сигнала. Таким образом, основная идея работы схем сводится к подсчету двоичным счетчиком числа импульсов $ГЭЧ$ пропущенных $Kл$.

Из курса импульсной техники известно, что двоичный счетчик $ДСч$ можно использовать для деления частоты следования импульсов. Он состоит из каскадно-соединенных триггеров (импульсных делителей на два). Напряжение, снимаемое с каждого k -го триггера, представляет собой коэффициент a_k k -го разряда. Действительно, из табл. 7.1 видно, что систематическое увеличение l_k на (оно должно соответствовать появлению на входе счетчика нового импульса) периодически изменяет чередование 1 и 0 в разрядах. При этом частота следования 1 в разряде a_0 вдвое меньше частоты следования входных импульсов. Частота изменения 1 в разряде a_1 вдвое меньше, чем в a_0 , в разряде a_2 — вдвое меньше, чем

и т. д. Поэтому a_0 совпадает с напряжением на выходе первого триггера (делителя на два), а a_1 совпадает с напряжением на выходе второго триггера счетчика и т. д.

В результате подсчета числа импульсов двоичный счетчик фиксирует на своих выходах соответствующее двоичное число параллельным кодом. Отсчет двоичного числа производится схемами И импульсов считывания. Для перевода параллельного кода в последовательный используются линии задержки ЛЗ-1, ЛЗ-2, ..., ЛЗ-6. Линия ЛЗ-1 задерживает отсчетный сигнал a_1 на время, равное длительности импульса, ЛЗ-2 задерживает сигнал a_2 на время, равное двум длительностям импульса, и т. д. Перед подсчетом амплитуды нового импульса входного АИМ сигнала ДСч устанавливается в исходное положение импульсом сброса.

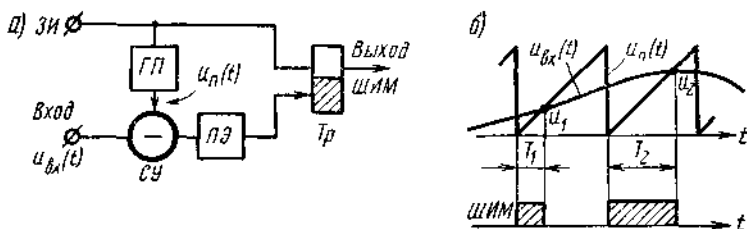


Рис 7.18

На рис. 7.18а показан один из возможных вариантов построения ШИМ. Генератор линейно нарастающего пилообразного напряжения ГП запускается или синхронизируется запускающими импульсами ЗИ от генераторного оборудования ГО системы. Запуская ГП, импульсы ЗИ одновременно устанавливают триггер Тр в исходное состояние. Частота следования запускающих импульсов совпадает с частотой многоканального АИМ сигнала.

Нулевое напряжение после сравнивающего (или вычитающего) устройства СУ фиксируется пороговым элементом ПЭ (нуль-индикатором), в качестве которого может быть использован, например, триггер с эмиттерной связью (триггер Шмитта). Сработав, ПЭ опрокидывает триггер Тр, тем самым на выходе схемы формируется прямоугольный импульс фиксированной амплитуды. Чем больше амплитуда импульса входного АИМ сигнала ($u_2 > u_1$), тем ниже зафиксируется нулевое напряжение на выходе СУ (рис. 7.18б) и тем больше будет длительность выходного импульса ($T_2 > T_1$).

Основное достоинство преобразователя время-импульсного типа простота. Недостатки: большое время преобразования, высокая скорость счета, а также необходимость перевода параллельного двоичного кода в последовательный.

Примером кодера с непосредственным отсчетом кодовой комбинации является устройство, использующее кодирующую трубку

(рис. 7.19). На горизонтально отклоняющие пластины трубки подается пилообразное напряжение $u_{\text{г}}(t)$, на вертикально отклоняющие пластины — входной АИМ сигнал $u_{\text{вх}}(t)$. Луч трубки, попадая на коллектор κ , замыкает цепь источника питания через нагрузку $R_{\text{н}}$, в результате чего в последней возникает импульс тока. На пути луча до коллектора устанавливается кодовая маска KM , на которой имеется $M=2^m$ (m — число разрядов кода) горизонтальных линий с отверстиями. Положение отверстий на строке соответствует одной из M возможных кодовых комбинаций. Луч попадает на нужную строку под действием входного АИМ сигнала, представляющего собой последовательность импульсов с плоской

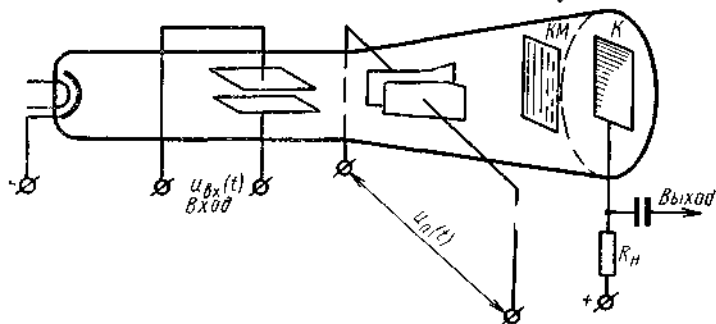


Рис. 7.19

вершиной (АИМ-II). Линейно нарастающее напряжение $u_{\text{г}}(t)$ перемещает луч вдоль строки кодовой маски, в результате в нагрузке $R_{\text{н}}$ возникают импульсы последовательного кода.

Максимальное число дискретных уровней в таких преобразователях зависит от размеров экрана трубки и диаметра луча. В настоящее время достигнуто число уровней, превышающее 1000.

Основное достоинство такого кодера — высокое быстродействие. Недостатки: усложнение конструктивного оформления аппаратуры, необходимость дополнительного высоковольтного питания, снижение надежности работы преобразователя.

В малоканальной аппаратуре ИКМ-ВД в основном используется кодер поразрядного взвешивания. При этом различают кодер замкнутого и разомкнутого типов.

На рис. 7.20а приведена упрощенная блок-схема кодера замкнутого типа при числе разрядов $m=7$. Кодер состоит из сравнивающего (вычитающего) устройства СУ, сумматора Σ , управляющего устройства УУ и является электрическим аналогом весов (рис. 7.20б). Поясним поэтому процесс кодирования, проводя аналогию с процессом взвешивания.

Взвешивание некоторого предмета с весом x сводится к сопоставлению данному предмету числа, характеризующего вес x . Аналогично этому в процессе кодирования данному мгновенному значению сигнала $x(t)$ на входе кодера сопоставляется число, запи-

санное в двоичной системе счисления и характеризующее величину этого мгновенного значения.

При взвешивании число, характеризующее вес данного предмета, определяется с помощью гирь разной величины. Роль таких разновесов в коде играют множители вида 2^k при разряде с номером k [см. ф-лу (7.10)], которые создаются схемой сумматора Σ . На сумматор подаются напряжения (токи), пропорциональные значению $a_k = (1,0)$ двоичного числа в k -м разряде. Для того чтобы вычислить, какой высоты импульс соответствует двоич-

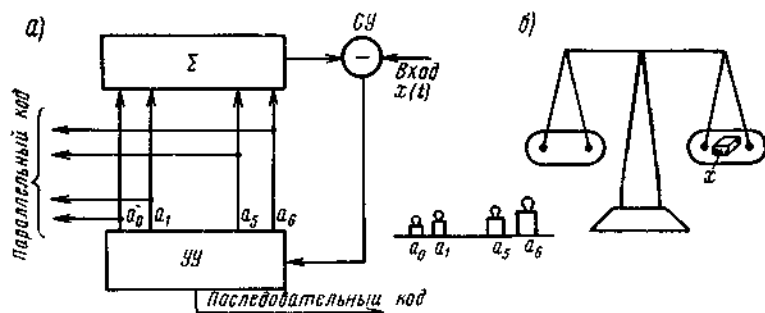


Рис. 7.20

ной комбинации $a_{m-1}, a_{m-2}, \dots, a_1, a_0$, необходимо в соответствии с правилом (7.10) просуммировать a_k , предварительно изменив их величину в 2^k раз. Множители 2^k называют весовыми множителями.

Технически удобно, чтобы весовой множитель по абсолютной величине был меньше 1. Для этого перепишем ф-лу (7.10), вынося множитель $2^{(m-1)}$ при самом старшем разряде a_{m-1} за знак Σ . Тогда

$$I = 2^{(m-1)} \{ a_0 2^{-(m-1)} + a_1 2^{-(m-2)} + a_2 2^{-(m-3)} + \dots + a_{m-2} 2^{-1} + a_{m-1} \} \quad (7.11)$$

Теперь весовой множитель $u_{вк}$ при k -м разряде равен: $u_{вк} = -\left(\frac{1}{2}\right)^{m-k}$. При этом $|u_{вк}| \leq 1$.

Устройства, осуществляющие вычисление I по $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ в соответствии с ф-лой (7.11), называют иногда сумматорами с весом. Возможны различные способы построения таких сумматоров. Общий принцип построения показан на рис. 7.21. Как видно, сумматор представляет собой каскадное соединение $m-1$ удлинительей с одинаковыми коэффициентами передачи $K=1/2$. Импульсы $(m-1)$ -го разряда подаются на выход схемы непосредственно. Двоичный сигнал a_{m-2} ($m-2$ -го разряда) попадает на выход через 1-й удлинитель и, измененный в k раз, складывается с сигналом a_{m-1} ($m-1$ -разряда). Сигнал с $(m-3)$ -го отвода проходит

два каскадно соединенных удлинителя, изменяется по амплитуде в κ^2 раз и тоже добавляется к выходному напряжению от разря-

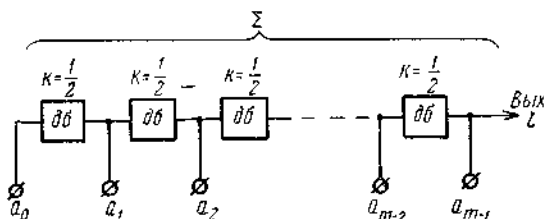


Рис. 7.21

дов $(m-1)$ и $(m-2)$. В результате выходной сигнал будет равен $a_{m-1} + a_{m-2} (1/2) + a_{m-3} (1/2)^2$. Аналогично проходят на выход им-

Таблица 7.2

Взвешивание (рис. 7.20б)	Кодирование (рис. 7.20а)
1. Устанавливаем на правой чаше весов измеряемый вес x	1. Подъем на вход кодера кодируемый сигнал $x(t)$
2. Устанавливаем на левой чаше весов гирию наибольшего веса (обозначим ее вес условно $u_{в6}$)	2. Подаем с помощью УУ на сумматор с весом Σ импульс старшего разряда a_6 . На левом входе сравнивающего устройства при этом формируется сигнал $a_6 u_{в6}$ с весовым множителем максимальной величины
3. Сравниваем измеряемый вес x с гирей наибольшего веса $u_{в6}$ и по результатам сравнения принимаем решение, оставить эту гирию (если $u_{в6} < x$) или снять (если $u_{в6} > x$)	3. Сравниваем (вычитаем) кодируемый сигнал $x(t)$ со сформированным на выходе Σ сигналом $a_6 u_{в6}$ и по результатам сравнения УУ принимаем решение, оставить ли включенным 6-й разряд, положив $a_6 = 1$ (если $a_6 u_{в6} < x(t)$, т. е. $\Delta_6 = [a_6 u_{в6} - x(t)] < 0$), или выключить его, положив $a_6 = 0$ (если $\Delta_6 > 0$)
4. Устанавливаем на левой чаше весов гирию меньшего веса $u_{в5}$ и по результатам сравнения веса этой гири (если гирия $u_{в6}$ снята) или суммарного веса гири $u_{в5}$ и $u_{в6}$ (если гирия $u_{в6}$ осталась) с измеряемым весом x принимаем решение, оставить гирию $u_{в5}$ или нет	4. Подаем с помощью УУ на сумматор с весом Σ импульс меньшего разряда a_5 . На левом входе вычитающего устройства при этом формируется сигнал $a_5 u_{в5} + a_6 u_{в6}$. По результатам сравнения (вычитания) сформированного Σ сигнала с входным сигналом $x(t)$ управляющее устройство УУ принимает решение, оставить ли включенным 5-й разряд, положив $a_5 = 1$ (если $\Delta_5 = [(a_5 u_{в5} + a_6 u_{в6}) - x(t)] < 0$), или выключить его, положив $a_5 = 0$ (если $\Delta_5 > 0$)

мой — служит для подачи импульса сброса, который возвращает триггеры разрядов в исходное положение до начала кодирования каждого импульса АИМ. Блок схема *РИ* показана на рис 7.23. Напомним принцип действия распределителя

Все триггеры *РИ* соединены между собой в кольцо, т.е. выход первого *Тр* подключен ко входу второго, выход второго — ко входу третьего и т.д., наконец, выход последнего *Тр* подключен ко входу первого. Все триггеры, кроме одного, устанавливаются в положение 0 (выход триггера подключен к незаштрихованной половине схемы), один из триггеров (на схеме пятый) устанавливается в положение 1 (выход триггера подключен к заштрихованной половине схемы). На вторые входы триггеров через схемы *И* поступают продвигающие импульсы с генераторного оборудования системы. Схемы совпадения на два входа *И* пропускают продвигающие импульсы только при наличии на втором входе 1. Этот вход схемы связан с выходом соответствующего триггера. Переход триггера из состояния 0 в состояние 1 отмечается импульсом на его выходе (условно обозначаемым 1). Если *РИ* находится в состоянии, показанном на рис 7.23, то появление следующего продвигающего импульса опрокинет второй триггер, так как на второй вход схемы *И* будет подана 1. Переходя в исходное состояние 0, второй триггер опрокидывает третий *Тр*, при этом выход третьего триггера отмечается 1, чем подготавливается одновременно цепь запуска через его схему *И*. Появление следующего запускающего импульса продвигает 1 еще на один триггер вперед и т.д.

Вернемся к схеме, изображенной на рис 7.22

Распределитель *РИ* начинает свою работу с подачи импульса на триггер старшего разряда a_6 . Триггер 6-го разряда опрокидывается, формируя выходной сигнал $a_6=1$. На выходе сравнивающего устройства *СУ* в данном случае появляется разностное напряжение Δ_6 .

Разностный сигнал квантуется ключом *Кл*, который срабатывает под действием управляющих импульсов $УИ_1$. Отсчеты разностного сигнала подаются на формирующий триггер *Тр-Ф*. На второй вход триггера *Тр-Ф* подаются управляющие импульсы $УИ_2$ той же частоты, что и $УИ_1$, но сдвинутые относительно их по фазе. Импульсы $УИ_2$ определяют исходное состояние триггера *Тр-Ф*. Одновременно они подаются на схему $И_\Phi$, второй вход которой управляется триггером *Тр-Ф*.

В состоянии 1 триггер *Тр-Ф* запрещает прохождение $УИ_2$ через схему $И_\Phi$, т.е. сигнал C_1 на выходе этой схемы равен нулю; в исходном состоянии 0 сигнал $C_1=1$.

Итак, в начале процесса кодирования распределитель *РИ* включает триггер старшего разряда, формируя $a_6=1$ и соответствующий ему весовой множитель u_{2^6} . Импульс *РИ*, опрокидывая разрядный триггер *Тр*, подготавливает одновременно схему *И*, включенную в цепь второго запуска данного триггера. Если $\Delta_6 >$

0, то триггер $Tr-\Phi$ остается в исходном положении. Сигнал $C_1=1$ проходит через схему И старшего разряда a_6 и возвращает триггер этого разряда в нулевое положение, при котором $a_6=0$. Если же $\Delta_6 \leq 0$, то положительный разностный сигнал опрокидывает $Tr-\Phi$ в состояние 1, в связи с чем $C_1=0$. Сигнал $УИ_2$ возвращает $Tr-\Phi$ в исходное положение, однако разрядный триггер остается в положении 1 ($C_1=0$), при котором $a_6=1$.

В следующий шаг работы кодера импульс PI опрокидывает в состояние 1 триггер 5-го разряда, формируя сигнал $a_5=1$. На выходе $СУ$ образуется разность Δ_5 . Если $a_5 \leq 0$, то с помощью $Tr-\Phi$ разрядный триггер остается в положении 1, при котором $a_5=1$. Если $\Delta_5 > 0$, то посредством $Tr-\Phi$ и схемы И_ф сигналом $C_1=1$ разрядный триггер возвращается в исходное состояние, при котором $a_5=0$.

В дальнейшем процесс продолжается аналогично до тех пор, пока не будут установлены в соответствующее положение триггеры всех разрядов (включая младший) так, чтобы

$$l = \sum_0^6 a_k u_{нк} \approx x(t)$$

Положения триггеров по разрядам определяют параллельным кодом двоичную комбинацию, соответствующую входному сигналу. Выходы этих триггеров на упрощенной схеме (рис. 7.20) обозначены *Параллельный код*.

Напомним, что во время опроса импульсом PI триггера Tr разряда $m-k$ формирующий триггер $Tr-\Phi$ переходит под действием Δ_{m-k} в состояние 1, если в данном разряде фиксируется положение $Tr-1$, при котором $a_{m-k}=1$. Таким образом, $Tr-\Phi$ повторяет последовательно во времени состояние соответствующего разряда. Это значит, что на его выходе формируется последовательный двоичный код.

Достоинствами рассмотренного варианта являются высокое быстродействие и точность работы схемы, относительная простота, возможность использования узлов, однотипных для всей аппаратуры ИКМ.

ДЕКОДЕР АППАРАТУРЫ ИКМ

По принципу действия декодеры представляют собой устройства, предназначенные для определения величины l по ф-ле (7.11). Вычисление ведется по известным разрядным коэффициентам a_k , которые определяются амплитудой импульсов кодовых комбинаций входного сигнала. Однако поскольку импульсы a_k разных разрядов разделены во времени и поступают на вход схемы последовательно (так называемый последовательный код), то для того чтобы можно было осуществить суммирование в соответствии с ф-лой (7.11), необходимо преобразовать последовательный код в

параллельный, при котором все разряды a_k данной кодовой комбинации существуют одновременно, но на разных выходах преобразователя, т. е. необходимо преобразовать двоичную комбинацию, распределенную во времени, в двоичную комбинацию, распределенную в пространстве. Преобразованная в параллельный кодовая комбинация может быть подана на сумматор с весом (см. рис. 7.21), с помощью которого и формируются импульсы АИМ сигнала высотой I .

На рис. 7.24а показана упрощенная схема одного из ранних вариантов декодера (предложенного Шенноном), в котором операция преобразования последовательного кода в параллельный последующее суммирование с весом осуществляется параллельно RC цепочкой. Принцип действия этой схемы иллюстрируется рис. 7.24б.

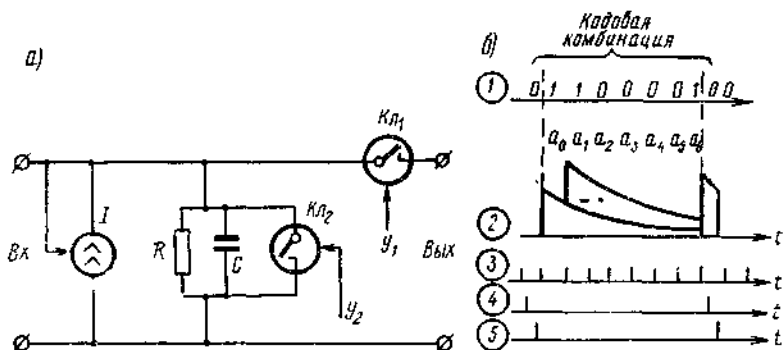


Рис 7.24

Входной двоичный сигнал преобразуется в импульсы тока за счет источника тока I . Частота следования импульсов входного сигнала совпадает с тактовой частотой (β , рис. 7.24б). Каждый импульс тока величиной $a_k = \pm(1,0)$ подзаряжает конденсатор C , который в последующем разряжается по экспоненциальному закону с постоянной времени $\tau = RC$. Напряжение на конденсаторе C от импульса нулевого разряда равно $u_C(t) = a_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$. В конце кодовой комбинации $t_k = (m-1) T_H$ (T_H — длительность импульсов входного сигнала), следовательно, $u_C(t_k) = a_0 e^{-\frac{T_H(m-1)}{\tau}}$. Напряжение на конденсаторе C только от импульса первого разряда a_1 равно $u_C(t) = a_1 e^{-\frac{(t-T_H)}{\tau}}$, так как между a_0 и a_1 имеется сдвиг во времени на величину T_H . Поэтому при появлении импульса только первого разряда напряжение в конце кодовой комбинации равно

$$u_C(t_k) = a_1 e^{-\frac{T_H(m-2)}{\tau}}$$

Аналогично получаем, что напряжение на конденсаторе C от действия только импульса k -го разряда в конце кодовой комбинации равно

$$u_C(t_k) = a_k e^{-\frac{T_H}{\tau}[(m-1)-k]}$$

Напряжение на конденсаторе C под действием импульсов всех разрядов равно:

$$u_C(t_k) = \sum_{k=0}^{m-1} a_k e^{-\frac{T_H}{\tau}[(m-1)-k]} \quad (7.12)$$

Если выбрать постоянную RC цепи τ так, чтобы $e^{-\frac{T_H}{\tau}} = \frac{1}{2}$, то

$$u_C(t_k) = \sum_{k=0}^{m-1} a_k 2^{-[(m-1)-k]}$$

Таким образом, напряжение $u_C(t_k)$ в конце кодовой комбинации совпадает с l [см. Ф-лу (7.11)] с точностью до постоянного множителя 2^{m-1} .

Характер изменения $u_C(t)$ при входном сигнале l иллюстрируется эюрой напряжения 2 (см. рис. 7.24б). Отсчет выходного сигнала производится ключом K_1 под действием управляющего сигнала Y_1 (4, рис. 7.24б). Перед началом новой кодовой комбинации конденсатор C полностью разряжается ключом K_2 под действием управляющего сигнала Y_2 (5, рис. 7.24б).

Основное достоинство рассмотренного варианта декодера — простота. Недостатки: влияние остатков управляющих сигналов Y_1 и Y_2 на выходе ключей K_1 и K_2 , а также влияние нестабильности элементов контура RC и длительности импульсов входного и управляющих сигналов на точность декодирования.

На рис. 7.25 показана блок-схема наиболее распространенного варианта декодера. Двоичная линия сдвига $ДЛЗ$ (регистр сдвига) с входами выполнена на транзисторных триггерах или триггерах на смешельных диодах. Частота продвижения сигнала вдоль линии определяется частотой внутренних тактовых импульсов $ТИ$, синхронизированных с частотой следования импульсов входного сигнала и поступающих от генераторного оборудования системы. Схемы совмещения $И$ имеют два входа. На один вход всех схем $И$ поступает сигнал с отвода $ДЛЗ$, на другие входы — сигнал записи от $ГО$.

Входной двоичный сигнал распространяется вдоль $ДЛЗ$. Когда двоичная комбинация входного сигнала заполнит $ДЛЗ$, импульс

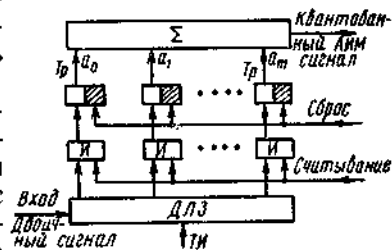


Рис. 7.25

считывания откроет схемы И и пропустит (считает) этот сигнал. Если импульс k -го разряда имеет величину $a_k=1$, то он при считывании пройдет через схему И и опрокинет в положение 1 триггер Tr соответствующего разряда. Таким образом, триггеры Tr разрядов заломинуют разрядные коэффициенты a_k на время, определяемое моментом появления импульса сброса. Последний устанавливает триггеры в исходное «нулевое» состояние и определяет тем самым длительность импульсов выходного сигнала. Амплитуда импульсов выходного АИМ сигнала формируется схемой сумматора с весом Σ (см рис 7.21) так, как было пояснено выше.

Рассмотренный вариант декодера имеет те же достоинства, что и кодер с поразрядным взвешиванием.

§ 7.3. Синхронизация в системах типа ИКМ-ВД

ОБЩИЕ ПОНЯТИЯ

Процесс декодирования ИКМ сигнала и распределения декодированных импульсов по соответствующим каналам в приемнике будет происходить правильно, если между принимаемой из линии импульсной последовательностью и импульсами, которые формируются генераторным оборудованием приемника, имеется жесткое соответствие по частоте и фазе. Поэтому приемопередатчики систем с временным уплотнением должны быть синхронны.

В системах типа ИКМ-ВД различают синхронизацию по тактам и по циклам. Как правило, тактовой частотой $f_{\text{такт}}$ системы ИКМ-ВД называют частоту следования импульсов группового цифрового сигнала. Интервал времени между импульсами одного, например первого, канала T определяет цикл передачи. Таким образом, частота следования циклов совпадает с частотой квантования речевого сигнала F . Отношение этих частот равно

$$\frac{f_{\text{такт}}}{F} = (m + n_d)N + N_d, \quad (7.13)$$

где m — число разрядов в кодовой комбинации, n_d — число дополнительных разрядов в кодовой комбинации, используемых для передачи вызывных сигналов, N — общее количество телефонных каналов в системе, N_d — количество дополнительных импульсов в цикле, используемых для синхронизации, создания дополнительных цифровых (телеграфных) каналов и других целей.

Так как для каждой конкретной ИКМ системы отношение $f_{\text{такт}}/F = \text{const}$ — целое число, то, выделив частоту $f_{\text{такт}}$ системой синхронизации по тактам, можно с помощью делителей частоты следования импульсов получить F .

Для того чтобы кодовая группа k -го канала передатчика послужила для декодирования, создала импульс в k -м канале приемника, необ-

димо правильно сфазировать выборку этих каналов, т. е. определить правильную фазу частоты F . В этом собственно и заключается задача цикловой синхронизации.

ТАКТОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ

В телеграфии известны различные методы формирования синхронной тактовой частоты. При построении систем типа ИКМ-ВД применяют самый простой из этих методов, называемый резонансным. Поясним его сущность.

Известно, что энергетический спектр случайного импульсного сигнала $F(\omega)$ содержит как непрерывную $F_n(\omega)$, так и дискретную $F_d(\omega)$ составляющие (рис. 7.26). Так, в простейшем случае некоторого релативированного импульсного сигнала¹⁾

$$F(\omega) = \sigma^2 F_n(\omega) + a^2 F_d(\omega), \quad (7.14)$$

где a — среднее значение импульсной последовательности, σ — дисперсия случайных амплитуд импульсов.

Дискретная составляющая спектра $F_d(\omega)$ представляет собой сумму гармоник, кратных основной частоте следования $\omega_{\text{такт}} =$

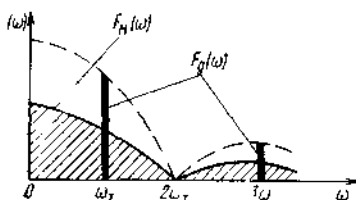


Рис. 7.26

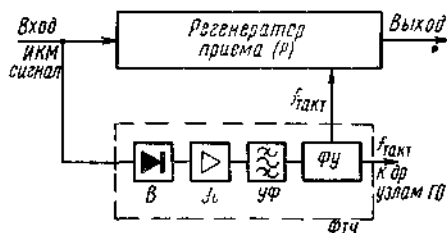


Рис. 7.27

$= 2\pi f_{\text{такт}}$ (включая $f_{\text{такт}}$). На рис. 7.26 показаны только две гармоники (сплошные линии). Непрерывная составляющая $F_n(\omega)$ показана на рисунке штриховкой.

Сущность резонансного метода состоит в выделении с помощью узкополосного фильтра основной частоты $f_{\text{такт}}$. При этом часть непрерывной составляющей спектра $F_n(\omega)$, прошедшая через полюс пропускания фильтра, играет роль помехи, которая вызывает паразитные дрожания фазы тактовой частоты. Чем меньше полюс пропускания фильтра, выделяющего $f_{\text{такт}}$, тем меньше мешающее действие непрерывной составляющей $F_n(\omega)$.

Из (7.14) видно, что амплитуда гармоник дискретной составляющей $F_d(\omega)$ пропорциональна квадрату среднего значения импульсного сигнала a^2 . Однако, как правило, кодовый сигнал в ИКМ системах — двухполярный со средним значением $a=0$. Поэ-

¹⁾ Б. Р. Левин, Я. А. Фомин «Энергетические спектры групповых сигналов в многоканальных импульсных системах» — «Электросвязь» 1963, № 2

тому входным элементом устройств формирования тактовой частоты в этих системах всегда является выпрямитель, который переводит двухполярный сигнал в однополярный, создавая отличное от нуля среднее значение, а вместе с ним и дискретную составляющую $F_d(\omega)$.

Упрощенная блок-схема устройства формирования тактовой частоты ФТЧ показана на рис. 7.27. Входной ИКМ сигнал подается параллельно на регенератор приемника и схему формирования $f_{\text{такт}}$ (ФТЧ). В состав ФТЧ входят: двухполупериодный выпрямитель B , восстанавливающий среднее значение импульсного сигнала; усилитель $Ус$; узкополосный фильтр $УФ$, выделяющий гармоническое колебание частоты $f_{\text{такт}}$ из дискретной составляющей энергетического спектра ИКМ сигнала, и устройство формирования импульсов $ФУ$ частоты $f_{\text{такт}}$ из выделенного фильтром гармонического колебания.

ЦИКЛОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ

Для определения фазы цикловой частоты F , как правило, используется специальный синхросигнал, представляющий собой импульс или последовательность импульсов, которая добавляется в групповой сигнал. Для того чтобы приемник мог различать канальные импульсы от синхросигнала, последний наделяют специфическими признаками, например: амплитуда, длительность, форма (например, двоянные импульсы малой длительности).

В ИКМ системах использование этих признаков затруднительно в связи с тем, что на промежуточных станциях регенераторы стандартизируют по форме все выходные сигналы. Отличительным признаком синхроимпульсов (СИ) в данном случае является постоянная частота их следования (в то время как появление информационного импульса носит случайный характер). При этом, однако, возможны ложные срабатывания приемника от импульсов информационного сигнала. Чтобы исключить такие срабатывания, применяются специальные меры защиты.

Для пояснения сказанного рассмотрим простейшую схему цикловой синхронизации (рис. 7.28). Входной ИКМ сигнал поступает на регенератор P , а затем в приемные устройства системы Pr . Одновременно к регенератору подводится выделенная схемой ФТЧ тактовая частота $f_{\text{такт}}$. Сформированный регенератором импульсный сигнал подается на схему цикловой синхронизации, которая состоит из устройства защиты $УЗ$ и распределителя импульсов. Последний, как уже пояснялось ранее, представляет собой линию задержки $ЛЗ$ с отводами. В качестве $ЛЗ$ может быть использована, в частности, двоичная линия задержки разомкнутого (регистр сдвига) или замкнутого (кольцевой счетчик, см. рис. 7.23) типа. Продвигающими импульсами в $РИ$ являются деленные импульсы частоты $f_{\text{такт}}$ (в схеме на рис. 7.23 не показаны).

Предположим, что $РИ$ содержит $ЛЗ$ разомкнутого типа. В с

ответствии со схемой, приведенной на рис. 7.28, запуск *РИ* осуществляется единичными импульсами регенерированного сигнала через устройство защиты *УЗ*. Одновременно с запуском *РИ* включается реле времени, в качестве которого может быть использована схема кипп-реле *КР*¹⁾. Последнее формирует импульс, который размыкает ключ *Кл*, и *РИ* отключается от регенератора. Длительность T_y этого импульса определяется внутренними параметрами *R*, *C* схемы *КР* и почти равна (на полтакта меньше) длительности цикла $T=1/F$. Таким образом предотвращается запуск *РИ* единичными импульсами входного сигнала, попавшими в интервал T_y .

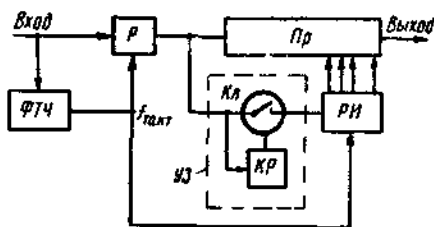


Рис 7.28

Рисунок 7.29 иллюстрирует процесс вхождения в синхронизм и дальнейшую работу схемы.

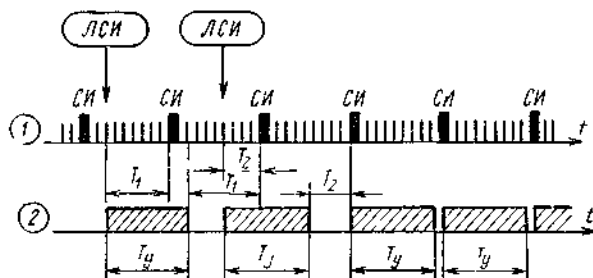


Рис 7.29

Первоначальный запуск *РИ* может быть произведен любым единичным импульсом сигнала, который мы будем называть ложным синхримпульсом (ЛСИ). Предположим, что последний появился на расстоянии T_1 от истинного синхримпульса СИ.

С запуском *РИ* одновременно включается *КР*. Сформированный кипп-реле импульс (эпюра 2 на рис. 29) запрещает запуск *РИ* единичным входным сигналом на время T_y .

Следующий запуск распределителя импульсов может произойти где-то в интервале T_1 после окончания первого импульса *КР* и до появления СИ. Первый единичный импульс внутри интервала T_1 является ложным. Поскольку информационный сигнал является случайным, то через некоторое количество циклов возможно появление ложного синхримпульса на расстоянии $T_2 < T_1$. Запуская *РИ*, этот импульс снова включает *КР* на время T_y .

Следующий запуск *РИ* может произойти в интервале T_2 после окончания второго импульса *КР* и до появления СИ.

Дальнейший процесс запуска *РИ* аналогичен, причем момент включения *РИ* при каждом последующем шаге все ближе к моменту появления СИ, пока, наконец, они не совпадут.

¹⁾ В литературе ки-реле часто называют реактивным триггером или одновибратором.

Интервал времени от момента включения аппаратуры до момента совпадения запуска *РИ* с синхримипульсом называют *временем вхождения в синхронизм*. В рассматриваемой системе синхронизации время вхождения в синхронизм является случайной величиной; математическое ожидание ее зависит от статистики входного сигнала. На рис. 7.29 показано, что синхронизм в системе наступает на третьем шаге.

Состояние синхронизма поддерживается долго, так как устройство защиты предотвращает ложный запуск *РИ* от информационных импульсов и момент запуска подтверждается каждым следующим СИ.

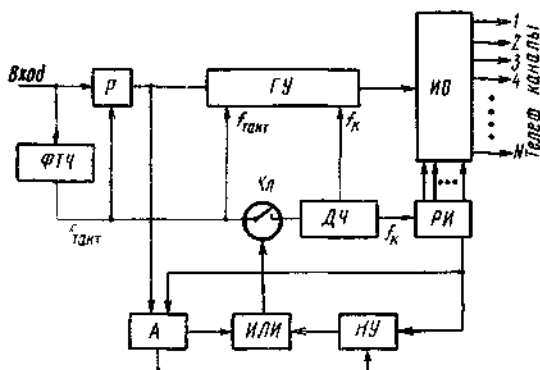


Рис 7.30

В многоканальных системах на очень большое число каналов для уменьшения числа ложных запусков *РИ*, а следовательно, уменьшения времени вхождения в синхронизм допустима передача кодовых синхрогрупп, состоящих из нескольких импульсов. В этом случае УЗ (см. рис. 7.28) предшествует устройству распознавания синхрогруппы.

Несколько более подробно изображена система синхронизации на рис. 7.30. Здесь также, прежде всего, схемой ФТЧ выделяется тактовая частота $f_{\text{такт}}$, которая используется для работы регенератора *Р* и декодера в групповом оборудовании системы, а также для формирования частоты следования кодовых групп f_k и цикловой частоты F .

Частота следования кодовых групп f_k получается путем деления $f_{\text{такт}}$ импульсным делителем частоты *ДЧ*. Цикловая частота формируется распределителем импульсов и подается на индивидуальное оборудование системы. В *РИ* в качестве продвигающих импульсов используется частота f_k .

Тактовая частота поступает на *ДЧ* через ключ *Кл*, состояние которого зависит от сигнала на выходе анализатора *А* или от накопительного устройства *НУ*. Если система находится в состоянии синхронизма, то на выходе анализирующего устройства *А* появляется 1, которая через схему *ИЛИ* замыкает ключ *Кл*. При этом за счет деления частоты следования импульсов происходит формирование частоты f_k делителем *ДЧ* и частоты F распределителем *РИ*.

Возможны различные методы анализа. Для большинства из них анализатор *А* представляет собой сумматор по модулю 2 (см.

ф-лу (7.1)]. Примером такого сумматора является схема совпадения И с включенным на выходе инвертором (схемой НЕ). В этом случае происходит сравнение линейного сигнала с выхода регенератора P и местной импульсной последовательности частоты F , которые поступают одновременно на оба входа анализатора.

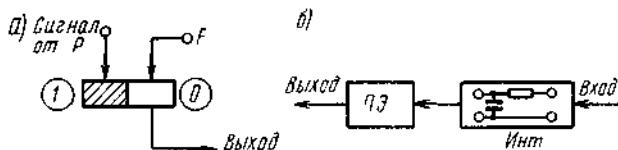


Рис. 7.31

При появлении 1 начинается нормальное деление импульсов частоты $f_{\text{такт}}$. При появлении 0 происходит задержка в работе делителя ДЧ и РИ на один период тактовой частоты, так как 0 анализатора A размыкает ключ и не пропускает один импульс тактовой частоты. Начинается поиск состояния синхронизма. Схема, приведенная на рис. 7.30, является полным аналогом схемы дискретной автоподстройки фазы, изучаемой в курсе телеграфии.

Другим примером построения схемы анализатора A является триггер (рис. 7.31а) с запуском на два входа. Исходное (нулевое) состояние триггера определяет импульс от РИ частоты F . В процессе поиска синхронизма первая 1 сигнала с выхода регенератора опрокидывает триггер-анализатор. На выходе триггера появляется 1, которая замыкает ключ $Kл$. Начинается деление частоты $f_{\text{такт}}$, т. е. формирование f_k и F . На другой вход триггера-анализатора подается импульс с последнего отвода РИ. Этот импульс появляется в конце цикла длительностью $T_y \leq T$. Таким образом, триггер-анализатор формирует импульс длительности T_y (см. эпюру 2 на рис. 7.29), который управляет ключом $Kл$. Видно, что схема на рис. 7.30 является в данном случае полным аналогом схемы, изображенной на рис. 7.28. Вместо реле времени $KР$ (см. схему на рис. 7.28) здесь используется триггер-анализатор (рис. 7.30 и 7.31а). Применение триггера со сбросом от частоты F повышает надежность работы схемы.

Для устойчивой работы системы синхронизации важно, чтобы импульсы помехи, искажающие синхримпульс СИ, не выбивали систему из найденного состояния синхронизма. Для этой цели используется накопительное устройство ИУ.

Последнее может быть выполнено путем каскадного соединения интегрирующего устройства $Инт$ и порогового элемента $ПЭ$ (рис. 7.31б). В простейшем случае интегрирующее устройство — это RC цепь, в более сложном случае — интегрирующий усилитель.

Под воздействием постоянного напряжения 1 с выхода триггера-анализатора напряжение $u_{\text{инт}}$ на выходе $Инт$ увеличивается. Скорость изменения напряжения $u_{\text{инт}}$ определяется постоянной времени интегрирующей цепи.

Пороговый элемент ПЭ — это электронное реле (например, триггер Шмитта). Оно фиксирует состояние, при котором напряжение $u_{\text{инт}}$ достигает заданного порога $u_{\text{п}}$. При $u_{\text{инт}} \geq u_{\text{п}}$ пороговый элемент срабатывает, формируя на выходе большое напряжение (условно обозначенное 1). Чем больше импульсов на выходе Инт за время интегрирования $T_{\text{инт}}$, тем больше $u_{\text{инт}}$.

Если выбрать постоянную времени τ так, чтобы время интегрирования $T_{\text{инт}} \approx 3\tau$ соответствовало 10—20 синхриимпульсам, т. е. $T_{\text{инт}} = (10 \div 20) 1/F$, то случайный перевод синхриимпульсом единицы в нуль ($1 \rightarrow 0$) за счет помех на магистрали мало изменяет $u_{\text{инт}}$. При этом 1 с выхода НУ через ИЛИ удерживает ключ КЛ в замкнутом состоянии, предотвращая выход системы из синхронизма.

§ 7.4. Передача импульсных сигналов по кабелю. Регенератор

При передаче импульсных сигналов по физическим цепям за счет линейных искажений и помех форма их изменяется, уменьшается амплитуда; импульсы растягиваются во времени за счет увеличения длительности переднего фронта и появления длитель-

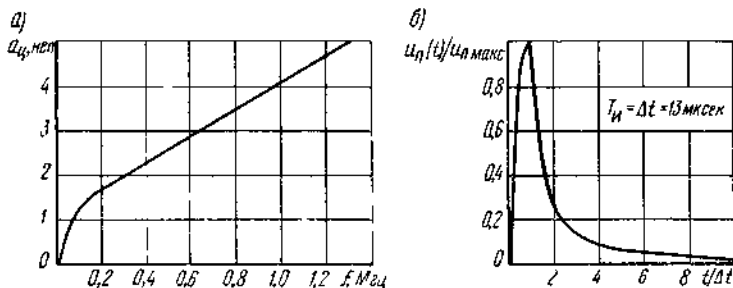


Рис 7.32

ного последствия. На рис. 7.32а в качестве примера приведена частотная характеристика затухания $a_{\text{д}}$ кабеля ВТСП $1 \times 4 \times 1,2$ длиной $L = 3,7$ км, а на рис. 7.32б показано искажение прямоугольного импульса длительностью $T_{\text{и}} = 1,3$ мксек, переданного по такому кабелю (без учета задержки этого импульса во времени). По оси ординат отложена величина $u_{\text{н}}(t)/U_{\text{н макс}}$, где $U_{\text{н макс}} = \max \{u_{\text{н}}(t)\}$, а по оси абсцисс — относительное время $t/\Delta t$, где $\Delta t = 1/f_{\text{такт}}$ — период тактовой частоты системы. Величина $\Delta t = T_{\text{и}} = 1,3$ мксек принята в системе ИКМ-ВД на 12 телефонных каналов. Действительно, согласно (7.13) $\Delta t = \frac{1}{F(m+n_{\text{д}})N + N_{\text{д}}}$. Полагая $N = 12$, $m = 7$, $n_{\text{д}} = 1$ и $N_{\text{д}} = 1$, получаем $\Delta t = 1,3$ мксек.

Из рис. 7.32б видно, что для рассматриваемых условий последствие от передаваемого импульса распространяется практиче-

ски на 10 последующих импульсов, ухудшая возможность их различения. Можно считать, что искажения амплитуд импульсов случайной последовательности, вызванные взаимным влиянием этих импульсов друг на друга, происходят за счет некоторой помехи, которую называют *интерференционной помехой*.

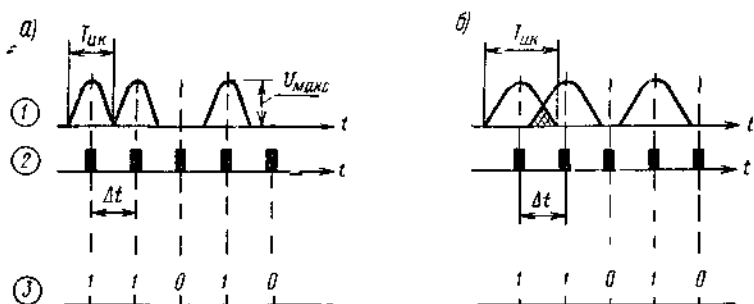


Рис 7.33

Для уменьшения указанной помехи необходимо осуществить коррекцию частотных характеристик кабеля. Корректор включают каскадно с корректируемой цепью, поэтому

$$K_{ц}(\omega) K_{кор}(\omega) = K_T(\omega), \quad (7.15)$$

где $K_{ц}(\omega)$ и $K_{кор}(\omega)$ — коэффициенты передачи корректируемой цепи и корректора соответственно; $K_T(\omega)$ — коэффициент передачи откорректированного тракта

Коэффициент передачи $K_T(\omega)$ и затухание $a_T(\omega)$ тракта равны соответственно:

$$\left. \begin{aligned} K_T(\omega) &= \frac{S_{нв}(\omega)}{S_{вх}(\omega)} \\ a_T(\omega) &= \ln \frac{1}{|K_T(\omega)|} \end{aligned} \right\}, \quad (7.16)$$

где $S_{вх}(\omega)$ — спектр прямоугольного импульса; $S_{нв}(\omega)$ — спектр отклика откорректированного тракта на прямоугольный импульс на входе.

Уточним требования к откорректированному тракту. Для устранения интерференционных искажений корректирующее устройство должно, прежде всего, уменьшить длительность импульса, искаженного кабелем, т. е. длительность откорректированного импульса $T_{ик} \leq 2\Delta t$. Сказанное иллюстрируется эюрами напряжений на выходе откорректированного тракта (эюра 1, рис. 7.33).

Длительность откорректированного импульса $T_{ик} = \Delta t$ для рис. 7.33а и $\Delta t < T_{ик} < 2\Delta t$ для рис. 7.33б. Тактовые импульсы 2 (см. рис. 7.33) фазируются таким образом, чтобы происходил отсчет методом «укороченного контакта» $\max u_{ик}(t) = U_{макс}$. При

этом из сигнала вырезаются узкие импульсы длительности $T_{\text{уп}} \ll T_{\text{ик}}$ с амплитудой $U_{\text{манс}}$. Видно, что в варианте а, где откорректированные импульсы не перекрываются, и в варианте б, где эти импульсы перекрываются частично, но $T_{\text{ик}} \leq 2\Delta t$, отсчет сигнала методом «укороченного контакта» позволяет правильно восстановить передаваемую импульсную последовательность (эпюра 3 рис. 7.33 а и б).

Возможны различные корректирующие устройства, для которых отклик откорректированного тракта на прямоугольный импульс на входе точно (или приблизительно) удовлетворяет условию $T_{\text{ик}} \leq 2\Delta t$. Так, например, этому условию удовлетворяет тракт, на выходе которого откорректированный сигнал $u_{\text{кор}}(t)$ совпадает (с точностью до постоянной C и задержки T_s) с выходным сигналом $u_{\text{вх}}(t)$, т. е. $u_{\text{кор}}(t) = C u_{\text{вх}}(t - T_s)$. Известно, что коэффициент передачи такого «идеального» тракта $K_T(\omega) = |K_T(\omega)| e^{i\varphi_T(\omega)}$ должен удовлетворять условиям:

$$\left. \begin{aligned} |K_T(\omega)| &= \text{const} = C \\ \varphi_T(\omega) &= T_s \omega \end{aligned} \right\} \quad (7.17)$$

Здесь $|K_T(\omega)|$ — амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) тракта; $\varphi_T(\omega)$ — фазо-частотная характеристика (ФЧХ) тракта.

Полагая $C=1$ и учитывая, что $|K_{\text{п}}(\omega)| = e^{-a_{\text{п}}(\omega)}$ и $|K_{\text{кор}}(\omega)| = e^{S_{\text{кор}}(\omega)}$, из (7.15) и (7.17) имеем $e^{-[a_{\text{п}}(\omega) - S_{\text{кор}}(\omega)]} = 1$, т. е. $S_{\text{кор}}(\omega) = a_{\text{п}}(\omega)$, где $a_{\text{п}}(\omega) \cong L[\alpha + \beta \sqrt{\bar{f} + \gamma}]$ — частотная характеристика затухания корректируемого участка цепи длиной L , км; α, β, γ — постоянные, зависящие от типа линии; $S_{\text{кор}}(\omega)$ — частотная характеристика «идеального» корректора.

Видно, что при $\omega \rightarrow \infty$ усиление $S_{\text{кор}}(\omega) \rightarrow \infty$, поэтому выполнить такой корректор во всем диапазоне частот невозможно. Кроме того, использование такого «идеального» корректора привело бы к существенному увеличению уровня помех за счет большого усиления корректора $S_{\text{кор}}(\omega)$ на высоких частотах, т. е. ухудшило бы помехоустойчивость системы.

Оптимальным считают корректор, включение которого минимизирует влияние как интерференционных, так и внешних помех на достоверность передачи. Определение оптимального в указанном смысле коэффициента передачи корректора является весьма сложной задачей. Несколько упрощая подход, можно считать, что близким к оптимальному будет корректор, формирующий на выходе тракта отклик, длительность которого $T_{\text{ик}} \leq 2\Delta t$ с заданной степенью точности, а полоса частот ΔF — минимальна. Действительно, чем меньше ширина полосы частот всего тракта, тем в меньшей полосе частот $S_{\text{кор}}(\omega) > 0$, тем меньше уровень помех на выходе тракта. Таким образом, можно считать, что оптимальный корректор минимизирует произведение $T_{\text{ик}} \Delta F$.

В работе [23] показано на примерах, что малым значением произведения $T_{\text{ик}} \Delta F$ характеризуются отклики $g(t)$ вида

$$g(t) = \begin{cases} \cos\left(\pi \frac{t}{T_{\text{ИК}}}\right) & \text{— косинусоидальной формы,} \\ e^{-\beta \left(\frac{t}{T_{\text{ИК}}}\right)^2} & \text{— колокольной формы,} \end{cases}$$

где $\beta = \text{const} \cong 2,8$.

Строгое определение форм $g(t)$, минимизирующих произведение $T_{\text{ИК}}\Delta F$, дано в соответствующих работах¹⁾.

Рассмотрим в качестве примера отклик косинусоидальной формы. Спектр такого отклика $S_{\text{ИК}}(\omega)$, а также спектр прямоугольного импульса $S_{\text{И}}(\omega)$ равны соответственно:

$$S_{\text{ИК}}(\omega) = \frac{2}{\pi} U_{\text{ИК}} T_{\text{ИК}} \frac{\cos \omega \frac{T_{\text{ИК}}}{2}}{1 - \left(\omega \frac{T_{\text{ИК}}}{2}\right)^2}, \quad (7.18)$$

$$S_{\text{И}}(\omega) = U_{\text{И}} T_{\text{И}} \frac{\sin \omega \frac{T_{\text{И}}}{2}}{\omega \frac{T_{\text{И}}}{2}}, \quad (7.19)$$

где $U_{\text{И}}$ и $U_{\text{ИК}}$ — амплитуды прямоугольного и косинусоидального импульсов.

Учитывая (7.16), (7.18) и (7.19), а также полагая, что $a_{\tau}(\omega)/\text{при } \omega=0=0$, имеем

$$a_{\tau}(\omega) = \ln \left\{ \frac{\omega \frac{T_{\text{И}}}{2} \cos \omega \frac{T_{\text{ИК}}}{2}}{1 - \left(\omega \frac{T_{\text{И}}}{2}\right)^2 \sin \omega \frac{T_{\text{И}}}{2}} \right\}, \quad (7.20)$$

где $U_{\text{ИК}} = U_{\text{И}} \frac{\pi}{2} \frac{T_{\text{И}}}{T_{\text{ИК}}}$.

Результаты расчета a_{τ} по ф-ле (7.20) при $T_{\text{ИК}}=1,5 \Delta t=1,5 T_{\text{И}}$ иллюстрируются пунктирной кривой на рис. 7.34. Видно, что требуемое затухание a_{τ} откорректированного тракта не является постоянной величиной, а увеличивается с увеличением частоты. Однако увеличение a_{τ} в пределах полосы частот $0 \div f_{\tau}$ происходит незначительно. Поэтому коррекция искажений импульса сводится практически к выравниванию затухания кабеля в этом диапазоне.

Известны различные методы построения амплитудных выравнивателей. В частности, возможно применение простейших выравнивателей двухполюсного типа для коррекции импульсов малой длительности, искаженных при передаче по городским телефонным кабелям типа ТГ. Такой корректор представляет собой двухполюс-

¹⁾ П. Я. Нудельман «К вопросу о линейной коррекции переходных процессов в системах с конечной шириной полосы пропускания». — «Радиотехника и электроника», 1961, № 2

М. С. Гуревич. Спектры радиосигналов. М., «Связь», 1963.

ник L_K, R_K , который включается параллельно нагрузке R_H (рис. 7.34а). Включение корректора вносит затухание $a_{кор}$ (рис. 7.34б). Суммарное затухание определится кривой $(a_{ц} + a_{кор})$. Необходимо помнить, что увеличение затухания откорректированного кабеля уменьшает амплитуду импульса и ухудшает тем самым защищенность системы.

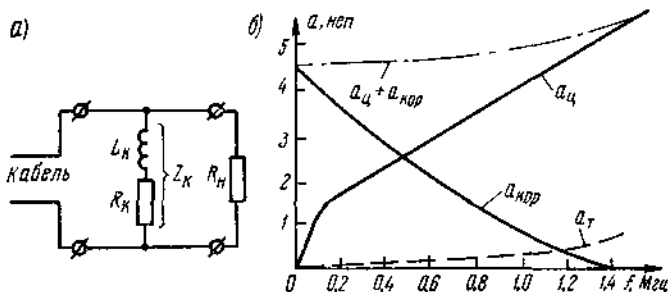


Рис. 7.34

Корректирующее устройство может быть включено и на передаче. В этом случае оно играет роль предискажающего устройства.

Качественные показатели ИКМ системы определяются не только искажениями частотных характеристик кабеля и методами их коррекции. Они во многом зависят от величины и характера помех. Двоичная форма передаваемого ИКМ сигнала позволяет с высокой достоверностью восстанавливать (регенерировать) этот сигнал даже при большом уровне помех. С целью уменьшения эффекта накопления помех вся магистраль, оборудованная ИКМ системой, разбивается на отдельные участки, между которыми включаются регенеративные трансляции P . Упрощенная блок-схема регенератора показана на рис. 7.35. Здесь:

Tr — согласующие трансформаторы, используемые также для отделения тока дистанционного питания от передаваемого сигнала;

AK — амплитудные контуры, представляющие собой искусственную линию и компенсирующие разброс регенеративных участков;

$Ус$ — усилитель с частотнозависимой обратной связью $\beta(\omega)$, компенсирующий потери энергии сигнала в линии и корректирующий амплитудно-частотные характеристики цепи;

$ФТЧ$ — устройство формирования тактовой частоты, выполненное по схеме рис. 7.27;

$Кл$ — ключ, осуществляющий отсчет (методом «ужороченного контакта») максимального значения U_{mk} откорректированных импульсов (см. рис. 7.36а). Время замыкания ключа $Кл$ определяется длительностью $T_{3и}$ импульсов, сформированных схемой $ФТЧ$;

$ПЭ$ — пороговый элемент, квантующий пропущенный ключом

сигнал по амплитуде и формирующий на входе регенератора прямоугольные импульсы заданной амплитуды $U_{мп}$ и длительности $T_{ц}$.

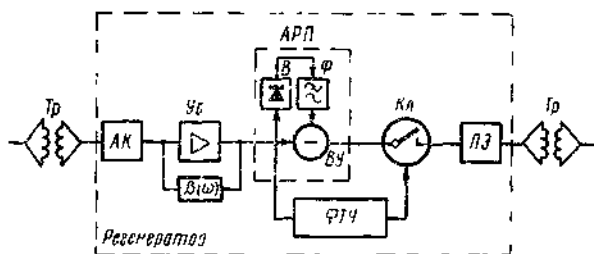


Рис. 7.35

Как правило, в качестве ПЭ в регенераторах используют ждущий флэкинг-генератор. Если сигнал u_c на выходе Кл больше напряжения порога $u_{п}$, то ПЭ формирует на выходе регенератора

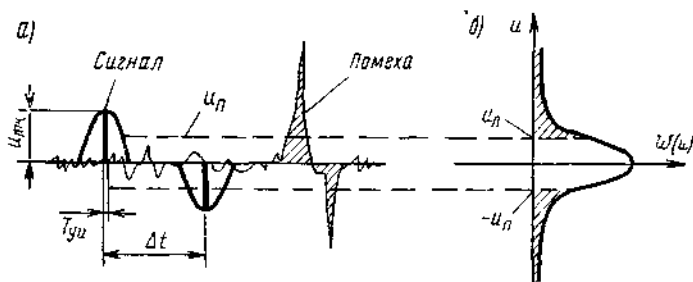


Рис. 7.36

стандартный прямоугольный импульс (условно обозначаемый 1). Если $u_c < -u_{п}$, то ПЭ формирует сигнал $u_{вых}$ в виде стандартного прямоугольного импульса отрицательной полярности (условно обозначенного -1), т. е.

$$u_{вых} = \begin{cases} 1, & \text{если } u_c > u_{п}, \\ 0, & \text{если } -u_{п} < u_c < u_{п}, \\ -1, & \text{если } u_c < -u_{п}. \end{cases} \quad (7.21)$$

В реальных условиях на вход порогового элемента ПЭ поступает смесь полезного сигнала $u_c(t)$ и помехи $\xi(t)$ так, как это изображено в качестве примера на рис. 7.36а. Наличие помехи может привести к ложным срабатываниям ПЭ, если $|\xi| > u_{п}$. Возможны различные значения помехи $\xi(t)$. Однако, как правило, чем больше значение ξ , тем меньше вероятность его появления.

Если известна одномерная функция распределения помехи $w(u)$, показывающая, какова вероятность w появления значений u помехи $\xi(t)$, то можно определить вероятность ошибки. Она равна площади кривой $w(u)$, выходящей за пределы $u_{п}$ (см. график рис. 7.36б), т. е.

$$P_{\text{оп}} = P(|\xi| > u_n) = \int_n^{\infty} w(u) du + \int_{-\infty}^{-u_n} w(u) du.$$

В силу симметрии одномерной функции распределения

$$P_{\text{оп}} = 2 \int_{u_n}^{\infty} w(u) du = \int_{-\infty}^{\infty} w(u) du - 2 \int_0^{u_n} w(u) du.$$

По определению $w(u)$ величина $\int_{-\infty}^{\infty} w(u) du = 1$, поэтому

$$P_{\text{оп}} = 1 - 2 \int_0^{u_n} w(u) du. \quad (7.22)$$

Пусть одномерная функция распределения помехи $w(u)$ нормальна, т. е.

$$w(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} u_n} e^{-\frac{u^2}{2u_n^2}}, \quad (7.23)$$

где u_n — эффективное напряжение помех. Тогда, подставляя (7.23) в (7.22) и учитывая, что $u_n = U_{\text{мк}}/2$, имеем

$$P_{\text{оп}} = 1 - \Phi\left(\frac{U_{\text{мк}}}{u_n}\right), \quad (7.24)$$

где $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-z^2} dz$ — интеграл вероятности ошибки.

Интеграл $\Phi(x)$ табулирован, таблицы значений $\Phi(x)$ можно найти во многих справочниках. Видно, что вероятность ошибки $P_{\text{оп}}$ определяется только отношением полезного сигнала $U_{\text{мк}}$, поступающего на ПЭ, к эффективному напряжению помех u_n .

Логарифм отношения $U_{\text{мк}}/u_n$ обозначают $A_3 = \ln \frac{U_{\text{мк}}}{u_n}$ и называют *защищенностью системы*. В табл. 7.3 в качестве примера приведены значения A_3 , $U_{\text{мк}}/u_n$ и соответствующие им $P_{\text{оп}}$

Таблица 7.3

$A_3, \text{ неп}$	1,6	1,77	1,94	2,08	2,19	2,3	2,44
$\frac{U_{\text{мк}}}{u_n}$	5	6	7	8	9	10	11
$P_{\text{оп}}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$3,0 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-4}$	$6,6 \cdot 10^{-5}$	$7,1 \cdot 10^{-6}$	$6,0 \cdot 10^{-7}$	$3,0 \cdot 10^{-8}$

Если потребовать, чтобы на $10^{+4} \div 10^{+6}$ переданных двоичных импульсов приходилось не более одной ошибки, т. е. чтобы $p_{оп} \approx \approx 10^{-4} \div -6$, то допустимая защищенность системы A_3 составит величину, равную всего лишь $2 \div 2,3$ *неп.*

Ошибки, возникающие в регенераторах, приводят к неправильному декодированию передаваемых кодовых комбинаций. При этом возникает специфическая для ИКМ помеха импульсного характера. Увеличение числа регенеративных трансляций увеличивает вероятность ошибки, а значит, и уровень указанных помех на магистрали.

Результаты исследований по накоплению помех в ИКМ регенераторах показывают, что накопление помех происходит очень медленно. Например, включение 50 регенеративных трансляций увеличивает напряжение помех на магистрали на 10%, в то время как использование усилительных трансляций в тех же условиях увеличило бы эти помехи на 500%. Видно, таким образом, что накопление помех на магистрали в ИКМ системах мало по сравнению с системами с частотным уплотнением и поэтому ими практически можно пренебречь.

В связи с изменением температурных условий изменяется вносимое кабелем затухание, а значит, и величина полезного сигнала U_{mk} . Для получения высокой достоверности передачи при столь малой величине A_3 необходимо поддерживать постоянным соотношение $U_{mk}/u_n = 2$. С этой целью в регенераторах предусматривают цепь автоматической регулировки порога АРП (см. рис. 7.35), которая состоит из двухполупериодного выпрямителя B , фильтра нижних частот Φ и вычитающего устройства BV . После выпрямителя на выходе фильтра Φ получается напряжение смещения $u_{см}$, пропорциональное среднему значению выпрямленного сигнала. Это напряжение изменяет положение сигнала по отношению к фиксированному порогу u_n при изменении затухания кабеля, оставляя неизменным отношение $U_{mk}/u_n = 2$.

В целом действие АРП аналогично АРУ, в котором в качестве управляющего сигнала используется не вспомогательная контрольная частота, а среднее значение выпрямленного сигнала.

Одним из важнейших видов помех в кабелях являются переходные помехи. Для двусторонней связи в системах ИКМ используют в основном однополосную четырехпроводную однокабельную систему (рис. 7.37а), хотя, в принципе, возможно организовать и однополосную двухпроводную систему связи. При однополосной четырехпроводной однокабельной системе связи переходные помехи определяются, главным образом, переходным затуханием на ближнем конце A_0 . На рис. 7.37б приведен график усредненного значения частотной зависимости переходного затухания A_0 в кабеле типа ТГ. Видно, что на частотах порядка $1 \div 3$ Мгц затухание A_0 весьма мало и составляет в среднем величину порядка $6 \div 7$ *неп.*

Известно, что если ориентироваться только на помехи линейных переходов, то защищенность системы A_3 будет равна:

$$A_3 = A_0 - a_{\text{ц}} = A_0 - \alpha L. \quad (7.25)$$

Соотношением (7.25) ориентировочно определяются перекрываемое затухание цепи $a_{\text{ц}}$ и длина регенеративного участка. Уточнение длины участка с учетом частотной зависимости $a_{\text{ц}}$ и A_0 может быть произведено следующим образом.

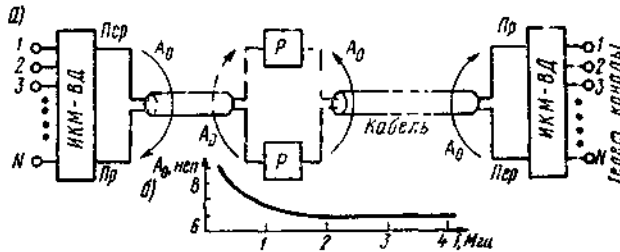


Рис. 7.37

Мощность переходной помехи P_n на входе ИКМ системы равна:

$$P_n = \int_0^{\infty} G_n(\omega) d\omega. \quad (7.26)$$

Здесь $G_n(\omega)$ — энергетический спектр переходной помехи:

$$G_n(\omega) = G(\omega) |K_0(\omega)|^2 |K_{\text{кор}}(\omega)|^2, \quad (7.27)$$

где $G(\omega)$ — энергетический спектр передаваемого сигнала; $|K_0(\omega)| = e^{-A_0(\omega)}$ — модуль коэффициента передачи, характеризующий влияние на ближний конец; $|K_{\text{кор}}(\omega)|$ — модуль коэффициента передачи корректирующего устройства, предшествующего пороговому элементу ПЭ регенератора приема.

Как уже отмечалось, корректор рассчитывается таким образом, чтобы требуемый коэффициент передачи (7.16) определялся спектром оптимального импульса $S_{\text{ИКМ}}(\omega)$, который приблизительно удовлетворяет (7.18). Из (7.15) следует, что

$$|K_{\text{кор}}(\omega)| = \left| \frac{K_T(\omega)}{K_{\text{ц}}(\omega)} \right| = e^{-[a_T(\omega) - a_{\text{ц}}(\omega)]}. \quad (7.28)$$

Подставляя (7.28) в (7.27), имеем

$$G_n(\omega) = G(\omega) e^{-2a(\omega)}, \quad (7.29)$$

где $a(\omega) = A_0(\omega) + a_T(\omega) - a_{\text{ц}}(\omega)$.

Зная $G(\omega)$, по ф-лам (7.29) и (7.26) определяем мощность переходной помехи, а значит, и величину A_3 .

Переходные помехи не являются единственными при передаче ИКМ сигнала по кабелю. В меньшей степени сказываются тепловые (флуктуационные) помехи; весьма значительны импульсные помехи, создаваемые энергетическими установками и коммутационными приборами АТС.

ЛИНЕЙНО-АППАРАТНЫЙ ЦЕХ

§ 8.1. Классификация линейно-аппаратных цехов

Одной из основных технических служб междугородных станций и усилительных пунктов является линейно-аппаратный цех (ЛАЦ).

Линейно-аппаратным цехом называется техническое помещение, в котором размещается аппаратура, необходимая для организации и эксплуатационно-технического обслуживания междугородных цепей и каналов. В зависимости от вида междугородных цепей, заводимых в оконечные и промежуточные пункты, существуют ЛАЦ для воздушных, кабельных и радиорелейных линий, а также смешанные ЛАЦ. В последних устанавливается аппаратура уплотнения воздушных, кабельных и радиорелейных линий.

По своему функциональному назначению различают ЛАЦ оконечных (ОП), переприемных (ПП), выносных (ВП) и промежуточных усилительных (УП) пунктов.

ЛАЦ оконечных пунктов организуются на междугородных станциях кабельных, воздушных и радиорелейных линий связи и оборудуются в основном оконечной аппаратурой многоканальных систем и усилительной аппаратурой. Каналы, организованные в этих ЛАЦ, передаются в технические службы и используются для различных видов связи (телефонной, телеграфной, фототелеграфной и др.).

ЛАЦ переприемных пунктов организуются в пунктах, через которые проходят магистрали различных направлений, и оборудуются промежуточными усилителями многоканальной аппаратуры, аппаратурой выделения каналов и устройствами для организации транзита первичных, вторичных и третичных групп. Часть каналов в оконечных ЛАЦ может быть использована для транзита, а в переприемных ЛАЦ, наоборот, для оконечной работы.

В отдельных случаях при подходе нескольких магистралей к крупным городам страны или на важнейших магистралях, проходящих вблизи этих городов, организуются выносные ЛАЦ. Они оборудуются оконечной и усилительной аппаратурой. Оконечные каналы передаются на междугородную телефонную станцию или другие технические службы по соединительным линиям. При этом

расстояние от ЛАЦ до междугородной станции может быть в пределах длины усилительного участка.

В промежуточных усилительных пунктах на воздушных магистралях с полным уплотнением оборудуются ЛАЦ основных усилительных пунктов ОсУП, дополнительных усилительных пунктов ДУП и вспомогательных усилительных пунктов ВУП. В ОсУП устанавливается усилительное оборудование всех систем, работающих на уплотненной цепи (12-канальная, 3-канальная и канал низкой частоты), а также оборудование других систем уплотнения. В ДУП устанавливается промежуточное оборудование только 12-канальной системы, а также аппаратура уплотнения стальных цепей. ВУП оборудуются только усилителями для 12-канальной системы, которые включаются при тяжелых метеорологических условиях. ВУП являются необслуживаемыми и питаются дистанционно от ОУП или ДУП.

На кабельных магистралях организуются ЛАЦ обслуживаемых усилительных пунктов ОУП (оборудованные усилительной аппаратурой и источниками электропитания), которые имеют круглосуточное или в течение части суток дежурство технического персонала, и необслуживаемых усилительных пунктов (НУП). Питание аппаратуры НУП осуществляется дистанционно от ОУП.

В аппаратных залах радиорелейных магистралей вместе с радиоаппаратурой устанавливается часть оборудования многоканальных систем (аппаратуры уплотнения), необходимого для организации связи по телефонным стволам.

По количеству организуемых стандартных каналов тональной частоты различают ЛАЦ: малой емкости с числом оконечных каналов до 50; средней емкости с числом каналов от 50 до 500, большой емкости с числом каналов свыше 500.

В крупных ЛАЦ емкостью свыше 500 каналов создаются две самостоятельные службы: служба высокочастотных трактов (СТ-ЛАЦ) и служба каналов тональной частоты (СК-ЛАЦ). Первая обеспечивает эксплуатацию линейных и групповых трактов, уплотненных линий связи, включая первичные групповые тракты, а вторая — эксплуатацию телефонных каналов и каналов вещания. Системы, в которых индивидуальная и групповая часть неотделимы (например, В-3-3), а также аппаратура стальных цепей и усилители низкой частоты обслуживаются службой каналов.

§ 8.2. Состав оборудования ЛАЦ

Для ввода цепей, создания каналов и организации нормальной их эксплуатации в линейно-аппаратных цехах устанавливается аппаратура: вводная, испытательная и коммутационная; уплотнения; низкочастотная усилительная; проводного вещания; служебной связи, телеуправления и телесигнализации; токораспределительная; измерительная.

Вводная, испытательная и коммутационная аппаратура предназначена для: включения, испытания и замены физических неуплотненных и уплотненных цепей; защиты аппаратуры и обслуживающего персонала от опасных напряжений и токов, возникающих на цепях и проводах связи; испытания и переключения каналов связи, организованных с помощью аппаратуры уплотнения, а также каналов неуплотненных цепей и для коммутации каналов связи.

В состав ее входят приборы, необходимые для соединения физических цепей с аппаратурой усиления и уплотнения.

Вводно-испытательная аппаратура для воздушных цепей рассчитана для включения как уплотненных, так и неуплотненных цепей и содержит вводные гребенки, систему защиты, состоящую из разрядников и плавких предохранителей (включенных в соответствии с ГОСТ 5238—58), разделительные гнезда, а также шнуровые пары и ряд приборов для испытания цепей постоянным током и проведения служебных переговоров. В качестве этой аппаратуры применяются:

— вводная стойка типа ВС, рассчитанная на включение 20 физических цепей, в том числе 4 уплотненные до 150 кгц;

— вводная стойка типа ВС-2, рассчитанная на включение 30 физических цепей, в том числе 8 уплотненных до 150 кгц;

— вводно-испытательная стойка типа ВИС, предназначенная для малых ЛАЦ и позволяющая включать до 20 физических цепей, в том числе 4 уплотненные до 150 кгц, и 40 телефонных каналов.

Для кабельных вводов на стойках предусмотрены места для установки четырех кабельных муфт на ВС и ВИС, восьми кабельных муфт на стойке ВС-2 и по два кабельных бокса емкостью 20×2 на каждой стойке.

Для ввода в ЛАЦ симметричных кабелей используются вводно-кабельные стойки типа ВКС-ОУП и ВКС-НУП. Каждая из этих стоек рассчитана на включение двух четырех- или семичетверочных кабелей.

На стойках устанавливаются вводные боксы, переходные линейные трансформаторы, присоединяемые к боксам кроссировочным шнуром через разделительные гнезда, и трансформаторы для организации канала тональной частоты по искусственным цепям (служебная связь).

Переходные трансформаторы предназначаются для согласования входных сопротивлений кабельных цепей со станционным оборудованием, образования искусственных цепей и защиты обслуживающего персонала от случайных напряжений, а также для передачи дистанционного питания на НУП.

Схема включения цепи на ВКС-ОУП приведена на рис. 8.1.

Для осуществления проверки и контроля за работой каналов, организуемых в ЛАЦ, все каналы проходят через гнезда испытательной аппаратуры: испытательно-транзитные стойки типа

ИСТ-М, испытательные стойки типа ИС-2 и ИС-3 (последние две стойки работают совместно).

Стойка ИСТ-М рассчитана на включение 120 каналов тональной частоты и предназначена для обслуживания двух- и четырехпроводных каналов связи, а также для организации двух- и четырехпроводных индивидуальных транзитных соединений.

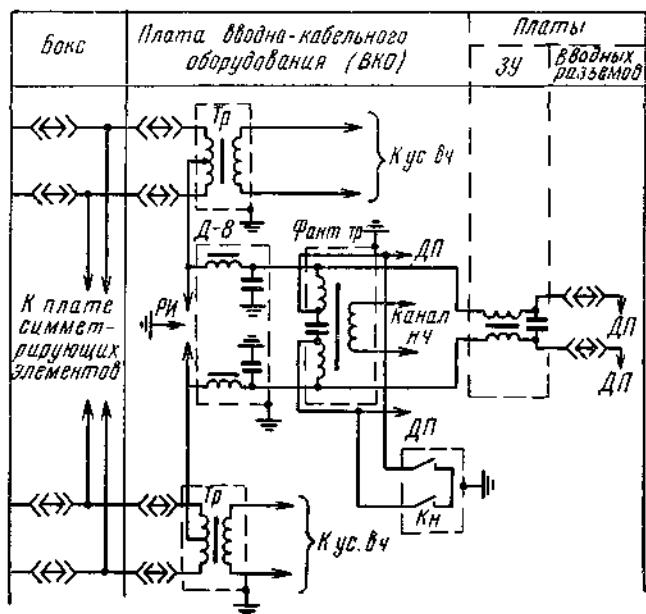


Рис. 81

Стойка ИС-2 оснащена испытательными приборами и приборами управления. Предназначена она для контроля и проведения испытаний двух- и четырехпроводных каналов, организованных в ЛАЦ и используемых для ручной, полуавтоматической и автоматической телефонной связи, а также для организации планового транзита и коммутации каналов вещания.

Стойка ИС-3 является коммутационной стойкой с полем емкостью 120 комплектов двух- и четырехпроводных гнезд.

Для удобства коммутации низкочастотных цепей и каналов, для взаимного соединения отдельных видов (узлов) аппаратуры ЛАЦ как между собой, так и с другими службами междугородной телефонной станции устанавливаются коммутационные устройства, называемые промежуточными стойками переключений ПСП. Оборудование их состоит из гребенок с контактными штифтами, устанавливаемых с двух сторон каркаса (стойки) и соединяемых между собой кроссировочными шнурами. Стойки монтируются на 600 шестипроводных кроссировок без плат реле и уд-

линителей и на 480 шестипроводных кроссировок с платами реле и удлинителей на 0,5; 1,5 и 2 *нел.*

Для организации постоянного или временного транзитного соединения групп каналов, передачи групп каналов в другие системы связи или в другие ЛАЦ, а также для организации обходных путей применяются стойки коммутации первичных (12-канальных) групп — СКП или СКП-1 и стойки коммутации вторичных (60-канальных) и третичных (300-канальных) групп — СКВТ-1.

Аппаратура уплотнения предназначена для создания каналов многоканальных систем и включает в себя аппаратуру группового и индивидуального оборудования, а также усилители всех систем (см. гл. 6).

Низкочастотная усилительная аппаратура включает в себя усилители низкой частоты, которыми оборудуются неуплотненные цепи и каналы низкой частоты на уплотненных цепях, а также аппаратуру двусторонней групповой телефонной связи ДГТС, предназначенную для организации и проведения двусторонних совещаний и циркулярных передач по междугородным каналам. В крупных узлах аппаратура ДГТС устанавливается в отдельных помещениях.

Важной частью междугородной сети являются каналы междугородного проводного вещания. Для организации высококачественных каналов междугородного вещания и передачи их на радиовещательные узлы в ЛАЦ устанавливается аппаратура проводного вещания, работающая по специальному экранированным парам кабеля, объединенным стандартным каналам тональной частоты, стальным цепям и радиорелейным линиям.

Аппаратура служебной связи предназначена для образования специальных каналов, необходимых для эксплуатационно-технического обслуживания воздушных, кабельных и радиорелейных магистралей. Для оперативного руководства техническим персоналом со стороны главных станций и управлений и для обеспечения нормальной работы как отдельных каналов, так и всей воздушной, кабельной или радиорелейной магистрали в целом организуются три вида служебной связи:

- 1) магистральная служебная связь (МСС);
- 2) постанционная служебная связь (ПСС),
- 3) участковая служебная связь (УСС).

Магистральная служебная связь организуется для обслуживания каналов между оконечными и переприемными пунктами и пунктами выделения каналов.

Постанционная служебная связь предназначается для обслуживания линейных трактов систем уплотнения между оконечными и обслуживаемыми усилительными пунктами в пределах переприемного участка.

Участковая служебная связь организуется для связи соседних обслуживаемых усилительных пунктов с НУП на кабельных ма-

гистральных и соединительных кабельных участках радиорелейных линий, а также для связи линейных надсмотрщиков с УП на воздушных магистралях.

Служебная связь организуется по каналам высокой частоты (магистральная) по двухполосной системе с использованием спектра частот $0,3 \div 2,94$ кГц (на воздушных магистралях), а также по каналам низкой частоты по четырехпроводной системе с использованием основных или фантомных цепей кабельных магистралей.

Каждая цепь служебной связи оканчивается в ЛАЦ коммутационным устройством, включающим в себя релейные комплекты и комплекты управления и сигнализации. Рабочие места оборудуются комплектами вызывных и разговорных приборов, а также громкоговорителем с усилительным устройством.

Для организации всех видов служебной связи на кабельных и радиорелейных магистралях применяется унифицированная коммутационно-вызывная аппаратура УК ВСС, которая обеспечивает:

— одну магистральную служебную связь МСС по одному стандартному каналу тональной частоты по четырехпроводной схеме с избирательным вызовом;

— две постанционные служебные связи ПСС-1 и ПСС-2 по каналам низкой частоты по четырехпроводной схеме (по ПСС-1 вызов осуществляется голосом, по ПСС-2 вызов — избирательный);

— две участковые служебные связи УСС по двум каналам низкой частоты по четырехпроводной схеме с избирательным вызовом.

Схема организации каналов служебной связи на магистрали коаксиального кабеля приведена на рис. 8.2.

На магистралях одночетверочного кабеля ввиду недостаточности фантомных цепей каналы ПСС и УСС совмещаются в единую постанционно-участковую связь.

На воздушных магистралях канал магистральной служебной связи включается на вводно-испытательные стойки, а канал постанционной служебной связи, организуемый по двухполосной системе, входит в состав аппаратуры В-3-3.

Аппаратура телеуправления и телесигнализации применяется на кабельных магистралях и предназначена для осуществления обслуживающим персоналом ОУП контроля за состоянием аппаратуры необслуживаемых усилительных пунктов и для подачи сигналов дистанционного управления отдельными устройствами НУП, а также для приема сигналов с трассы о повреждении кабеля (см. гл. 10).

Токораспределительная аппаратура предназначается для распределения напряжений по рядам аппаратуры, устанавливаемой в ЛАЦ, регулирования напряжений накальных и анодных цепей, подачи и приема дистанционного питания.

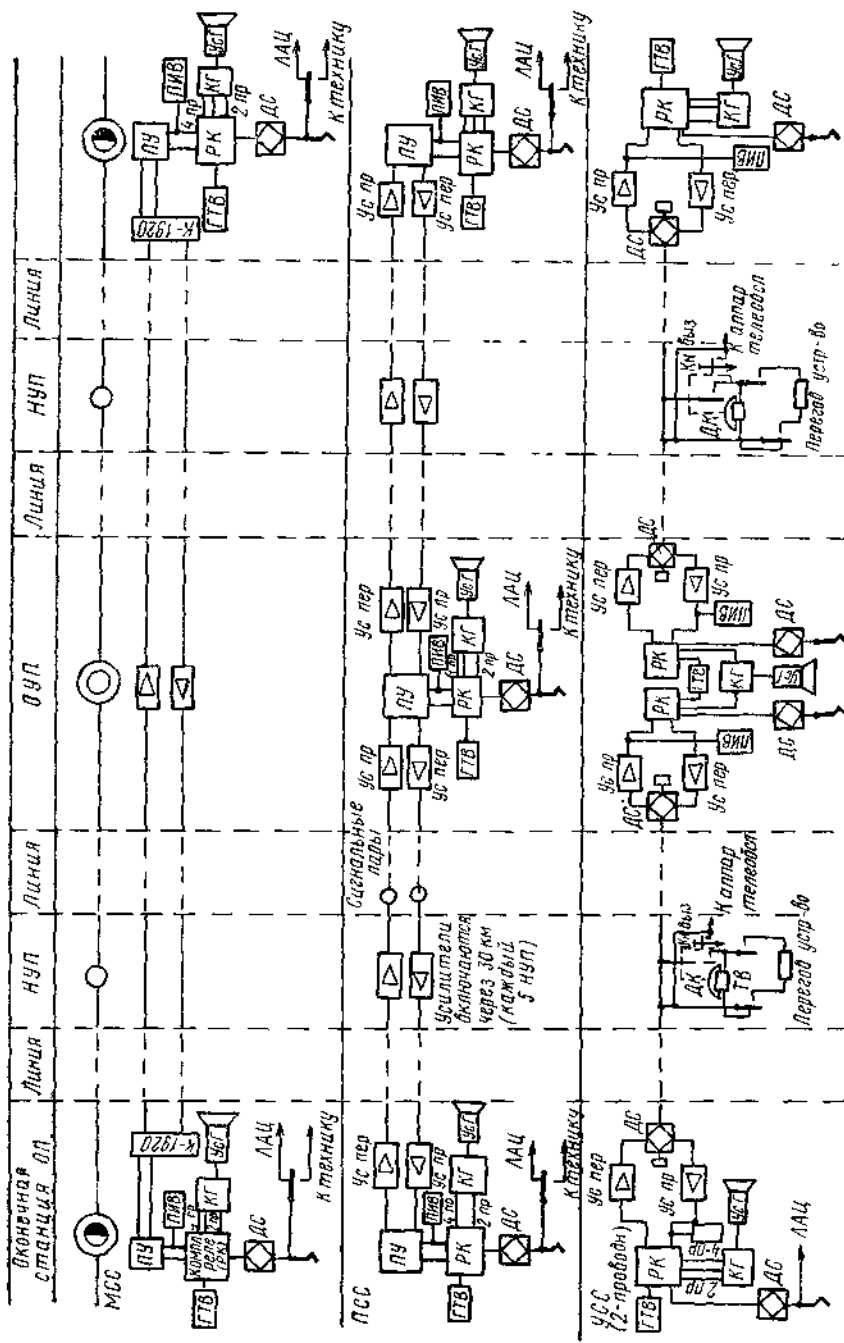


Рис. 82

Измерительная аппаратура комплектуется в зависимости от вида и количества цепей и каналов связи, организуемых в ЛАЦ, в составе, необходимом для проведения всех измерений цепей и каналов как при настройке, так и при их эксплуатации.

§ 8.3. Транзитные соединения

Для обеспечения связи между любыми пунктами, не имеющими между собой прямых связей, организуются транзитные соединения, т. е. производится последовательное соединение каналов в двух или нескольких пунктах с сохранением нормального остаточного затухания.

Построение междугородной сети по радиально-узловому принципу, внедрение новых многоканальных систем, широкое использование автоматики обуславливают необходимость большого числа транзитных соединений.

В транзитное соединение могут включаться отдельные каналы (индивидуальный транзит) и группы каналов (групповой транзит).

Различают транзитные соединения:

- 1) для постоянной работы — постоянный транзит;
- 2) на определенное, установленное расписанием время — плановый транзит;
- 3) для осуществления связи по требованию — внеплановый транзит.

Постоянный и плановый транзиты выполняются в линейно-аппаратном цехе. Внеплановый транзит используется только для отдельных каналов и осуществляется ручным способом в коммутаторном зале или автоматически с помощью оборудования автоматики.

Индивидуальные транзитные соединения могут быть выполнены по двух- или четырехпроводной схеме (соответственно двух-, четырехпроводные транзитные соединения). Двухпроводные транзитные соединения очень просты в коммутации. Они позволяют организовать транзит каналов любых систем без дополнительных устройств и легко выполнимы непосредственно на междугородных коммутаторах, что и обуславливает их широкое применение во временных транзитах одиночных каналов. Однако двухпроводные транзитные соединения ухудшают качество связи, так как при каждом соединении увеличивается число последовательно включенных замкнутых систем связи, что приводит к снижению устойчивости и увеличению искажений от обратной связи.

Четырехпроводные транзитные соединения не увеличивают числа замкнутых систем и, следовательно, не снижают устойчивости каналов, однако коммутация их более сложная, поэтому осуществляются эти соединения, как правило, в линейно-аппаратном цехе при плановом или постоянном транзите.

При организации четырехпроводного транзита для сохранения характеристик канала необходимо выполнить следующие условия:

— соединяемые тракты должны иметь одинаковые характеристические сопротивления;

— относительный уровень в точках транзитного соединения должен быть выравнен;

— соединяемые тракты должны иметь одинаковые системы вольты.

При индивидуальном транзите, схема которого приведена на рис. 8.3, указанные условия легко выполняются, если системы имеют стандартное индивидуальное оборудование.

Построение многоканальных систем с применением групповых трактов на 12, 60 и 300 каналов позволило осуществлять транзитные соединения в групповой части аппаратуры одновременно для числа каналов, соответствующих тому или иному тракту. Такое транзитное соединение называется *групповым*, или *высокочастотным*.

Следует отметить, что в данном случае индивидуальное оборудование группы каналов, включаемых в транзитное соединение, исключается, значительно сокращается число коммутаций и устраняются дополнительные искажения, вносимые индивидуальными преобразователями при индивидуальном транзите.

Групповой транзит между первичными группами многоканальных систем организуется в спектре частот $60 \div 108$ кГц (12-канальная группа), а между вторичными группами — в спектре $312 \div 552$ кГц (60-канальная группа).

Для осуществления транзита между трактами входящей в транзит группы каналов включается аппаратура высокочастотного транзита (рис. 8.4).

Последняя должна обеспечивать подавление токов соседних групп каналов и токов контрольных частот, лежащих внутри передаваемой полосы. Кроме того, она должна выравнивать уровни в точках включения аппаратуры транзита.

Токи соседних групп подавляются полосовым фильтром с полосой частот пропускания $60,6 \div 107,7$ кГц при транзите 12-канальных групп и $312,3 \div 351,7$ кГц при транзите 60-канальных групп. Фильтр должен обладать большой крутизной, чтобы обеспечить затухание не менее 8 неп для крайних частот соседних групп каналов, отстоящих на 900 гц в 12-канальных и на $8,6$ кГц в 60-канальных группах.

Для подавления контрольных частот, совпадающих с контрольными частотами системы, в которую вводится транзит, в аппаратуру высокочастотного транзита включаются запирающие фильтры на частоты $60, 64$ и 104 кГц в 12-канальной группе и $308,$

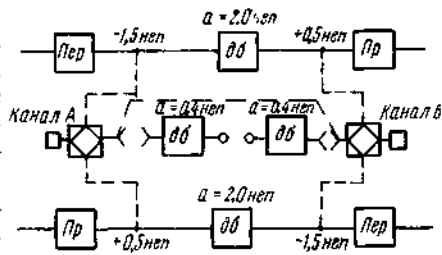


Рис. 8.3

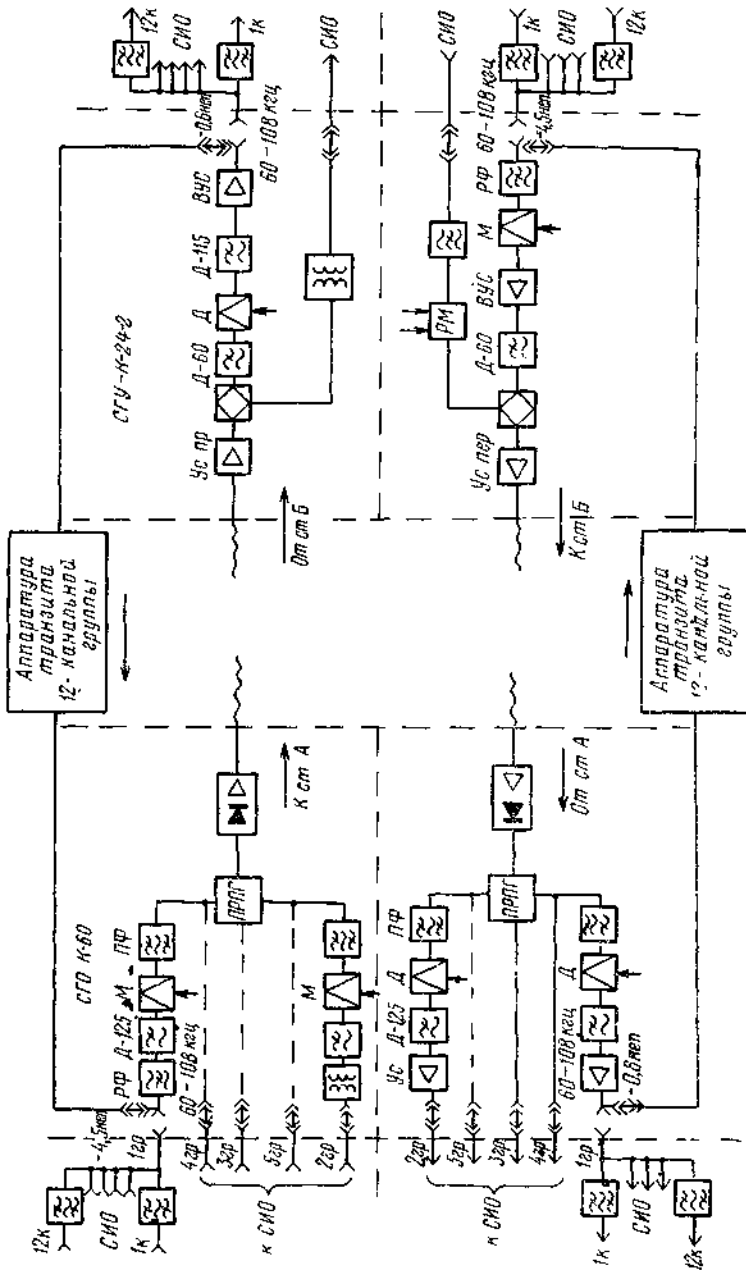


Рис. 8.4

556 кГц в 60-канальной группе. Последние после транспонирования совпадают с контрольными частотами системы К-1920 (308, 1056 и 1552 кГц).

Для обеспечения нормальных уровней, которые в точках включения аппаратуры транзита стандартизованы и имеют значения — $-0,6 \text{ nep}$ (прием) и $-4,5$ или $-4,8 \text{ nep}$ (передача) для 12-каналь-

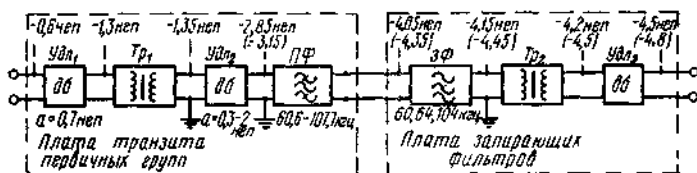


Рис. 8.5

ных групп и $-2,6 \text{ nep}$ (прием) и $-4,1 \text{ nep}$ (передача) для 60-канальных групп, в аппаратуре предусмотрены переменные удлинитель.

Блок-схемы аппаратуры транзита первичных и вторичных групп приведены на рис. 8.5 и 8.6 соответственно.

Групповое транзитное соединение осуществляется по четырехпроводной схеме и выполняется в линейно-аппаратном цехе.

Оно может быть как постоянным, так и по расписанию. Аппаратура размещается на стойках транзита первичных (СТПГ) и вторичных (СТВГ) групп. Коммутация транзита выполняется соответственно на аппаратуре коммутации первичных (СКП) и вторичных (СКВТ) групп.

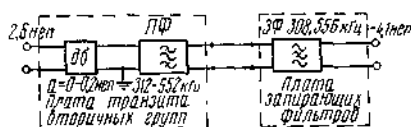


Рис. 8.6

§ 8.4. Помещение ЛАЦ. Размещение оборудования

ОБСЛУЖИВАЕМЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ И ОКОНЕЧНЫЕ ПУНКТЫ

Линейно-аппаратные цехи оконечных и промежуточных обслуживаемых усилительных пунктов размещаются в кирпичных или железобетонных зданиях. Использование деревянных зданий допускается лишь в исключительных случаях для расположения в них небольших ЛАЦ — промежуточных усилительных пунктов.

Площадь помещения должна быть достаточна для размещения устанавливаемого оборудования. При этом желательно, чтобы в случае необходимости помещение ЛАЦ могло бы быть расширено за счет смежных площадей служебных или вспомогательных помещений.

Состав и объем вводно-испытательной и коммутационной аппаратуры, устанавливаемой в ЛАЦ, определяется, исходя из количества заводимых цепей и организуемых каналов. Необходимое число стоек определяется путем деления количества цепей и каналов (с учетом 15—20% запаса) на емкость выбранной вводно-испытательной аппаратуры.

Состав и объем аппаратуры уплотнения, проводного вещания и низкочастотного усиления определяются на основании проектного задания на число связей проектируемого узла, т. е. на основании числа и вида цепей и принятой системы их уплотнения.

Аппаратура в помещении ЛАЦ размещается параллельными рядами попарно лицевыми сторонами друг к другу перпендикулярно главному проходу. В ЛАЦ с односторонним освещением главный проход устраивают между рядами аппаратуры и стеной, не имеющей окон. В помещении ЛАЦ с окнами в обоих противоположных стенах главный проход устраивается посередине помещения, а ряды аппаратуры устанавливаются по обеим сторонам от него.

Ширина проходов должна обеспечивать удобство эксплуатации аппаратуры, возможность последующего демонтажа дополнительных стоек и имеет следующие размеры:

— ширина главного прохода при одностороннем размещении рядов аппаратуры — $1,2 \div 1,5$ м, при двустороннем размещении — $1,5 \div 1,8$ м;

— ширина прохода между лицевыми сторонами рядов аппаратуры — 1,1 м; при наличии в ряду вводно-коммутационной и испытательной аппаратуры — 1,3 м;

— ширина прохода между монтажными сторонами рядов аппаратуры — $0,7 \div 0,8$ м;

— расстояние между торцами аппаратуры и стеной — $0,4 \div 0,5$ м;

— расстояние от стены до монтажной стороны ряда без вводно-коммутационной аппаратуры — $0,7 \div 0,8$ м, с вводно-коммутационной аппаратурой — $0,7 \div 1,3$ м;

— ширина прохода между рядами стоек и выпрямителями — 1,2 м.

В существующих ЛАЦ аппаратура размещается по системам с учетом эксплуатационного районирования по магистральным направлениям. При этом в ЛАЦ, имеющих главный проход в середине помещения, аппаратура уплотнения кабельных магистралей устанавливается по одну, а аппаратура уплотнения воздушных цепей — по другую сторону от прохода.

Взаиморасположение стоек внутри системы соответствует схеме прохождения цепи и выбирается из расчета минимальных длин межстоечных кабелей. Стойки, на которых сосредоточены органы управления и регулировки, устанавливаются ближе к главному проходу, чтобы обеспечить удобство эксплуатации. Вводная аппаратура размещается, как правило, в первом ряду, вблизи от ме-

ста ввода цепей. Токораспределительная аппаратура располагается в начале ряда, начиная от главного прохода.

Между рядами аппаратуры предусматриваются служебные и передаточные линии, позволяющие проводить испытания и измерения устройств, находящихся в различных рядах. Сигналы о повреждениях дублируются на торцевых сторонах рядов, обращенных к главному проходу, и на общем табло. Рабочие места технического персонала размещаются у стоек с измерительными гнездами, с которых испытывается исправность цепей и каналов.

Такой принцип расположения оборудования (рис. 8.7) может быть сохранен при проектировании ЛАЦ малой и средней емкости с числом каналов (с учетом развития) менее 500.

Расположение оборудования крупных ЛАЦ с числом каналов свыше 500 определяется наличием двух самостоятельных служб: службы высокочастотных трактов СТ-ЛАЦ и службы каналов СК-ЛАЦ, которые, как правило, должны располагаться в двух смежных помещениях.

В состав оборудования СТ-ЛАЦ входят: вводно-кабельное оборудование, аппаратура уплотнения, включая оборудование первичных групп, аппаратура коммутации первичных и вторичных групп, оборудование автоматической регулировки уровней по группам (САРУГ), оборудование соединительных линий для передачи групповых трактов потребителям, оборудование служебной связи и телеобслуживания, вспомогательное оборудование и измерительная аппаратура для измерений линейных и групповых трактов. Размещается аппаратура в ЛАЦ рядами так, чтобы обеспечивались, во-первых, наибольшее удобство обслуживания с минимальной протяженностью межстоечных кабелей, а во-вторых, требуемая защищенность между цепями.

Для измерения первичных групп применяются стойки СИО-24П (из расчета 2 стойки на 1000 каналов), которые устанавливаются вблизи стоек коммутации первичных и вторичных групп.

В состав службы СК-ЛАЦ входят индивидуальное оборудование с измерительными стойками, аппаратура для каналов вещания, контрольно-испытательная и измерительная аппаратура. Кроме того, в СК-ЛАЦ может также устанавливаться аппаратура коммутации каналов и ДГТС.

Оборудование в СК-ЛАЦ размещается посеционно, емкость секции — 1000—1500 каналов. Каждая секция содержит соответствующее количество стоек СИП, ПСП, ИС-2 и ИС-3, а также аппаратуру переключения каналов.

Внутри секции аппаратура может размещаться либо рядами с чередованием СИП, ИС-2, ИС-3 и отдельно ПСП, либо рядами с однотипной аппаратурой.

В СК-ЛАЦ заводятся каналы магистральной постанционной служебной связи из СТ-ЛАЦ и включаются на комплекты ИС-3.

Между службами СТ-ЛАЦ и СК-ЛАЦ организуется служебная связь.

Для оперативного руководства технической эксплуатацией в СК-ЛАЦ предусмотрен пульт сменного инженера.

Стойки, устанавливаемые в рядах ЛАЦ, скрепляются посредством стальных уголков $50 \times 50 \times 5$ мм, прокладываемых сверху

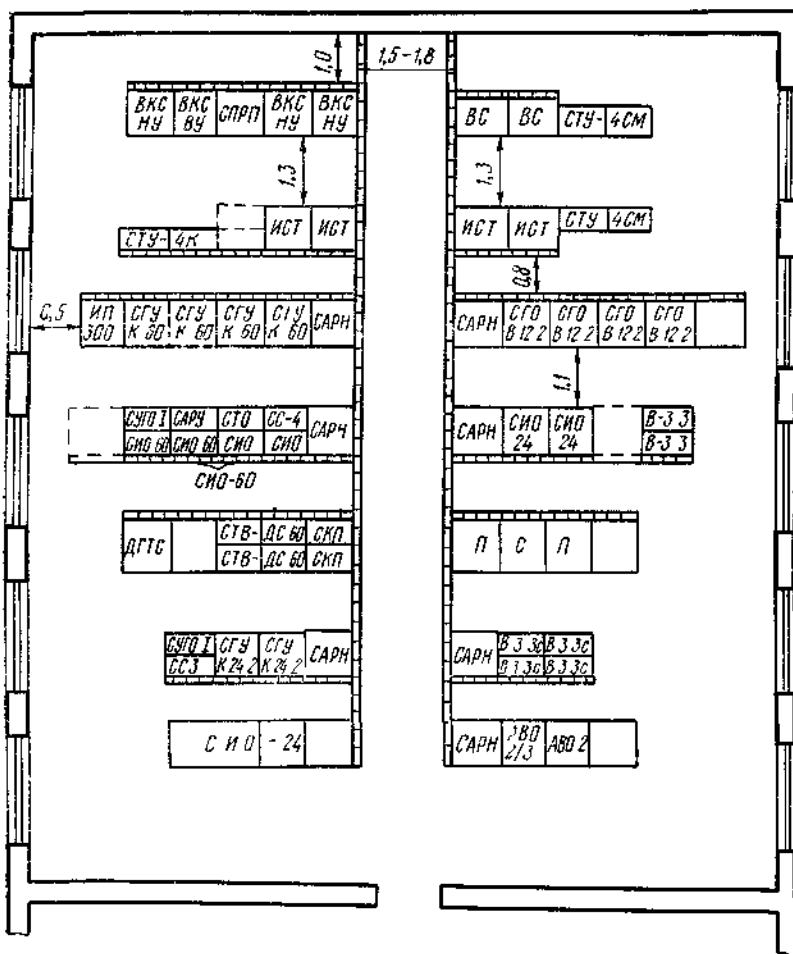


Рис 8.7

вдоль рядов аппаратуры. Крепящие угольники монтируются на высоте 2600 мм, что обеспечивает установку аппаратуры как базовой, так и обыкновенной конструкции. При установке аппаратуры базовой конструкции с односторонним размещением плат стойки можно размещать тыльными сторонами друг к другу.

Ряды аппаратуры между собой крепятся магистральными стальными полосами сечением 30×8 мм, которые проходят перпендикулярно рядам аппаратуры. Концы магистральных полос крепятся к стене.

Для укладки кабелей и проводов используются воздушные металлические желоба—кабельросты. Желоба устанавливаются как вдоль главного прохода ЛАЦ — магистральные, так и вдоль каждого ряда — рядовые. К магистральным полосам желоба крепятся посредством узлов крепления, причем магистральные желоба прокладываются выше рядовых на $220 \div 330$ мм в зависимости от емкости кабельных пакетов. Вариант крепления желобов показан на рис. 8.8.

В некоторых случаях магистральные желоба могут прокладываться вдоль стен и укрепляться на кронштейнах или подвешиваться к потолку.

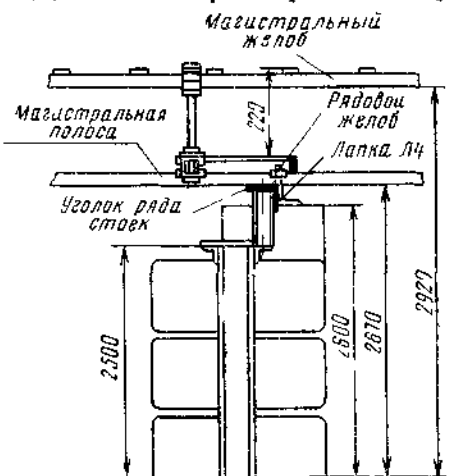


Рис. 8.8

НЕОБСЛУЖИВАЕМЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ПУНКТЫ

На кабельных магистралях большинство усилителей устанавливается в необслуживаемых усилительных пунктах НУП. На кабельных магистралях коаксиального кабеля, уплотненной системой К-1920, НУП составляют свыше 90% от общего числа станций. НУП могут быть как подземными, так и наземными.

Подземные НУП для магистралей симметричного кабеля оборудуются в специальных вертикальных двухстенных стальных термозащитных камерах. Внутренняя камера электрически изолирована от внешней части.

Камера закапывается в землю так, чтобы горловина, через которую осуществляется вход в камеру, была на уровне земли. Горловина закрывается двумя крышками, одна из которых имеет термоизоляция. Над горловиной на поверхности земли делается наземное помещение из кирпича или бетона, обвалованное грунтом.

Размеры камеры — высота 2540 мм и диаметр 2400 мм — позволяют установить необходимую аппаратуру для уплотнения семичетверочного кабеля 60-канальной системой К-60. Вводная и усилительная аппаратура устанавливается по периметру; всего может быть установлено до 8 стоек (рис. 8.9). В наземной части устанавливается оборудование, необходимое для поддержания кабеля под давлением.

Для поддержания температуры в помещении НУП в пределах от 0 до $+35^{\circ}$ необходимо, чтобы тепловыделение было в пределах $120 \div 150$ вт. При ламповом варианте аппаратуры одна система выделяет до 20 вт, что при полном уплотнении кабеля обеспечивает поддержание нужной температуры. В случае необходимости дополнительный подогрев достигается включением ламп накаливания (40 вт, 120 в).

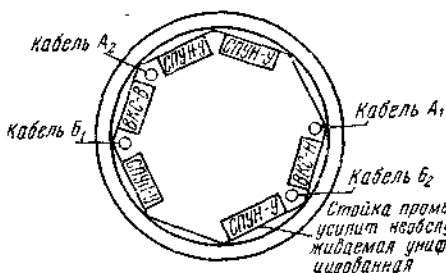


Рис. 8.9

При использовании НУП для транзисторной аппаратуры можно обходиться без специального подогрева. Для коаксиальных кабельных магистралей НУП строятся в виде стальных горизонтальных одностенных цистерн с внутренней деревянной обшивкой. Вход в подземный НУП осуществляется через цилиндрическую горловину высотой 1000 мм и диаметром 800 мм, которая расположена с краю цистерны и смещена в сторону от вертикальной оси. Над входом в НУП устанавливается деревянная или кирпичная будка.

Внутреннее помещение цилиндра разделено перегородкой, отделяющей ЛАЦ от тамбура. В тамбуре устанавливается аппаратура для содержания кабеля под давлением.

Размеры цистерны — наружный диаметр 2600 мм и общая длина 4600 мм — позволяют иметь длину ЛАЦ 2436 мм. Аппаратура устанавливается на деревянный пол, покрытый линолеумом. Всего в ЛАЦ может быть размещено 6 стоек (по три с каждой стороны): три стойки для коаксиального кабеля, в том числе две для линейных усилителей (СЛУ) и вспомогательная (СВ), и три для системы уплотнения симметричного кабеля (рис. 8.10).

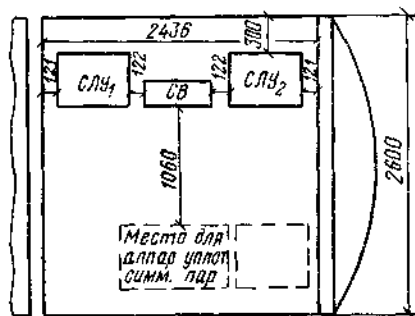


Рис. 8.10

Обогрев НУП производится за счет тепла, выделяемого аппаратурой; при этом максимальная температура не превышает $+35^{\circ}$. Внешние поверхности корпусов НУП симметричного и коаксиального кабеля покрываются специальной усиленной антикоррозийной изоляцией, рассчитанной на длительное нахождение НУП под землей. Устанавливается также электродная защита

Наземный необслуживаемый усилительный пункт представляет собой небольшое кирпичное здание, построенное с соответствующей

щей теплоизоляцией, обеспечивающей поддержание нужной температуры за счет тепла, выделяемого аппаратурой. Здание может быть использовано для устройства НУП как на симметричных, так и коаксиальных кабельных магистралях. При этом меняются только размеры технического помещения. Площадь помещения для размещения аппаратуры уплотнения симметричного кабеля емкостью $4 \times 4 - 160 \times 170$ см (4 стойки), $7 \times 4 - 160 \times 240$ см при высоте помещения 280 см, для коаксиального кабеля — 160×210 см при высоте 250 см.

Для обеспечения нормальной эксплуатации НУП должны быть укомплектованы: комплектом стационарного инструмента, электрическим паяльником, переносной лампой, шнурами для переключений, запасным комплектом осветительных и электронных ламп, необходимой технической документацией, защитными средствами по охране труда, элементами телесигнализации.

В наземной части НУП устанавливается телефонный аппарат, включенный в тракт участковой служебной связи.

Для одночетверочного кабеля, уплотняемого системой К-60п-2, применяются малогабаритные НУП, устанавливаемые в земле.

Малогабаритный НУП состоит из винипластового стакана, в котором размещаются усилители для двух систем, и стальной камеры для вводно-кабельного оборудования. Все оборудование изготавливается и настраивается в заводских условиях и устанавливается в специальном колодце, выложенном из кирпича или бетона. Для подключения к магистрали в усилители вмонтированы вводные одночетверочные кабели.

§ 8.5. Схемы прохождения цепей в ЛАЦ

Схемы прохождения цепей в ЛАЦ отображают взаимное соединение отдельных устройств, необходимых для организации и правильной эксплуатации различных каналов связи по междугородным воздушным и кабельным цепям.

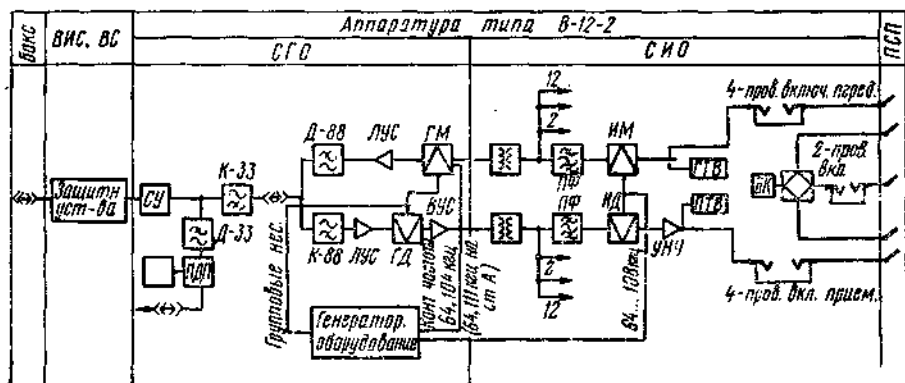


Рис. 8.11

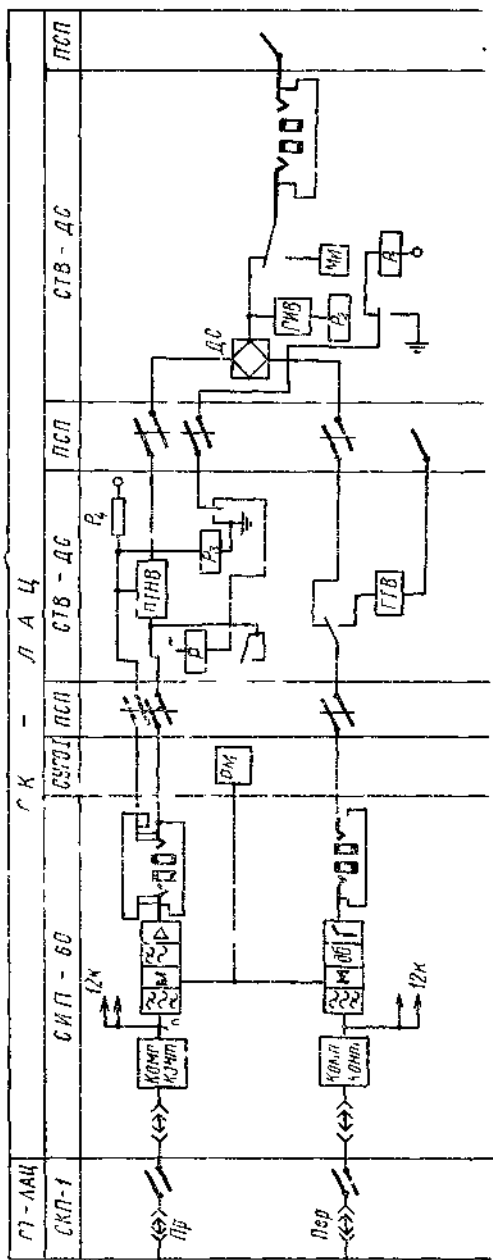


Рис. 8.13

Для уплотненных цепей кабельных и воздушных линий эти схемы однотипны и отличаются в групповом тракте в соответствии с построением схемы аппаратуры

На рис. 8.11 представлена схема прохождения воздушной цветной цепи, уплотненной 12-канальной системой В-12-2. Цепи включаются на боксы ВС, откуда подаются на экранированные комплекты защиты и через разделительные гнезда — на групповую часть аппаратуры уплотнения.

На рис. 8.12 (см. вклейку) и 8.13 (см. вклейку) приведены схемы прохождения цепи симметричного кабеля, уплотненного системой К-60 (с учетом построения ЛАЦ в составе двух служб). На рис. 8.14 (см. вклейку) дана схема прохождения цепи коаксиального кабеля, уплотненного системой К-1920, в службе тракторов ЛАЦ. Прохождение цепи в службе каналов ЛАЦ одинаково с системой К-60.

Цепи междугородных кабелей включаются на боксы ВКС и через согласовывающие линейные трансформаторы подаются на аппаратуру уплотнения.

Независимо от аппаратуры уплотнения все телефонные каналы в низкочастотной части проходят через испытательную

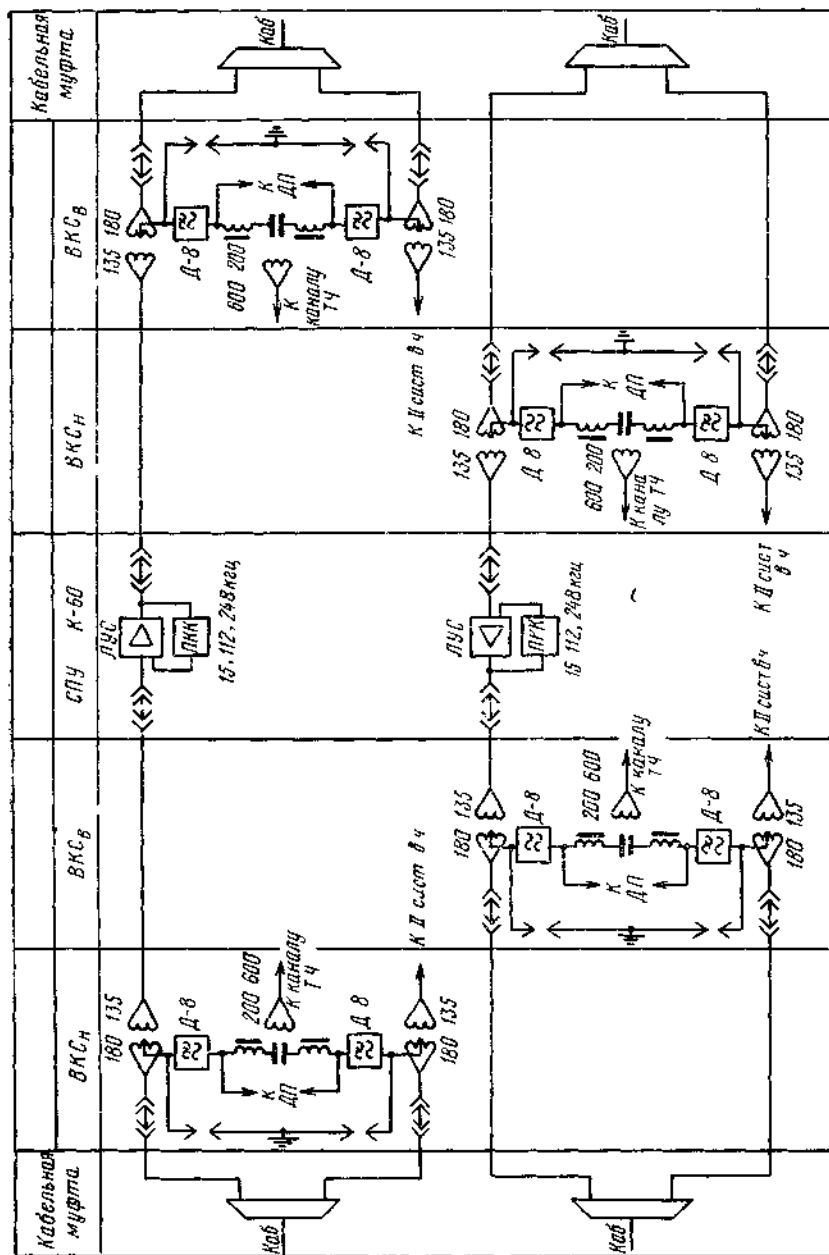


Рис 8 15

и коммутационную аппаратуру одинаково и отличаются лишь окончательным включением. Так, при передаче канала в коммутаторный цех канал с четырехпроводного выхода через ПСП включается на дифсистему, далее через кроссировку ПСП на гнезда испытательной аппаратуры (ИС-3), снова через ПСП в коммутаторный зал. В промежуточных усилительных пунктах цепи проходят только через вводно-испытательную аппаратуру и аппаратуру усиления.

На рис. 8.15 приведена схема прохождения цепи симметричного кабеля, уплотненного системой К-60, в ОУП.

§ 8.6. Электропитание аппаратуры ЛАЦ

Электрические установки, используемые для питания аппаратуры ЛАЦ, должны быть устойчивы в работе, обеспечивать постоянство напряжений, иметь необходимую мощность и допустимую величину напряжения пульсации. Для питания аппаратуры в ЛАЦ подаются следующие напряжения:

1) постоянного тока:

— 24 в для питания цепей накала электронных ламп, транзисторных цепей, релейных схем сигнализации и микрофонных цепей (+24 в заземляется);

+220 в для питания анодных цепей аппаратуры (—220 в заземляется);

220÷450 в для подачи дистанционного питания на НУП симметричных кабелей;

2) переменного тока:

127÷220 в для питания аппаратуры, в которой предусмотрены индивидуальные выпрямители;

2000 в для питания НУП на коаксиальных кабелях (К-1920).

Источники постоянного тока подключаются к аппаратуре через автоматические регуляторы напряжения (САРН), которые обеспечивают постоянство напряжений по накалу 21,6 в и по аноду 206 в. Напряжение 220—450 в для подачи на НУП включается на стойку дистанционного питания (СДП). Напряжение переменного тока 2000 в включается на шкаф дистанционного питания ШДП-1. Кроме того, в ЛАЦ подается источник вызывного тока напряжением 80÷100 в и частотой 16÷25 гц.

§ 8.7. Каблирование ЛАЦ

Каблирование ЛАЦ заключается в электрическом соединении отдельных видов оборудования для получения каналов связи и складывается из трех основных видов: линейной, питающей и сигнальной проводок.

Линейная проводка включает в себя кабели и провода, предназначенные для коммутации цепей и каналов, взаимного соединения согласно схем прохождения цепей отдельных видов аппаратуры, входящей в состав ЛАЦ, а также для соединительных и служебных линий.

Питающая проводка служит для подачи напряжений от батарейных щитков до токораспределительного оборудования и далее к аппаратуре. Сигнальная проводка предназначена для подключения приборов и оптической и акустической сигнализации в ЛАЦ к выходам сигнальных цепей аппаратуры.

Для каждого вида проводки составляется кабель-план в виде таблиц, где указываются ряды аппаратуры с входящими в них стойками, а также типы прокладываемых проводов и кабелей, их емкости или сечения. Для линейной проводки применяются:

— однопарные экранированные кабели для монтажа высокочастотных цепей, цепей вещания и измерительных линий (типа РВЧС-60, 160, ПВЧС-250);

— однопарные и многопарные неэкранированные кабели для монтажа цепей низкой частоты и соединительных линий;

— многопарные экранированные провода для межстоечных соединений в четырехпроводной части;

— станционные коаксиальные кабели для коммутации цепей, уплотненных системами со спектром частот выше 250 кгц.

Токораспределительная проводка выполняется сильноточными кабелями и проводами с резиновой изоляцией в виниловой или свинцовой оболочке.

Сечение проводов для подачи напряжения — 24 в и объединенного заземления определяется, исходя из допустимого падения напряжения при минимуме расхода металла. Расчет производится по моментам токов. Сечение проводов для подачи анодных напряжений рассчитывается только при моментах (произведение силы тока в амперах на длину фидера в метрах) более 370. В остальных случаях сечение выбирается из условий удобства монтажа и механической прочности (2,5÷4 мм²).

В крупных ЛАЦ при больших значениях тока для магистральных фидеров питания используются медные или алюминиевые шины необходимого сечения, прокладываемые по воздушным желобам. Шины с напряжением +220 в и —24 в изолируются от металлических частей кабельроста и стоек, а шины —220 в и +24 в заземляются.

Все кабели укладываются в желобах в виде пакетов, прошитых специальной вязкой и прикрепляемых к скалкам желоба. Во избежание влияний между высокочастотными цепями, по которым осуществляется передача с разными уровнями, кабели с высоким и низким уровнем должны прокладываться или в разных желобах, или в одном желобе, но в разных пакетах, рассеянных друг от друга на расстояние не менее 100 мм.

Кабели токораспределительной проводки связываются в отдельные пакеты и укладываются либо на отдельных кабельростах, либо совместно с линейной проводкой.

Для обеспечения безопасности обслуживающего персонала устройства связи должны заземляться (ГОСТ 464—59). В ЛАЦ имеют место четыре вида заземлений:

- рабочее, предназначенное для получения второго провода питающей цепи и придания устройствам связи потенциала земли;
- защитное, предназначенное для подключения к таким устройствам, которые в рабочем состоянии не находятся под напряжением, но при пробое изоляции могут оказаться под напряжением (оболочка кабеля, каркасы силового оборудования и др.);
- специальное защитное, подключаемое к устройствам, устанавливаемым для защиты от электрической коррозии;
- измерительное, предназначенное для контрольных измерений величин сопротивлений рабочего и защитного заземлений.

§ 8.8. Охрана труда

Организация охраны труда и противопожарной техники в ЛАЦ должна обеспечивать создание нормальных санитарно-гигиенических условий труда, предупреждение возможностей поражений электрическим током и пожарную безопасность.

Температура воздуха в помещении ЛАЦ должна поддерживаться с учетом годового колебания в пределах $16 \div 30^\circ$, при относительной влажности $45 \div 75\%$. Для этого ЛАЦ должен оборудоваться приточно-вытяжной вентиляцией с обменом воздуха не менее $20 \text{ м}^3/\text{час}$ на каждого работающего. Приточная вентиляция должна быть оборудована фильтром, препятствующим проникновению пыли в помещение. Помещение должно иметь нормальное естественное, искусственное и аварийное освещение.

Для создания электробезопасности при обслуживании аппаратуры ЛАЦ необходимо:

- перед вводными стойками кабельных и воздушных линий связи, а также перед стойками дистанционного питания положить резиновые коврики;
- площадь пола НУП кабельных магистралей покрыть резиновыми ковриками;
- в цепях питания использовать дужки с изолированным покрытием места, за которое берутся руками;
- штифты кабельных боксов, находящихся под напряжением дистанционного питания, заключить в изоляционные трубки;
- каркасы, чехлы электропитающих установок, которые при пробое изоляции могут оказаться под напряжением, подключить к защитному заземлению с сопротивлением не более 10 ом ;
- устройства дистанционного питания с напряжением свыше 250 в надежно заблокировать (см. «Правила техники безопасности при работах по оборудованию и обслуживанию междугородных, городских телефонных и телеграфных станций», утвержденные Министерством связи в 1959 г.).

Помещение ЛАЦ должно быть также оборудовано первичными средствами пожаротушения из расчета один огнетушитель углекислотноснежный и один огнетушитель брометилловый на 200 м^2 . Не допускается применение пенных огнетушителей для тушения загоревшихся установок, находящихся под напряжением.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАГИСТРАЛИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЯЗИ

§ 9.1. Общие вопросы проектирования магистрали многоканальной связи

Проектирование магистрали многоканальной связи начинается с того, что заказчик передает проектной организации проектное поручение, которое содержит общие положения по проектированию магистрали и служит основанием для составления проектного задания.

Проектное задание содержит схему организации связи, технические решения по всем видам сооружений и определение стоимости строительства. Целью разработки проектного задания является установление технической возможности и экономической целесообразности строительства проектируемой магистрали в намечаемые сроки.

Проектирование магистрали многоканальной связи состоит в основном из выбора трассы, аппаратуры уплотнения, типа и емкости линейных сооружений, размещения усилительных пунктов и электрического расчета каналов связи. Проект следует выполнять в соответствии с существующим законодательством по проектированию¹⁾. Применяемые в проекте аппаратура, материалы, детали и конструкции должны соответствовать действующим Государственным стандартам (ГОСТ), а при их отсутствии — ведомственным техническим условиям (ВТУ).

Общий надзор за соблюдением технических норм на каналы многоканальной связи возложен на Министерство связи СССР. Поэтому все проектные задания на строительство и уплотнение линий междугородной связи должны быть согласованы всеми министерствами и ведомствами с органами Министерства связи.

Расчет магистрали начинается с определения ее трассы. Последняя должна быть возможно короче и проходить вдоль шоссейных или железных дорог, чтобы обеспечивались транспортировка материалов при строительстве и удобство передвижения об-

¹⁾ В настоящее время действует утвержденная Государственным Комитетом Совета Министров СССР по делам строительства «Инструкция по составлению проектов и смет по строительству сооружений связи» (И-106—56). Госстрой, 1956.

служивающего персонала при эксплуатации. При проектировании необходимо учитывать существующие сооружения связи с целью использования их для проектируемой магистрали.

По известному (рассчитанному или заданному) числу каналов связи на данном направлении выбираются система уплотнения, а также тип и емкость линейных сооружений. Тип линии и система уплотнения определяют расположение усилительных пунктов вдоль магистрали.

В проекте должны быть предусмотрены наиболее совершенные в техническом отношении системы связи и наиболее рациональные методы строительства и эксплуатации, причем целесообразность применения тех или иных систем необходимо определить технико-экономическим расчетом. После выбора трассы магистрали, системы уплотнения, типа линии и размещения усилительных пунктов проводятся электрические расчеты каналов связи, целью которых является оценка качества каналов связи при проектируемом размещении усилительных пунктов.

Для проведения электрических расчетов каналов связи необходимы следующие исходные данные:

- схема организации связи проектируемой магистрали;
- тип и длина проектируемого кабеля или воздушной линии;
- электрические характеристики системы уплотнения, принимаемой на данной магистрали;
- метеорологические данные на проектируемой трассе магистрали: максимальная и минимальная температура грунта на глубине заделки кабеля — для кабельных линий — и предельная величина изморози или гололеда для воздушных линий связи.

Электрический расчет каналов связи включает в себя расчет и построение диаграмм уровней для различных метеорологических условий, а также расчет допустимого и ожидаемого психометрического напряжения или мощности помех в каналах. При расчете следует обращать внимание на то, чтобы затухание усилительных участков соответствовало усилительной и корректирующей способности аппаратуры, а требуемые пределы работы АРУ не выходили за нормы.

§ 9.2. Особенности проектирования телефонных каналов кабельных линий связи

НОРМЫ И РЕКОМЕНДАЦИИ НА ДОПУСТИМУЮ ВЕЛИЧИНУ ПОМЕХ В ТЕЛЕФОННОМ КАНАЛЕ

Одной из основных электрических характеристик телефонного канала является величина напряжения помех на зажимах коммутатора междугородной телефонной станции.

МККТТ установлена рекомендация на среднюю величину психометрической мощности помех в телефонном канале эталонной кабельной линии связи протяженностью $L=2500$ км. Эта вели-

чина, измеренная в точке с нулевым относительным уровнем, не должна превышать $P_{\pi} = 10\,000$ *вт* за час наибольшей нагрузки. Указанной мощности помех соответствует напряжение $U_{\pi} = 1,1$ *мв псоф*, измеренное на зажимах междугородного коммутатора (в точке с относительным уровнем $-0,8$ *нел*).

Помехи в каналах в основном определяются линейными¹⁾, нелинейными и собственными помехами, мощность которых пропорциональна числу усилительных участков, а также помехами, вносимыми оконечной и переприемной аппаратурой. Средняя псофометрическая мощность помех, вносимая оконечной и переприемной аппаратурой, для эталонной цепи принимается равной 2500 *вт псоф*. Отсюда видно, что на все остальные помехи кабельной магистрали длиной 2500 *км*, которые мы будем называть в дальнейшем помехами группового тракта, остается 7500 *вт псоф*.

Так как усилительные пункты располагаются по длине магистрали равномерно, то можно считать, что и мощность помех распределена по длине магистрали равномерно. Отсюда следует, что мощность помех группового тракта, приходящаяся на 1 *км* длины кабеля, может быть определена по формуле

$$P_{\pi(l)} = \frac{P_{\pi}}{l} = \frac{7500}{2500} = 3 \text{ вт псоф/км.} \quad (9.1)$$

Для кабельной магистрали длиной l , *км*, норму на помехи группового тракта можно получить как

$$P_{\pi(l)} = 3l, \text{ вт псоф.} \quad (9.2)$$

Рекомендуемые МККТТ для кабельных линий связи длиной 2500 *км* эталонные (гипотетические) цепи изображены на рис. 9.1 и 9.2. Первая из этих цепей определена для системы уплотнения коаксиального кабеля до 12 *Мгц*. Она включает в себя два переприема по тональной частоте, три переприема на частотах вторичной группы 312÷552 *кц* и три переприема на частотах третичной группы 812÷2044 *кц*. Эталонная цепь для системы уплотнения коаксиального кабеля до 8,5 *Мгц* (см. рис. 9.2а) включает в себя два переприема по тональной частоте, три переприема на частотах первичной группы 60÷108 *кц* и три переприема на частотах вторичной группы 312÷552 *кц*.

Эталонная цепь для системы уплотнения симметричного кабеля (рис. 9.2б) включает в себя два переприема по тональной частоте и три переприема на частотах первичной группы 60÷108 *кц*.

¹⁾ В каналах магистрали коаксиального кабеля линейные помехи пренебрежимо малы.

В тех случаях, когда проектируемая линия связи по своей структуре отличается от эталонной цепи, допустимая мощность помех в канале подсчитывается следующим образом:

$$P_{\text{пз}} = 3I + P_{\text{пок}} + n_1 P_{\text{птч}} + n_2 P_{\text{пвч}}, \text{ ват псоф}, \quad (9.3)$$

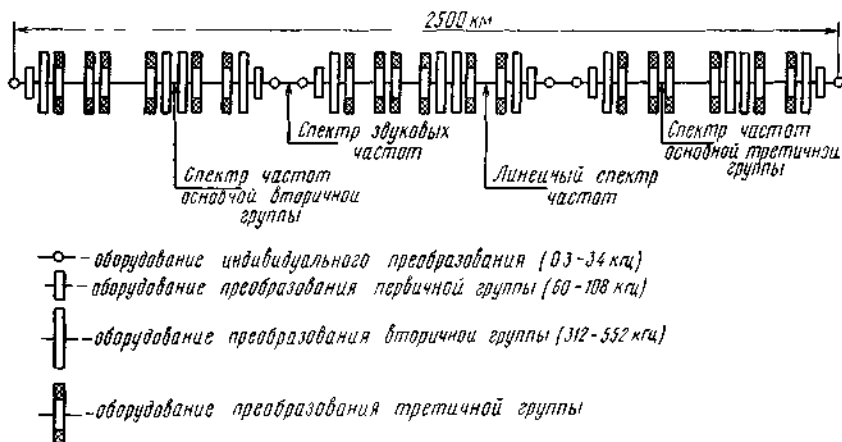


Рис. 9.1

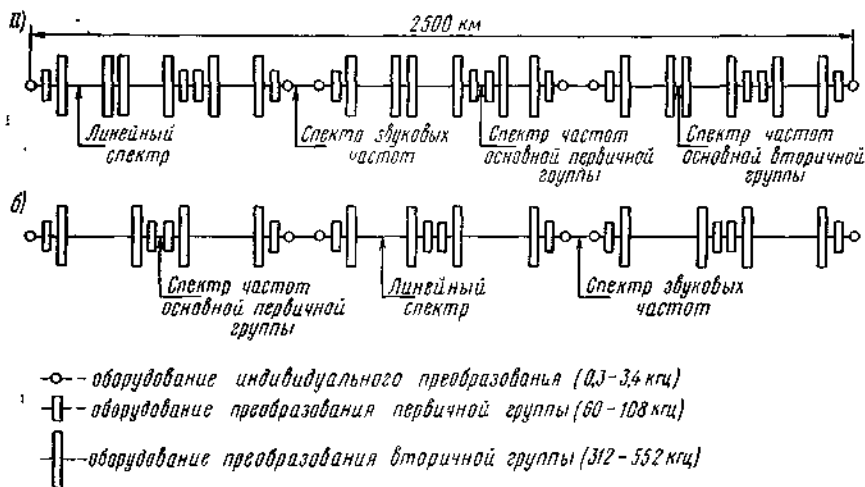


Рис. 9.2

где $P_{\text{пок}}$ — мощность помех, вносимых оконечной аппаратурой; $P_{\text{птч}}$ — мощность помех, вносимых аппаратурой переприема по тональной частоте; n_1 — число переприемов по тональной частоте; $P_{\text{пвч}}$ — мощность помех, вносимых аппаратурой переприема по высокой частоте; n_2 — число переприемов по высокой частоте.

При проектировании значения $P_{п\text{ок}}$ так же, как и $P_{ц\text{тч}}$, принимают равными 500 *пвт псоф*. Мощность помех, вносимая аппаратурой переприема по высокой частоте, лежит в пределах: 333 *пвт псоф* для переприема по первичной группе и 217 *пвт псоф* для переприема по вторичной группе. Эти величины в различных системах связи могут отличаться друг от друга.

РАЗМЕЩЕНИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПУНКТОВ НА КАБЕЛЬНОЙ МАГИСТРАЛИ

Усилительные пункты на кабельной магистрали должны размещаться таким образом, чтобы обеспечивалось высокое качество работы каналов связи при наилучших экономических показателях. В зависимости от типа используемых в усилителях устройств АРУ различают следующие усилительные пункты: без устройств АРУ; с АРУ по температуре грунта (с грунтовыми АРУ); с плоской АРУ; с плоско-наклонной АРУ либо плоско-наклонно-криволинейной АРУ по контрольной частоте (кч).

При проектировании кабельных магистралей в первую очередь размещаются усилительные пункты с устройствами АРУ по контрольной частоте. На магистрали симметричного кабеля усилители с АРУ по кч всегда устанавливаются на обслуживаемых усилительных пунктах ОУП. На магистралях коаксиального кабеля часть усилителей с АРУ по кч устанавливается и на необслуживаемых усилительных пунктах НУП.

Предельное расстояние между двумя усилительными пунктами с плоской АРУ по кч может быть определено по формуле

$$l_{\text{нрпл}} = \frac{\Delta S_{\text{пл}} + n \Delta S_{\text{гр}}}{\Delta \alpha_{t(f_{\text{пл}})}}, \text{ км}, \quad (9.4)$$

где $\Delta S_{\text{пл}}$ — предел регулировки плоской АРУ по кч; $\Delta S_{\text{гр}}$ — предел регулировки грунтовой АРУ; n — допустимое число НУП с грунтовыми АРУ на секции регулировки плоской АРУ с кч, определяемое дистанционным питанием; $\Delta \alpha_{t(f_{\text{пл}})}$ — температурное изменение километрического затухания кабеля на контрольной частоте плоской регулировки при годовом перепаде температуры почвы.

Величину $\Delta \alpha_{t(f_{\text{пл}})}$ можно определить по формуле

$$\Delta \alpha_{t(f_{\text{пл}})} = \alpha_{20} \alpha_{\alpha} (t_2 - t_1), \quad (9.5)$$

где α_{20} — километрическое затухание кабеля на частоте регулировки при $t=20^{\circ}\text{C}$; α_{α} — температурный коэффициент километрического затухания кабеля; t_2 и t_1 — соответственно максимальная и минимальная температура на глубине заковки кабеля.

Расстояния между пунктами с двухчастотной и трехчастотной АРУ по кч указаны в паспортных данных аппаратуры. Усилители с трехчастотной АРУ, кроме того, устанавливаются в тех пунктах, где, помимо промежуточной аппаратуры, имеется оконечная,

что необходимо для уменьшения перепадов уровней передачи на средних частотах линейного спектра между одноименными каналами различных систем, а также в пунктах, где происходит выделение каналов. Указанные усилители могут не устанавливаться на оконечных станциях и в пунктах выделения каналов, если расстояние до этих пунктов от оконечной станции не превышает 150 км.

Число необслуживаемых усилительных пунктов между обслуживаемыми, как было указано выше, определяется системой уплотнения, схемой организации связи и схемой дистанционного питания. При проектировании магистралей симметричного кабеля грунтовой АРУ в НУП участки между ОУП должны разбиваться на усилительные участки номинальной длины, т. е. на участки с затуханием, равным номинальному $\alpha_{\text{ном}}$. Значение последнего указывается для конкретной аппаратуры в справочниках.

Номинальная длина усилительного участка определяется как $l_{\text{ном}} = \alpha_{\text{ном}} / \alpha_{t \text{ макс}}$, где $\alpha_{\text{ном}}$ — номинальное затухание усилительного участка; $\alpha_{t \text{ макс}}$ — километрическое затухание кабеля при максимальной температуре на глубине заковки кабеля.

Применение на магистрали усилительных участков с номинальной длиной дает возможность получить напряжение помех в норме. Помимо этого, пределы регулирования грунтовой АРУ в НУП рассчитаны на компенсацию температурных изменений затухания участка номинальной длины, а система выравнивания частотных искажений линии, предусмотренная в усилителях, наиболее точно корректирует частотные искажения участка номинальной длины.

На практике не всегда удается получить длину усилительного участка, равную номинальной. В данном случае для каждой конкретной аппаратуры магистрали симметричного кабеля указывается, в каких пределах может измениться длина усилительного участка, какой процент участков может иметь длину, не равную номинальной, и как распределять укороченные участки по длине магистрали.

На магистрали коаксиального кабеля распределение усилительных пунктов с АРУ по кч и грунтовой АРУ указывается в описании аппаратуры. В связи с тем что число усилителей на такой магистрали велико и требования к равенству их усиления также велики, возникают особенно высокие требования по точности размещения НУП между ОУП. Номинальная длина усилительного участка и предельные разбросы ее указываются для систем коаксиального кабеля при средней годовой температуре $+7,5^\circ\text{C}$ на глубине прокладки кабеля. Если средняя годовая температура отличается от $+7,5^\circ\text{C}$, номинальная длина усилительного участка определяется по формуле $l_{\text{ном } t} = l_{\text{ном } 7,5} \frac{\alpha_{7,5}}{\alpha_t}$, где $l_{\text{ном } 7,5}$ — номинальная длина усилительного участка при $t = +7,5^\circ\text{C}$; $\alpha_{7,5}$ — километрическое затухание кабеля при $t = +7,5^\circ\text{C}$; α_t —

километрическое затухание кабеля при средней расчетной температуре грунта.

Длина усилительного участка должна находиться в пределах, указанных для конкретной аппаратуры, причем применение участков максимальной и минимальной длины допускается только в исключительных случаях. На участках, укороченных более нормы, допустимо использование искусственных линий. Превышение номинальной длины сверх принятых отклонений для систем коаксиального кабеля недопустимо. При соблюдении средней длины усилительного участка, равной номинальной, качество каналов систем уплотнения коаксиальных магистралей будет находиться в пределах допустимых норм.

ДИАГРАММА УРОВНЕЙ

После размещения усилительных пунктов строится диаграмма уровней. Последняя является одним из главных паспортных документов для проектируемой магистрали, который позволяет установить усиление усилительных пунктов $S_{уп}$ и определить необходимое для расчетов помех усиление усилительных элементов S .

Построение диаграммы уровней канала симметричной кабельной цепи начинается с определения затухания усилительных участков при максимальной и минимальной температуре грунта на глубине заковки кабеля:

$$a_{уч макс} = \alpha_{макс} l + 2a_{тр}, \quad (9.6)$$

$$a_{уч мин} = \alpha_{мин} l + 2a_{тр}. \quad (9.7)$$

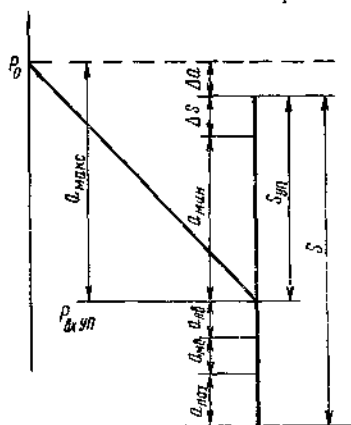


Рис. 9.3

Здесь $\alpha_{макс}$ и $\alpha_{мин}$ — максимальное и минимальное километрическое затухание кабеля; $a_{тр}$ — затухание линейного трансформатора.

Указанные величины определяются на расчетной частоте, принятой для данной аппаратуры. Максимальное и минимальное километрическое затухание находится по формулам:

$$\alpha_{макс} = \alpha_{+20} [1 - \alpha_{\alpha} (20 - t_{макс})], \quad (9.8)$$

$$\alpha_{мин} = \alpha_{+20} [1 - \alpha_{\alpha} (20 - t_{мин})]. \quad (9.9)$$

Диаграмма уровней строится следующим образом (рис. 9.3). От номинального исходящего уровня p_0 (на выходе оконечной станции или ОУП), принятого для данной аппаратуры, откладывают величину максимально возможного затухания $a_{макс}$. На вхо-

де последующего необслуживаемого усилительного пункта получается уровень

$$\rho_{\text{вх уп}} = \rho_0 - a_{\text{макс}} \quad (9.10)$$

Усиление усилительного пункта находится как сумма величин минимального затухания и общих пределов автоматической регулировки по температуре грунта, т. е.

$$S_{\text{уп}} = a_{\text{мин}} + \Delta S^1. \quad (9.11)$$

Если $a_{\text{макс}} - a_{\text{мин}} > \Delta S$, то уровень на выходе усилительного пункта ниже номинального на величину $\Delta a = a_{\text{макс}} - a_{\text{мин}} - \Delta S$. Если $a_{\text{макс}} - a_{\text{мин}} = \Delta S$, то $\Delta a = 0$. Если $a_{\text{макс}} - a_{\text{мин}} < \Delta S$, то необходимо установить такое усиление станции, чтобы оно было равным $a_{\text{макс}} - \Delta S$ во избежание перегрузки усилителя при уменьшении затухания участка до $a_{\text{мин}}$.

На усилительном пункте, где установлен усилитель с АРУ по контрольной частоте, исходящий уровень будет всегда равен номинальному. Следовательно, усиление этого пункта $S_{\text{уп кч}} = \rho_0 - \rho_{\text{вх уп}}$.

На входе усилительного элемента могут быть включены линейный и магистральный выравниватели и потенциометр. Назначение двух первых элементов пояснено в гл. 5. Потенциометр необходим для уменьшения усиления станции в случае, если оно должно быть установлено ниже минимального усиления усилительного элемента²⁾. Учтя затухание указанных элементов, как это показано на рис. 9.3, можно определить собственное усиление усилительного элемента

$$S = a_{\text{мин}} + \Delta S_{\text{гр}} + a_{\text{лв}} + a_{\text{мв}} + a_{\text{пот}}, \quad (9.12)$$

где $a_{\text{мин}}$ — минимальное затухание участка; $\Delta S_{\text{гр}}$ — пределы грунтовой АРУ; $a_{\text{лв}}$ — затухание линейного выравнивателя на расчетной частоте; $a_{\text{мв}}$ — затухание магистрального выравнивателя на расчетной частоте; $a_{\text{пот}}$ — затухание, вносимое за счет регулировки потенциометром.

РАСЧЕТ ПОМЕХ В КАНАЛАХ КАБЕЛЬНЫХ МАГИСТРАЛИ

Помехи от линейных переходов. Как было указано выше, расчету должны быть подвергнуты помехи от нелинейных переходов, собственные помехи и на магистралях симметричного кабеля помехи от линейных переходов.

В многопарных симметричных кабелях одну пару жил можно рассматривать как пару, подверженную влиянию, а остальные

¹⁾ При отсутствии приборов АРУ $\Delta S = 0$.

²⁾ Усиление $S_{\text{мин}}$ определяется максимально допустимой (предельной) глубиной отрицательной обратной связи, при которой еще обеспечивается устойчивость усилителя от самовозбуждения.

пары — как влияющие. Поскольку передача ведется одновременно не по всем парам, то из числа влияющих пар можно выделить «активные» пары, т. е. те, по которым в данный момент передаются сигналы. Токи линейных переходов носят случайный характер как при переходе от пары к паре, так и при переходах от участка к участку. Следовательно, мощность переходного тока зависит от числа влияющих пар и является случайной функцией.

Вероятность того, что из общего числа M пар в данном кабеле будут активными m пар, может быть подсчитана по формуле Бернулли:

$$p_M(m) = \frac{M!}{m!(M-m)!} \tau^m (1-\tau)^{M-m}, \quad (9.13)$$

где τ — вероятность того, что телефонный канал будет активным.

Статистика показывает, что в час наибольшей нагрузки канал будет активным 25% времени, т. е. $\tau = 0,25$. С учетом сказанного ф-ла (9.13) может быть записана в следующем виде:

$$p_M(m) = \frac{M!}{m!(M-m)!} \frac{3^{M-m}}{4^M}. \quad (9.14)$$

Из этой формулы, задавшись вероятностью превышения ε , можно определить m при заданном M . Так при $\varepsilon = 0,01$ для кабеля емкостью 4×4 , где число влияющих пар $M = 7$, число активных пар $m = 7$, а для кабеля емкостью 7×4 , где число влияющих пар $M = 14$, число активных пар $m = 10$. Зная m , можно определить результирующую защищенность $A_{лп1}$ от линейных переходов на одном усилительном участке:

$$A_{лп1} = -\frac{1}{2} \ln (0,2m e^{-2A_1} + 0,8m e^{-2A_2}), \quad (9.15)$$

где A_1 — защищенность на дальнем конце для 20% пар; A_2 — защищенность на дальнем конце для 80% пар.

Для магистрали с n усилительными участками результирующая защищенность определится как

$$A_{лп2} = A_{лп1} - \frac{1}{2} \ln n. \quad (9.16)$$

Зная защищенность на одном усилительном участке $A_{лп1}$, можно найти мощность помех от линейных переходов в точке с нулевым относительным уровнем от одного усилительного участка:

$$P_{лп1(0)} = e^{-2A_{лп1}}, \text{ мвт.}$$

Для магистрали, содержащей n усилительных участков, суммарная мощность помех от линейных переходов

$$P_{лп(0)2} = n P_{лп1(0)}, \text{ мвт.}$$

Собственные помехи. Как было указано в гл. 2, собственные помехи в каналах кабельной магистрали определяются

абсолютным уровнем собственных помех $p_{сп}$, приведенных ко входу усилителей, усилением усилителей и числом усилительных участков. Если уровень полезного сигнала на входе любого усилителя принять равным $p_{вх i}$, а уровень собственных помех $p_{сп}$, то защищенность $A_{сп i}$ на входе усилителя будет равна:

$$A_{сп i} = p_{вх i} - p_{сп}. \quad (9.17)$$

Уровень собственных помех на выходе канала от любого усилительного участка $p_{сп к i}$ будет равен:

$$p_{сп к i} = p_{к} - A_{сп i}, \quad (9.18)$$

где $p_{к}$ — относительный уровень полезного сигнала на выходе канала. На основании ф-л (9.17) и (9.18) имеем $p_{сп к i} = p_{к} - p_{вх i} + p_{сп}$. В точке с нулевым измерительным уровнем уровень собственных помех $p_{сп(0) i}$ от любого усилительного участка определится как

$$p_{сп(0) i} = p_{сп} - p_{вх i}. \quad (9.19)$$

При определении мощности помех на магистрали необходимо учитывать число усилительных пунктов. Уровень на входе усилителя удобнее представить так: $p_{вх i} = p_0 - \Delta a_i - S_i$, где p_0 , Δa и S определяются по диаграмме уровней (см. рис. 9.3). Тогда ф-ла (9.19) примет вид

$$p_{сп(0) i} = p_{сп} - p_0 + S_i + \Delta a_i. \quad (9.20)$$

Отсюда мощность собственных помех в точке с относительным нулевым уровнем от любого усилительного участка будет равна:

$$P_{сп(0) i} = e^{2(p_{сп} - p_0 + S + \Delta a)}, \text{ мет.} \quad (9.21)$$

Поскольку напряжения помех от различных участков не совпадают по фазе, то результирующая мощность помех в точке с нулевым относительным уровнем определится по закону сложения мощностей отдельных составляющих. Так, на магистрали, состоящей из n усилительных участков,

$$P_{сп(0) \Sigma} = e^{2(p_{сп} - p_0)} \sum_{i=1}^n e^{2(S_i + \Delta a_i)}, \text{ мет.} \quad (9.22)$$

Помехи от нелинейных переходов. Помехи от нелинейных переходов в основном появляются из-за нелинейности амплитудной характеристики групповых усилителей. В случае рассмотрения одного группового усилителя мощность нелинейных помех на его выходе хотя и мала, но соизмерима с другими видами помех. На магистрали с большим числом усилителей с помехами от нелинейных переходов приходится считаться.

Сложность в суммировании нелинейных помех, действующих в различных каналах, заключается в том, что, в отличие от собственных помех, они порождаются самим сигналом. Следовательно

но, на отдельных участках они могут совпадать как по частоте, так и по фазе.

Для определения закона суммирования продуктов нелинейности рассмотрим систему из двух усилителей, связанных участком линии. Будем считать, что амплитудные характеристики обоих усилителей описываются полиномом 3-й степени

$$u_{\text{вх}} = b_1 u_{\text{вх}} + b_2 u_{\text{вх}}^2 + b_3 u_{\text{вх}}^3, \quad (9.23)$$

где $u_{\text{вх}} = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t + U_3 \cos \omega_3 t + \dots$

Будем также считать, что фазовая характеристика усилительного участка прямолинейна в линейном спектре частот системы и описывается уравнением $\varphi = \varphi_0 + \tau \omega$, где φ_0 — фазовый сдвиг при нулевой частоте; τ — коэффициент пропорциональности.

На выходе первого усилителя с учетом нелинейности его амплитудной характеристики получим колебания следующего вида:

$$\left. \begin{aligned} & \cos \omega_1 t \dots \\ & \cos 2\omega_1 t \dots \\ & \cos 3\omega_1 t \dots \\ & \cos (\omega_1 \pm \omega_2) t \dots \\ & \cos (2\omega_1 \pm \omega_2) t \dots \\ & \cos (\omega_1 + \omega_2 + \omega_3) t \dots \\ & \cos (\omega_1 - \omega_2 - \omega_3) t \dots \\ & \cos (\omega_1 + \omega_2 - \omega_3) t \dots \end{aligned} \right\} \quad (9.24)$$

Все эти колебания, пройдя по усилительному участку, сдвинутся по фазе, так что на входе и соответственно на выходе второго усилителя появятся колебания вида

$$\left. \begin{aligned} & \cos (\omega_1 t + \varphi_0 + \tau \omega_1) \dots \\ & \cos (2\omega_1 t + \varphi_0 + 2\tau \omega_1) \dots \\ & \cos (3\omega_1 t + \varphi_0 + 3\tau \omega_1) \dots \\ & \cos [(\omega_1 \pm \omega_2) t + \varphi_0 + \tau (\omega_1 \pm \omega_2)] \dots \\ & \cos [(2\omega_1 \pm \omega_2) t + \varphi_0 + \tau (2\omega_1 \pm \omega_2)] \dots \\ & \cos [(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3) t + \varphi_0 + \tau (\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)] \dots \\ & \cos [(\omega_1 - \omega_2 - \omega_3) t + \varphi_0 + \tau (\omega_1 - \omega_2 - \omega_3)] \dots \\ & \cos [(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3) t + \varphi_0 + \tau (\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)] \dots \end{aligned} \right\} \quad (9.25)$$

Напряжения перечисленных составляющих создадут на выходе второго усилителя гармоники и комбинационные колебания. Нас интересуют продукты нелинейности от основных колебаний ви-

¹⁾ Начальные фазовые сдвиги составляющих входного сигнала считаем равными нулю.

да $\cos(\omega_1 t + \varphi_0 + \tau \omega_1)$ и т. д. Пренебрегая гармониками и комбинационными колебаниями от продуктов нелинейности (их значения малы), за счет нелинейности второго усилителя на его выходе будем иметь колебания вида:

$$\left. \begin{aligned} & \cos(2\omega_1 t + 2\varphi_0 + 2\tau\omega_1) \dots \\ & \cos(3\omega_1 t + 3\varphi_0 + 3\tau\omega_1) \dots \\ & \cos[(\omega_1 \pm \omega_2)t + (\varphi_0 \pm \varphi_0) + \tau(\omega_1 \pm \omega_2)] \dots \\ & \cos[(2\omega_1 \pm \omega_2)t + (2\varphi_0 \pm \varphi_0) + \tau(2\omega_1 \pm \omega_2)] \dots \\ & \cos[(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)t + 3\varphi_0 + \tau(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)] \dots \\ & \cos[(\omega_1 - \omega_2 - \omega_3)t - \varphi_0 + \tau(\omega_1 - \omega_2 - \omega_3)] \dots \\ & \cos[(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)\varphi_0 + \tau(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)] \dots \end{aligned} \right\} \quad (9.26)$$

Сравнивая попарно продукты нелинейности, возникшие в первом усилителе и усиленные вторым [см. (9.25)], и продукты нелинейности второго усилителя [см. (9.26)], видим, что только у продуктов вида $(\omega_1 + \omega_2 - \omega_3)$ и $(2\omega_1 - \omega_2)$ колебания совпадают по фазе. У остальных продуктов колебания по фазе не совпадают.

Продукты нелинейности, фазы которых совпадают с фазами продуктов, получающихся на выходе каждого усилителя в отдельности, называются продуктами 1-го рода. К ним относятся все комбинационные частоты, у которых алгебраическая сумма коэффициентов при составляющих частотах равна единице (см. § 2.5). Все остальные про-

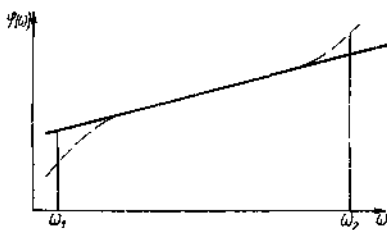


Рис 9.4

дукты нелинейности называются продуктами 2-го рода. Продукты нелинейности 1-го рода при идеальной прямолинейной фазовой характеристике будут суммироваться вдоль магистрали по напряжению. Для продуктов нелинейности 2-го рода наиболее вероятным будет закон суммирования по мощности.

Реальная фазовая характеристика усилительного участка отличается от прямой (рис. 9.4). Это отличие при суммировании продуктов нелинейности 2-го рода заметно не сказывается. При суммировании продуктов нелинейности 1-го рода нелинейностью фазовой характеристики пренебрегать нельзя. Сложность заключается в том, что в настоящее время закон суммирования продуктов нелинейности 1-го рода с учетом реальной фазовой характеристики не выяснен.

Перейдем к выводу расчетных соотношений для определения мощности помех от нелинейных переходов. Для этого воспользуемся ф-лами (2.95) и (2.96), выведенными в предположении, что система работает без предскажений. На основании этих фор-

мул мощность нелинейных помех на выходе любого усилителя в спектре частот любого канала определится следующим образом¹⁾:

$$P_{\text{нпк } 2i} = 4 \frac{\Delta F_K}{\Delta f} y_2(\sigma_K) e^{4(\rho_{1i} + \Delta \rho_{\text{ср}}) - 2a_{2r(0)} t}, \text{ ватт}, \quad (9.27)$$

$$P_{\text{нпк } 32i} = 24 \frac{\Delta F_K}{\Delta f} y_{32}(\sigma_K) e^{6(\rho_{1i} + \Delta \rho_{\text{ср}}) - 2a_{3r(0)} t}, \text{ ватт}, \quad (9.28)$$

$$P_{\text{нпк } 31i} = 24 \frac{\Delta F_K}{\Delta f} y_{31}(\sigma_K) e^{6(\rho_{1i} + \Delta \rho_{\text{ср}}) - 2a_{3r(0)} t}, \text{ ватт}. \quad (9.29)$$

Определим мощность помех в канале от любого усилителя в точке с нулевым относительным уровнем, для чего воспользуемся формулой

$$P_{(0)} = P_{(\rho)} e^{-2\rho}. \quad (9.30)$$

Затухание нелинейности $a_{\text{нл}(0)}$ задается для определенного усиления S_0 при нулевом уровне полезного сигнала на выходе. В усилителях с регулировкой в цепи отрицательной обратной связи можно практически считать [см. ф-лы (5.178) и (5.179)], что

$$a_{\text{нл}(0)} = a_{\text{нл}} + S_0 - S_i. \quad (9.31)$$

В соответствии с рис. 9.3

$$\rho_{1i} = \rho_0 - \Delta a_i. \quad (9.32)$$

Подставив выражения из ф-л (9.30) — (9.32) в ф-лы (9.27) — (9.29), получим формулы, определяющие мощность нелинейных помех в канале в точке с нулевым относительным уровнем от любого i -го усилителя:

$$P_{\text{нпк } 2(0)} = 4 \frac{\Delta F_K}{\Delta f} y_2(\sigma_K) e^{2(\rho_0 + 2\Delta \rho_{\text{ср}} - a_{2r(0)} - S_0)} e^{2(S_i - \Delta a_i)}, \text{ ватт}. \quad (9.33)$$

$$P_{\text{нпк } 32(0)} = 24 \frac{\Delta F_K}{\Delta f} y_{32}(\sigma_K) e^{2(2\rho_0 + 3\Delta \rho_{\text{ср}} - a_{3r(0)} - S_0)} e^{2(S_i - 2\Delta a_i)}, \text{ ватт}. \quad (9.34)$$

$$P_{\text{нпк } 31(0)} = 24 \frac{\Delta F_K}{\Delta f} y_{31}(\sigma_K) e^{2(2\rho_0 + 3\Delta \rho_{\text{ср}} - a_{3r(0)} - S_0)} e^{2(S_i - 2\Delta a_i)}, \text{ ватт}. \quad (9.35)$$

Продукты нелинейности второго и третьего порядков 2-го рода складываются по мощности. Отсюда суммарная мощность помех от продуктов второго порядка для магистрали с n усилителями будет равна:

$$P_{\text{нпк } 2(0)} = 4 \frac{\Delta F_K}{\Delta f} y_2(\sigma_K) e^{2(\rho_0 + 2\Delta \rho_{\text{ср}} - a_{2r(0)} - S_0)} \sum_{i=1}^n e^{2(S_i - \Delta a_i)}, \text{ ватт}. \quad (9.36)$$

¹⁾ Псофометрический коэффициент k_n будет введен при подсчете общей мощности помех в канале.

Суммарная мощность помех от продуктов третьего порядка 2-го рода будет равна:

$$P_{\text{ник } 32(0) \text{ в}} = 24 \frac{\Delta F_k}{\Delta f} y_{32}(\sigma_k) e^{2(2\rho_0 + 3\Delta\rho_{\text{ср}} - a_{3r(0)} - S_0)} \sum_{i=1}^n e^{2(S_i - 2\Delta\sigma_i)}, \text{ мвт.} \quad (9.37)$$

Для суммирования помех от продуктов третьего порядка 1-го рода в настоящее время принято следующее правило: внутри секции автоматической регулировки по контрольной частоте суммирование ведется по напряжению, а по секциям автоматической регулировки по контрольной частоте — по мощности. На основании этого правила суммарная мощность помех от продуктов третьего порядка 1-го рода будет равна:

$$P_{\text{ник } 31(0) \text{ в}} = 24 \frac{\Delta F_k}{\Delta f} y_{31}(\sigma_k) e^{2(2\rho_0 + 3\Delta\rho_{\text{ср}} - a_{3r(0)} - S_0)} \sum_{j=1}^l \left[\sum_{i=1}^r e^{S_{ij} - 2\Delta\sigma_{ij}} \right]^2 \text{ мвт}, \quad (9.38)$$

где r — число усилителей внутри секции АРУ по кч; l — число секций АРУ по кч.

Как было указано в § 2.5, на кабельных магистралях применяют работу с перекосом исходящих уровней в каналах (работа с предискажением). В данном случае достигается повышение защищенности от собственных помех в верхних каналах за счет нижних. Мощность помех рассчитывается при этом по формулам, аналогичным ф-лам (9.33) — (9.38), но с учетом других значений функций спектрального распределения продуктов нелинейности $y_{32}(\sigma_k)$, $y_{32s}(\sigma_k)$, $y_{31s}(\sigma_k)$ в соответствии с ф-лами (2.104) — (2.108).

Значение ρ_0 принимается равным относительному уровню, установленному для системы при работе ее без перекоса уровней. Этот уровень связан с уровнем при работе с перекосом ф-лой (2.111) или (2.112). Значения же $\Delta\sigma_i$ определяются по диаграмме уровней, построенной для рассчитываемого канала.

После расчета всех составляющих помех в канале подсчитывают их суммарное значение в психометрических единицах:

$$P_{\text{общ}(0) (\text{псоф})} = \kappa_{\text{п}}^2 (P_{\text{лп}(0) \text{ в}} + P_{\text{сп}(0) \text{ в}} + P_{\text{нп}2(0) \text{ в}} + P_{\text{нп}32(0) \text{ в}} + P_{\text{нп}31(0) \text{ в}}), \quad (9.39)$$

где $\kappa_{\text{п}}$ — психометрический коэффициент по напряжению. При $\Delta F_k = 3,1$ кГц $\kappa_{\text{п}} = 1/1,33 \approx 0,75$.

При проектировании каналов систем коаксиального кабеля значением $P_{\text{лп}}$ можно пренебречь.

Если $P_{\text{общ}(0) (\text{псоф})}$ не превышает заданной нормы, то считают, что размещение усилительных пунктов произведено правильно.

§ 9.3. Особенности проектирования телефонных каналов воздушных линий связи с проводами из цветных металлов

НОРМЫ И РЕКОМЕНДАЦИИ НА ДОПУСТИМУЮ ВЕЛИЧИНУ ПОМЕХ В ТЕЛЕФОННОМ КАНАЛЕ

МККТТ установлена рекомендация на среднюю величину допустимой психофотметрической мощности помех в телефонном канале эталонной воздушной линии связи. Эта величина в точке с нулевым относительным уровнем полезного сигнала не должна превышать $P_{\text{п}}=20\,000$ *вт* за час наибольшей нагрузки в периоды, когда линия не подвержена особо неблагоприятным метеорологическим условиям — примерно в течение 90% времени. Указанной мощности помех соответствует напряжение на зажимах междугородного коммутатора $U_{\text{п}}=1,55$ *мв псоф*.

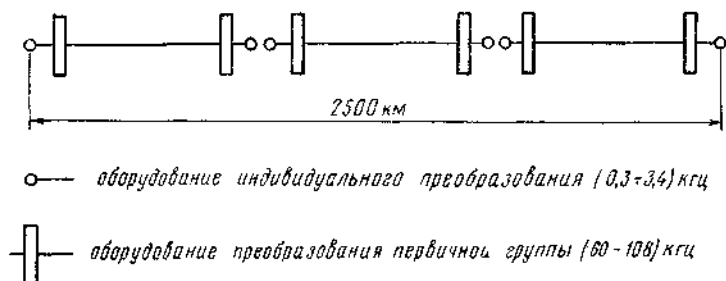


Рис 95

МККТТ рекомендовал для систем уплотнения воздушных линий связи эталонную цепь протяженностью 2500 км, изображенную на рис. 9.5. Эта цепь включает в себя два переприема тональной частоте.

Помехи в каналах складываются из помех, вносимых оконечной и переприемной аппаратурой $P_{\text{п. апп}}$ и помех группового тракта. Последние определяются, главным образом, линейными (переходные помехи с параллельных цепей, влияние линий электропередачи, электрифицированных железных дорог и т. п.), атмосферными и в меньшей степени пелиейными и собственными помехами.

По рекомендации МККТТ средняя психофотметрическая мощность помех, создаваемых оконечным и переприемным оборудованием, для эталонной цепи принимается равной 2500 *вт псоф*. Отсюда следует, что на помехи группового тракта остается 17 500 *вт псоф* в точке с нулевым относительным уровнем.

Мощность помех группового тракта пропорциональна числу усилительных участков и, следовательно, длине магистрали. Таким образом, мощность помех, приходящаяся на 1 км длины магистрали, будет равна:

$$P_{n(l)} = P_n/L = 17500/2500 = 7 \text{ пквт псоф/км}, \quad (9.40)$$

где P_n — норма помех на эталонную цепь; L — длина эталонной цепи.

При длине магистрали l , км,

$$P_{n(l)} = 7l, \text{ пвт псоф}. \quad (9.41)$$

Допустимая величина напряжения помех в телефонном канале (на зажимах междугородного коммутатора) для участка длиной l , км, определится из выражения

$$U_{n(l)} = U_n \sqrt{l/L}, \quad (9.42)$$

где U_n — допустимое напряжение помех эталонной цепи.

На междугородной сети СССР для каналов воздушных линий связи с проводами из цветных металлов рекомендована длина переприемного участка 2000 км и нормы на помехи задаются в мв псоф в точке с уровнем полезного сигнала — 0,8 неп.

Определим допустимую норму атмосферных помех, которые являются основными в каналах воздушных линий связи и определяют размещение усилительных пунктов. При этом исходными при проектировании являются данные по атмосферным помехам. Из общего значения допустимой мощности помех, приходящихся на 1 км, 7 пквт псоф/км, на атмосферные помехи отводится 2 пквт псоф/км в точке с нулевым относительным уровнем или 4000 пквт на магистрали длиной 2000 км. Эта величина соответствует напряжению помех в точке с уровнем полезного сигнала — 0,8 неп, равному 0,7 мв псоф.

Такая норма принята для телефонных каналов любой многоканальной системы на воздушных линиях связи с проводами из цветных металлов при метеорологических условиях «лето—сыро, $t=20^\circ\text{C}$ ». При неблагоприятных метеорологических условиях (изморозь, гололед) выполнить указанную норму для всех каналов системы не представляется возможным из-за резкого увеличения затухания усилительных участков.

В табл. 9.1 приведены принятые в СССР максимально допустимые значения атмосферных помех в канале на линии длиной 2000 км в точке с уровнем полезного сигнала — 0,8 неп (значения помех даны в мв псоф).

Таблица 9.1

Система уплотнения	Лето-сыро, $t=20^\circ\text{C}$	Гололед 5 мм	Изморозь 25 мм
Двенадцатиканальная система В-12-3 (В-12-2)	0,7	7,3	—
Трехканальная система В-3-3(В-3-2)	0,7	—	6,0

Для участка длиной l , км, допустимое напряжение помех определяется по формуле

$$U_{n(t)} = U_{n(2000)} \sqrt{l/2000}, \text{ мв псоф.} \quad (9.43)$$

В случае определения принимаемых при проектировании худших метеоусловий учитываются их повторяемость и длительность. Чем хуже метеоусловия, тем соответственно больше километрическое затухание, тем чаще приходится размещать усилительные пункты, что приводит к большим затратам на строительство магистрали и эксплуатацию. В результате статистических наблюдений установлены следующие предельные (проектные) худшие метеоусловия: для аппаратуры В-12-3 (В-12-2) — гололед 5 мм; В-3-3 (В-3-2) — изморозь 25 мм; канал низкой частоты — «лето—сыро, $t=20^\circ\text{C}$ ».

РАЗМЕЩЕНИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПУНКТОВ НА ВОЗДУШНОЙ МАГИСТРАЛИ

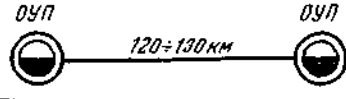
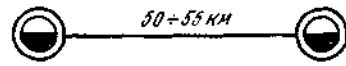
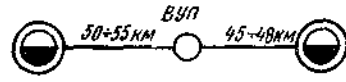
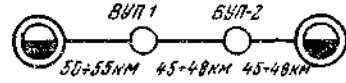
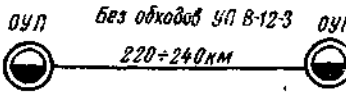
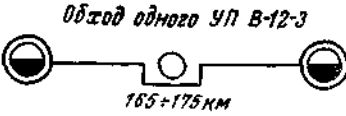
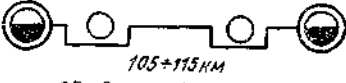
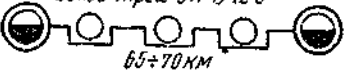
Воздушные линии связи с проводами из цветных металлов уплотняются трех- и двенадцатиканальными системами и каналом ДПС (двухполосной служебной связи) или каналом низкой частоты. Для удобства эксплуатации и снижения капитальных затрат в основных обслуживаемых усилительных пунктах ОсУП располагают промежуточную усилительную аппаратуру всех систем. Так как затухание цепей на частотах двенадцатиканальной системы значительно больше затухания цепей на частотах других систем, то возникает необходимость оборудования дополнительных обслуживаемых усилительных пунктов ДУП, в которых размещается промежуточная усилительная аппаратура только для двенадцатиканальных систем.

В случае тяжелых метеоусловий на трассе магистрали между двумя соседними обслуживаемыми станциями двенадцатиканальных систем оборудуются необслуживаемые вспомогательные усилительные пункты ВУП. В этих пунктах для системы В-12-3 размещаются дистанционно-питаемые усилительные станции ВУС-12-3, которые включаются при ухудшении метеорологических условий и автоматически выключаются при их улучшении.

Для уменьшения влияния между цепями, уплотненными 12-канальной системой (до 150 кгц), вводы этих цепей в здания усилительных пунктов каблируются. Согласование осуществляется с помощью согласовывающих автотрансформаторов.

Исходя из конкретного задания проекта, может быть намечено несколько вариантов прохождения трассы магистрали, а также размещения вдоль нее усилительных пунктов. Окончательное решение принимается по результатам технико-экономического сравнения вариантов. В качестве допустимых длин усилительных участков при предварительном размещении усилительных пунктов вдоль воздушных магистралей можно руководствоваться данными, приведенными в табл. 9.2.

Таблица 9.2

Система уплотнения	Худшие метеословия	Схемы и рекомендуемые длины усилительных участков, км	Примечание
В-12-3	Лето — сыро, $t = 20^{\circ}\text{C}$		<p>1. Длины усилительных участков приведены в предположении отсутствия кабельных вставок</p> <p>2. При размещении между двумя обслуживаемыми станциями В-12-3 двух ВУП второй ВУП (по направлению передачи верхней группы частот) должен быть постоянно действующим при любых метеословиях</p>
	Гололед 5 мм	  	
В-3-3	Лето — сыро, $t = 20^{\circ}\text{C}$		
	Изморозь 25 мм	 <p>Обход одного УП В-12-3</p>	
		 <p>Обход двух УП В-12-3</p>	
 <p>Обход трех УП В-12-3</p>			

Обслуживаемые усилительные пункты (ОУП, ДУП) размещаются в населенных пунктах; вспомогательные усилительные пункты обычно располагают в монтерских домиках, которые могут находиться и вне населенных пунктов.

После предварительного размещения усилительных пунктов определяются реальные длины усилительных участков воздушной линии, кабельных вставок и каблированных вводов и составляется расчетная схема проектируемой магистрали. На расчетной схе-

ме магистрали указываются материал и диаметр проводов, тип кабеля, длины воздушных и кабельных участков.

Правильность размещения усилительных пунктов проверяется электрическим расчетом каналов. Основными разделами электрического расчета телефонных каналов являются построение диаграммы уровней и расчет ожидаемой величины атмосферных помех.

ДИАГРАММА УРОВНЕЙ

После размещения усилительных пунктов и составления расчетной схемы магистрали строятся диаграммы уровней. Диаграммы уровней каналов вч телефонирования строятся для обоих направлений передачи на высшей передаваемой частоте и для всех проектных метеоусловий. Диаграммы уровней канала нч рассчитываются для двух направлений передачи на частоте 800 гц для метеоусловий «лето—сыро, $t=20^{\circ}\text{C}$ ».

Для построения диаграммы уровней передачи по каналам необходимо рассчитать затухание усилительных участков и усиление промежуточных усилителей. Затухание усилительного участка складывается из затухания всех линейных и станционных устройств, включенных на участке, и может быть найдено по формуле

$$a_{\text{уч}} = \sum a_{\text{вл}} + \sum a_{\text{кл}} + \sum a_{\text{су}} + \sum a_{\text{дп}} + \sum a_{\text{обк}} + \sum a_{\text{зк}} + \sum a_{\text{ВУС}} + 2a_{\text{лф}}, \quad (9.44)$$

где $a_{\text{вл}}$ — затухание участка воздушной линии ($a_{\text{вл}} = \alpha_{\text{вл}} l_{\text{вл}}$); $a_{\text{кл}}$ — затухание участка кабельной линии ($a_{\text{кл}} = \alpha_{\text{кл}} l_{\text{кл}}$); $a_{\text{су}}$ — затухание согласовывающих автотрансформаторов; $a_{\text{дп}}$ — затухание, вносимое приборами дистанционного питания; $a_{\text{обк}}$ — затухание обходных фильтров; $a_{\text{зк}}$ — затухание запирающих катушек; $a_{\text{ВУС}}$ — дополнительное затухание, вносимое станционными устройствами ВУС в двенадцатиканальные системы уплотнения в положении ВУС, подготовленного к включению (ВУС включен, дистанционное питание выключено); $a_{\text{лф}}$ — затухание комплекта линейных фильтров, включенных в канал. В комплект линейных фильтров канала низкой частоты входят также и линейные трансформаторы.

В каналах вч при одинаковых исходящих уровнях передачи усиление промежуточных усилителей принимается равным затуханию предыдущего усилительного участка при заданных метеорологических условиях:

$$S_{\text{к}} = a_{\text{к}}. \quad (9.45)$$

В случае использования ВУС-12, уровень передачи на выходе которых меньше уровня передачи на выходе обслуживаемых станций, усиление ВУС-12 принимается равным:

$$S_{\text{ВУС}} = a_{\text{ПВ-ВУС}} - (\rho_{\text{н}} - \rho_{\text{ВУС}}), \quad (9.46)$$

а усиление усилителя обслуживаемой станции, размещенной вслед за ВУС,

$$S_{\text{пв}} = a_{\text{вус-пв}} + (p_{\text{н}} + p_{\text{вус}}), \quad (9.47)$$

где $p_{\text{н}}$ — уровень передачи на выходе обслуживаемой станции В-12-3; $p_{\text{вус}}$ — уровень передачи на выходе вспомогательной усилительной станции ВУС-12.

Диаграмма уровней канала, приведенная на рис. 9.6, поясняет эти формулы и процесс построения диаграммы.

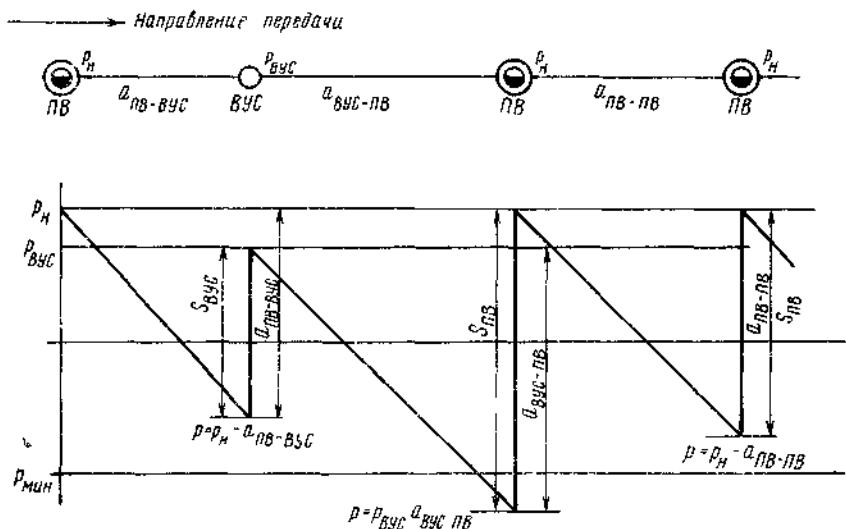


Рис. 96

Приборы АРУ промежуточных и оконечных станций автоматически устанавливают необходимую величину усиления и поддерживают постоянным исходящий уровень $p_{\text{н}}$ (или $p_{\text{вус}}$ для ВУС). При проектировании следует проверять, не превышает ли требуемая величина усиления максимальной усилительной способности усилителей.

ПРОВЕРКА ОЖИДАЕМОЙ ВЕЛИЧИНЫ НАПРЯЖЕНИЯ АТМОСФЕРНЫХ ПОМЕХ В КАНАЛАХ ВОЗДУШНОЙ МАГИСТРАЛИ

Правильность размещения усилительных пунктов проверяется расчетом ожидаемого напряжения атмосферных помех в каналах. Должно выполняться условие

$$U_{\text{ап}} \leq U_{\text{ап доп}}, \quad (9.48)$$

где $U_{\text{ап}}$ — ожидаемое напряжение атмосферных помех; $U_{\text{ап доп}}$ — допустимое напряжение атмосферных помех в канале воздушной магистрали, определяемое по ф-ле (9.43).

Рассмотрим магистраль, состоящую из n усилительных участков, и выведем некоторые, необходимые в дальнейшем, соотношения (рис. 9.7).

Уровень полезного сигнала на входе i -го усилителя

$$P_{пр\ i} = P_{пер\ i-1} - a_i, \quad (9.49)$$

где $P_{пер\ i-1}$ — уровень передачи на выходе предыдущего усилителя; a_i — затухание i -го усилительного участка.

Обозначим уровень помех на входе i -го усилителя через $P_{п\ i}$. Тогда защищенность на входе i -го усилителя $A_{з\ i}$ будет равна:

$$A_{з\ i} = P_{пр\ i} - P_{п\ i} = P_{пер\ i-1} - a_i - P_{п\ i}. \quad (9.50)$$

Защищенность на выходе канала в точке k (от i -го участка)

$$A_{з\ k\ i} = P_k - P_{п\ k\ i}, \quad (9.51)$$

где P_k — уровень полезного сигнала на выходе канала в точке k ; $P_{п\ k\ i}$ — уровень помех в точке k от i -го усилительного участка.

Полагая, что тракт передачи от i -го усилителя до выхода канала вносит одинаковое усиление и затухание как для полезного сигнала, так и для помех, т. е. $A_{з\ i} = A_{з\ k\ i}$, и учитывая соотношение (9.50), получим

$$P_{п\ i}^{(k)} = e^{2P_{п\ i}} = e^{2(P_c - A_{з\ i})}. \quad (9.52)$$

Так как помехи, приходящие с разных участков на выход канала, не совпадают по фазе, то результирующая мощность их определится как сумма составляющих мощностей

$$P_{п\ k} = \sum_{i=1}^n P_{п\ k\ i}, \quad (9.53)$$

где n — количество усилительных участков на магистрали.

1) Здесь и в дальнейшем P обозначает мощность в милливаттах, а p — уровень в неперах.

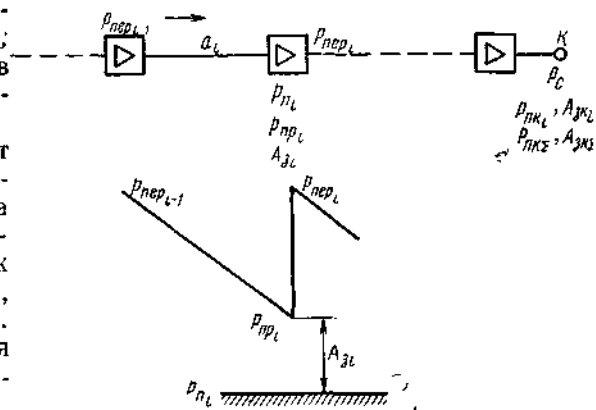


Рис. 9.7

Формула (9.53) с учетом ф-лы (9.52) может быть записана следующим образом:

$$P_{\text{пз}} = \sum_{i=1}^n e^{2(\rho_c - A_3 i)} = e^{2\rho_c} \sum_{i=1}^n e^{-2A_3 i}. \quad (9.54)$$

Отсюда уровень суммарной ожидаемой мощности помех на выходе канала

$$\rho_{\text{пз}} = \frac{1}{2} \ln P_{\text{пз}} = \rho_c + \frac{1}{2} \ln \sum_{i=1}^n e^{-2A_3 i}. \quad (9.55)$$

Необходимость расчета ожидаемого напряжения помех определяется сравнением фактических уровней приема на входах усилителей с минимально допустимым уровнем приема $\rho_{\text{мин}}$. Минимально допустимый уровень приема на входе усилительного оборудования — это такой уровень полезного сигнала, при котором обеспечивается равенство ожидаемой и допустимой мощности (напряжения) атмосферных помех. Величину его можно определить следующим образом.

Предполагая равномерное размещение усилительных пунктов, ф-лу (9.55) можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} \rho_{\text{пз}} = \rho_{\text{п доп}} = \rho_c + \frac{1}{2} \ln \sum_{i=1}^n e^{-2A_3 i} &= \rho_c + \frac{1}{2} \ln (n e^{-2A_3}) = \\ &= \rho_c + \frac{1}{2} \ln n - \rho_{\text{мин}} - \rho_{\text{ап}(1)}, \end{aligned} \quad (9.56)$$

где n — количество усилительных участков на магистрали; ρ_c — уровень полезного сигнала на выходе канала; $\rho_{\text{ап}(1)}$ — уровень атмосферных помех на одном усилительном участке. Значения $\rho_{\text{ап}(1)}$, полученные статистически, приведены в табл. 9.3.

Таблица 9.3

Система уплотнения	Расчетная частота, кГц	$\rho_{\text{ап}(1)}$, неп	Примечание
В-12-3	143	-9,2	Для всех диаметров и профилей цветных цепей и для любых метеорологических условий
	84	-9,0	
В-3-3	31	-8,25	Не зависит от длины усилительного участка
	16	-8,1	

Уровень допустимого напряжения атмосферных помех в соответствии с ф-лой (9.43) равен:

$$p_{ан(t)_{доп}} = \ln \frac{U_{ан(t)}}{775} = \ln \left(\frac{U_{ан}}{775} \sqrt{\frac{l}{2000}} \right). \quad (9.57)$$

Нормированные значения $U_{ан}$ заданы в психометрических величинах, а значение $p_{ан(t)}$ — в эффективных. Поэтому переведем значения $U_{ан}$ в эффективные значения и тогда

$$p_{ан(t)} = \ln \left(\frac{U_{ан}}{775\kappa_n} \sqrt{\frac{l}{2000}} \right), \text{ неп}, \quad (9.58)$$

где κ_n — психометрический коэффициент. Для эффективно передаваемой полосы $0,3 \div 3,4$ кГц $\kappa_n = 0,75$.

Приравнявая выражения (9.56) и (9.58), найдем значение $p_{мин}$ для точки с относительным уровнем полезного сигнала $p_c = -\alpha_r = -0,8$ неп (выход канала):

$$p_{мин} = p_{ан(t)} - 0,8 + \frac{1}{2} \ln n + \ln \frac{775\kappa_n}{U_{ан} \sqrt{\frac{l}{2000}}}, \text{ неп}. \quad (9.59)$$

Рассчитанное значение минимально допустимого уровня наносится на диаграмму уровней (см. рис. 9.6) в виде прямой, параллельной оси абсцисс. Если фактические значения уровней приема совпадают с линией $p_{мин}$ или размещены выше ее, то ожидаемое напряжение атмосферных помех будет не больше допустимого и нет необходимости рассчитывать это напряжение. Если же фактические значения уровней приема во всех точках окажутся ниже линии $p_{мин}$, то ожидаемое напряжение помех будет больше допустимого и в этом случае следует перераспределить усилительные пункты.

В реальных условиях равномерное размещение усилительных пунктов не представляется возможным и уровни приема в некоторых точках оказываются ниже линии $p_{мин}$, а в некоторых точках — выше ее. В этом случае необходимо рассчитать ожидаемое напряжение атмосферных помех. Применим ф-лу (9.55) в следующем виде:

$$\begin{aligned} p_{пкз} &= p_c + \frac{1}{2} \ln \sum_1^n e^{-2A_a t} = p_c + \frac{1}{2} \ln \sum_1^n e^{-2(p'_{np t} - p_{ан(t)})} = \\ &= p_c + p_{ан(t)} + \frac{1}{2} \ln \sum_1^n e^{-2p'_{np t}}. \end{aligned} \quad (9.60)$$

Так как $p_c = -\alpha_r = -0,8$ неп, то

$$p_{пкз} = p_{ан(t)} - 0,8 + \frac{1}{2} \ln \sum_1^n e^{-2p'_{np t}}, \quad (9.61)$$

где $\rho'_{пр i}$ — уровень приема на входе вводного устройства i -го усилителя (рис. 9.8):

$$\rho'_{пр i} = \rho_{пер i-1} - (a_i - a_b o_i) = \rho_{пр i} + a_b o_i. \quad (9.62)$$

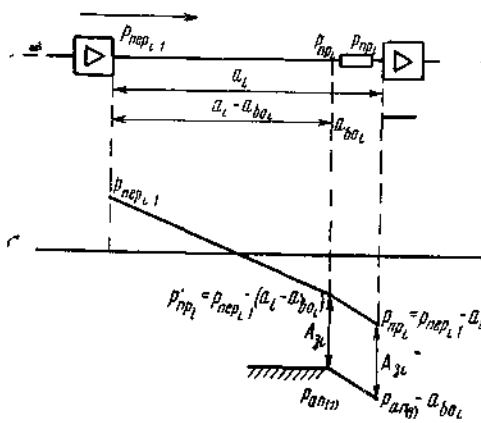


Рис. 9.8

При расчете ожидаемых атмосферных помех затухание вводного устройства (каблелированный ввод, стационарные устройства) на приемном конце усилительного участка не учитывается, так как оно не изменяет величину разности между уровнем полезного сигнала и уровнем помех (рис. 9.8).

Ожидаемое психометрическое напряжение атмосферных помех

$$U_{апх (псф)} = 775 \kappa_{п} e^{\rho_{апх}}, \text{ мВ псф.} \quad (9.63)$$

Полученная величина не должна превышать допустимого для данных метеоусловий значения атмосферных помех. В противном случае необходимо изменить размещение усилительных пунктов



ОБОРУДОВАНИЕ КОНТРОЛЯ НА МАГИСТРАЛЯХ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЯЗИ¹⁾

§ 10.1. Общие сведения

Для своевременного обнаружения и устранения неисправностей в многоканальной аппаратуре проводятся постоянный контроль и периодические измерения.

Периодические измерения требуют присутствия на передающей и приемной станциях квалифицированного технического персонала и наличия высококачественных измерительных приборов.

В современных системах наиболее важным является введение непрерывного контроля обобщенных параметров, т. е. контроль всего оборудования в целом, улучшение качественных показателей устройств контроля — их надежности, точности, экономичности и т. д. Особенно это относится к устройствам контроля, устанавливаемым в НУП.

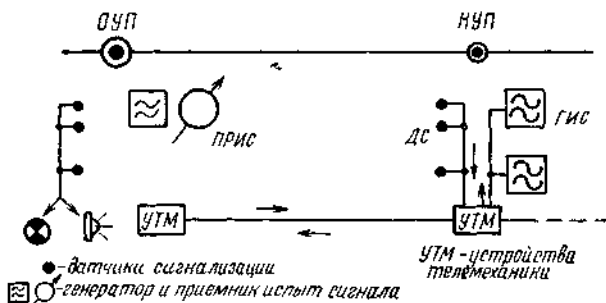


Рис 10 1

Схема размещения на магистрали оборудования контроля показана на рис. 10.1. В состав оборудования входят: датчики сигнализации, генераторы и приемники испытательных сигналов и устройства телемеханики. Рассмотрим назначение этих устройств.

Датчики сигнализации преобразуют контролируемый параметр в сигнал. Как только контролируемый параметр превышает предельное значение, датчик срабатывает. Выходной элемент его,

¹⁾ Эту главу написал инж. Фуксон А. И.

например реле, замыкает цепи местной сигнализации (лампы и звонка) и передачи сигнала телемеханики.

Генераторы и приемники испытательных сигналов предназначаются для проверки параметров трактов по испытательным сигналам (гармоническим, импульсным и др.). Генераторы могут подключаться к трактам постоянно или периодически. Периодическое подключение генераторов, размещенных в НУП, осуществляется с помощью устройств телемеханики. Другим назначением этих устройств является проверка датчиков сигнализации НУП.

Оборудование контроля магистралей многоканальной связи позволяет организовать проверку сквозных (габаритных, выходных) параметров и состояния отдельных элементов и узлов оборудования. Выход сквозного параметра за пределы нормы связан с ухудшением качества передачи информации и оценивается как повреждение магистрали. Из сквозных параметров контролем охватываются лишь такие, которые наиболее сильно влияют на качество передачи информации и изменение их вызывает изменение других параметров. Так, качество передачи речевых сигналов по линейному тракту достаточно полно определяется остаточным затуханием и суммарными помехами, возникающими в этом тракте. Последние являются функцией целого ряда параметров: нелинейных и собственных помех, диаграммы уровней, защищенности от переходов с других трактов и т. д. В силу отмеченных причин остаточное затухание и суммарные помехи выбираются в качестве параметров, подлежащих непрерывному контролю.

В последнее время вводится также непрерывный контроль кратковременных изменений уровней контрольных частот, поскольку от этого параметра во многом зависит качество передачи дискретной информации.

Помимо контроля сквозных параметров, на магистрали контролируются состояния отдельных элементов, узлов и участков линейного тракта. При этом стремятся выявить постепенные изменения и повреждения этих объектов, при которых, однако, сквозные параметры еще не вышли за пределы нормы. По данным такого контроля технический персонал проводит восстановительные работы (замену элементов и узлов, регулировку и пр.), предупреждая тем самым повреждение магистрали в целом.

На обслуживаемых усилительных пунктах магистрали предупредительной сигнализацией отмечается:

- переход на резерв устройств питания, генераторов контрольных частот и т. д.;
- исчерпание пределов регулирования и блокировка в устройствах АРУ;
- отклонение уровня контрольных частот за пределы нормы на выходе генераторного оборудования;
- повреждение устройств телемеханики и т. д.

§ 10.2. Устройства телемеханики

НАЗНАЧЕНИЕ УСТРОЙСТВ

В современных многоканальных системах подавляющая часть оборудования линейного тракта размещается в необслуживаемых пунктах. Поэтому важной функцией системы контроля является дистанционный контроль оборудования НУП. Как уже говорилось выше, этот контроль осуществляется устройствами телемеханики.

Устройства телемеханики входят в состав оборудования линейного тракта и предназначаются для передачи из ОУП в НУП сигналов управления, а в обратном направлении, из НУП в ОУП, сигналов извещения.

Сигналы управления используются для подключения генераторов испытательных частот, размещенных в НУП, к требуемому линейному тракту. При этом проверяются параметры линейного тракта между ОУП и любым НУП участка телеобслуживания.

Сигналами извещения технического персонал ОУП информируется о положении датчиков сигнализации НУП (нормальном или аварийном). Одна часть этих датчиков контролирует состояние элементов и узлов оборудования: уровни контрольных частот на выходе усилителя, режим работы усилительных элементов, токи и напряжения в цепях местного и дистанционного питания и т. д. Другая часть датчиков контролирует состояние кабеля: давление газа в кабеле, утечка газа, сопротивление изоляции сигнальных жил и т. д. И, наконец, третья часть датчиков контролирует положение НУП: положение крышки люка НУП (открыта или закрыта), появление воды в помещении НУП и т. д.

Использование в системах телемеханики магистралей дальней связи специальных мер, обеспечивающих их работоспособность до места повреждения кабеля, дает возможность с помощью устройств телемеханики определять место обрыва кабеля — повреждение, приводящее к простоям магистрали. Кроме того, устройства телемеханики применяются также и для некоторых второстепенных целей, например, для вызова из НУП персонала ОУП на служебную связь и др.

РАЗДЕЛЕНИЕ ТЕЛЕМЕХАНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В системах телемеханики магистралей дальней связи для передачи сигналов применяется принцип многократного использования линии связи. При этом сигналы разделяются по частоте или по времени.

При частотном разделении сигнала (рис. 10.2а) используют генераторы синусоидальных частот G_1, G_2, \dots, G_N с частотами f_1, f_2, \dots, f_N ; полосовые фильтры $1ПФ, 2ПФ, \dots, NПФ$ на передаче и $1ПФ', 2ПФ', \dots, NПФ'$ на приеме, осуществляющие разделение частот; реле $1Р, 2Р, \dots$, подключенные к выходам фильтров через выпрямители $1В, 2В, \dots$.

Разделение сигналов по времени выполняется синхронно переключающимися распределителями P_1 и P_2 (рис. 10.2б). При этом последовательно во времени, одна за другой, создаются цепи для передачи отдельных сигналов ($1K-1P$, $2K-2P$ и т. д.).

На рис. 10.3 показаны диаграммы разделения сигналов по частоте (а) и по времени (б).

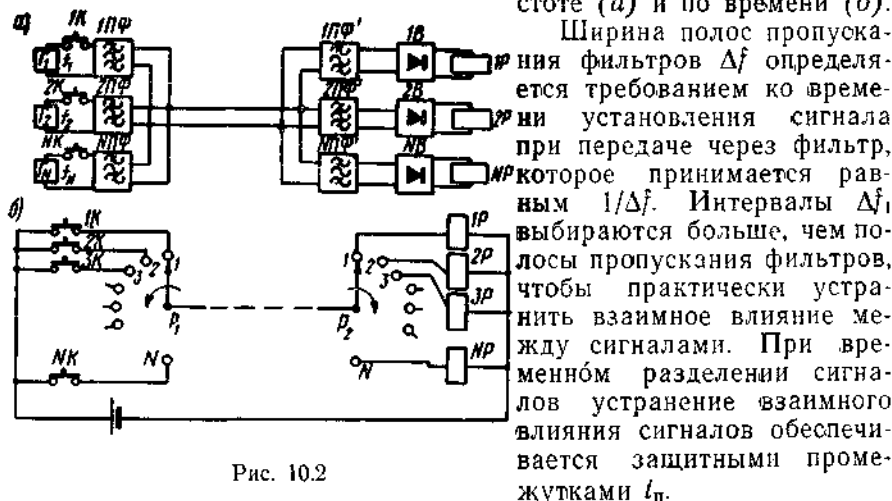


Рис. 10.2

Каждый из описанных способов имеет свои особенности. Частотный способ разделения сигналов позволяет получить простую по схеме аппаратуру, независимую передачу сигналов друг от друга и пр. Однако при большом

объеме информации практически трудно реализовать большое число разночастотных генераторов и фильтров. Системы с временным разделением сигналов позволяют передавать большое количество информации, которое может быть значительно увеличено простым добавлением полностью

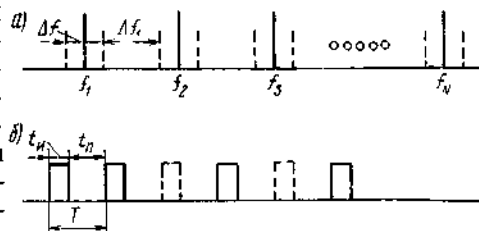


Рис. 10.3

одинаковых ячеек. В любой момент времени в таких системах передается лишь один сигнал, в котором сосредоточен максимум энергии. Это дает возможность при ограниченной мощности передачи улучшить отношение сигнал/помеха. Важными достоинствами рассматриваемых систем являются также однотипность и взаимозаменяемость устройств. Недостаток заключается в относительно большом числе общих узлов, повреждение которых приводит к повреждению всей системы. Для ослабления этого недостатка стремятся к применению наиболее надежных элементов и оптимальному построению схем общих узлов.

СИНХРОНИЗАЦИЯ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ

В системах с временным разделением сигналов основным является обеспечение синхронной работы распределителей сигналов передающего и приемного (или приемных) пунктов. Основные способы синхронизации иллюстрирует рис. 10.4, где распределители для наглядности показаны в виде механических переключателей,двигающихся под действием приводов Π_1 и Π_2 .

Жесткая синхронизация. При таком способе синхронизации (рис. 10.4а) распределители питаются от общей сети переменного тока 50 гц (синхронное питание распределителей). Переключение их осуществляется при изменении полярности питающего тока.

Способ синхронного питания позволяет получить максимально простую аппаратуру телемеханики. Однако применение систем телемеханики с синхронным питанием на магистралях дальней связи ограничено, так как при аварии в сети переменного тока системы прекращают работать.

Пошаговая синхронизация. При этом способе синхронизации (рис. 10.4б) используется общий генератор импульсов Γ , который управляет движением распределителей на передающем и приемных пунктах. Распределители каждый шаг делают одновременно (точнее с опозданием, равным времени передачи импульса движения по линии связи).

Циклическая синхронизация. В данном случае (рис. 10.4в) распределители получают импульсы движения от автономных генераторов Γ_1 и Γ_2 , настроенных на одинаковую частоту. Для устранения расхождения распределителей через определенный цикл переключений осуществляется синхронизация генераторов, т. е. выравнивается их начальная фаза. С этой целью с ведущего пункта на ведомый обычно по общему каналу передаются синхронизирующие импульсы.

Для сокращения промежутка между импульсами синхронизации и, следовательно, снижения требований к стабильности частот генераторов можно использовать в качестве синхроимпульсов часть информационных импульсов, служебные сигналы (синфазирования, начала и конца цикла), а также импульсы свобод-

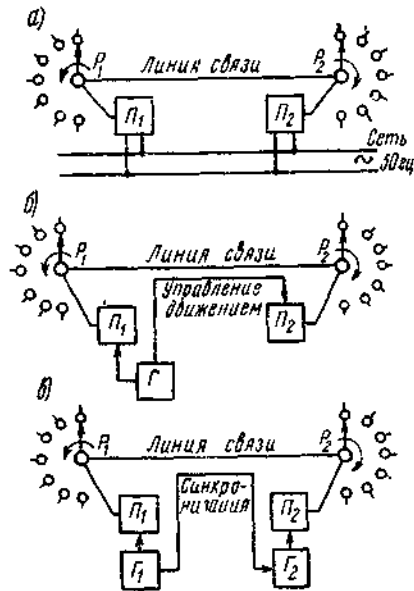


Рис. 10.4

ных временных каналов, поскольку на магистрали связи на каждом участке телеобслуживания не требуется передавать одновременно более одного сигнала управления (к тракту подключается генератор только на одном требуемом пункте).

ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ. ОСНОВНЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УЗЛЫ

В системах телемеханики передача сигналов управления и извещения осуществляется одинаковым способом и включает в себя следующие этапы: формирование сигнала на передающем пункте, трансляцию его по линии связи, прием и расшифровку сигнала в приемном пункте. Общая блок-схема передачи сигналов показана на рис. 10.5.

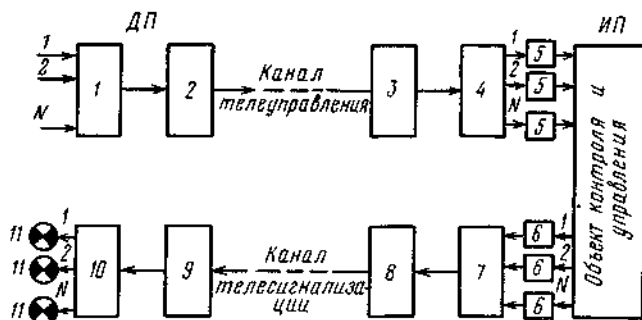


Рис. 10.5

Сигнал управления с диспетчерского пункта *ДП* передается путем воздействия на индивидуальный элемент управления *1*. Блок формирования сигнала *2* формирует сигнал требуемого вида, который затем передается по линии связи на исполнительный пункт *ИП*. В исполнительном пункте сигнал принимается и расшифровывается *3*. После этого он поступает на индивидуальный элемент данного сигнала *4*, который приводит в действие исполнительное реле *5*. С помощью исполнительного реле в объекте управления может, например, включаться или выключаться какой-либо блок, меняться программа и т. п.

Все изменения в оборудовании контролируемого объекта (достижение параметрами предельных значений, исполнение команд и т. д.) отмечаются срабатыванием датчиков сигнализации *6* и соответствующих элементов сигнализации *7*. Затем формирователь сигнала *8* формирует сигнал для передачи его на диспетчерский пункт. В *ДП* сигнал принимается, расшифровывается *9* и поступает на исполнительный элемент данного сигнала *10*, который включает местную сигнализацию *11* (обычно сигнальную лампочку).

Рассмотренная блок-схема реализуется с помощью следующих функциональных узлов:

1) в системах с временным разделением сигналов — распределителей импульсов, генераторов импульсов, бесконтактных реле;

2) в системах с частотным разделением сигналов — генераторов синусоидальных частот, полосовых фильтров, бесконтактных реле.

На магистралях многоканальной связи наибольшее применение получили системы с временным разделением сигналов. Поэтому здесь рассмотрим основные узлы этих систем.

Распределители импульсов — устройства, поочередно распределяющие импульсы по отдельным электрическим цепям и выполняющие две основные функции: при передаче информации участвуют в образовании импульсного кода, посылаемого в канал

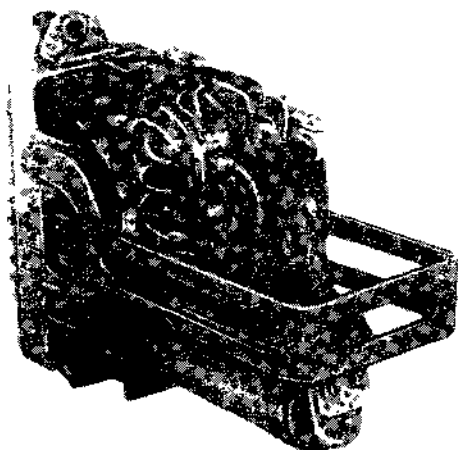


Рис. 10.6

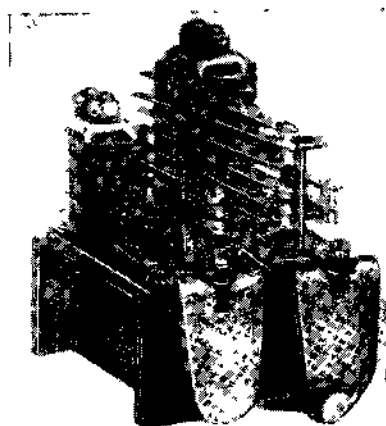


Рис. 10.7

связи, а при приеме информации распределяют импульсы по индивидуальным выходным цепям. От распределителей требуется, чтобы от каждого импульса коммутировалась очередная выходная цепь.

В устройствах телемеханики применяются как релейно-контактные (шаговые искатели), так и бесконтактные распределители. Общий вид реле-искателя с контактным полем на 24 положения показан на рис. 10.6. Группы контактов, переключающихся при притягивании якоря и установке щетки на начальную ламель, используются для кодирования сигналов.

Наряду с реле-искателями основным элементом контактных систем телемеханики являются реле с механической блокировкой (защелкой). Эти реле (рис. 10.7) используются для подключения реле-искателей к линии связи и в качестве «механической» памяти сигналов.

Наличие трущихся контактов у реле-искателей и реле с блокировкой требует в процессе эксплуатации периодического ухода (чистка, регулировка).

В отличие от контактных распределителей, бесконтактные, построенные на магнитных элементах, транзисторах, динисторах и т. д., работают непрерывно. Это позволяет постоянно контролировать исправность и готовность к действию распределителя.

К основным показателям распределителя относится энергия выходных импульсов, которая определяется чувствительностью

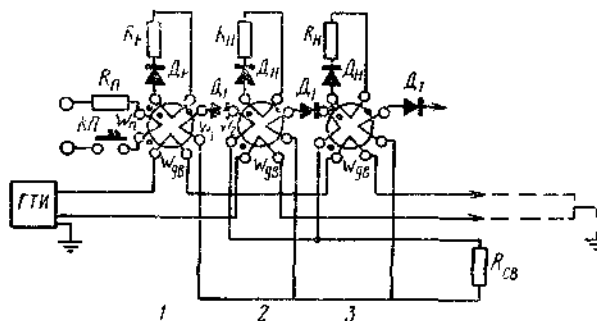


Рис 108

бесконтактных реле. Для феррит-диодного распределителя (рис 108) выходные импульсы имеют длительность несколько десятков микросекунд и амплитуду $5 \div 9$ а. В состав распределителя входят магнитные гистерезисные элементы с четырьмя обмотками. В спокойном состоянии

РИ сердечники всех элементов находятся в состоянии 0 и независимо от наличия или отсутствия импульсов в обмотках движения $\omega_{дв}$ импульсы в нагрузках отсутствуют.

Распределитель запускается подачей перемагничивающего импульса через сопротивление $R_{п}$ в пусковую обмотку $\omega_{п}$ первого элемента (при нажатии кнопки КП). Следующий за пусковым рабочий импульс приводит к срабатыванию этого элемента, в результате чего в его нагрузке возникает выходной импульс. Одновременно в цепи связи первого и второго элементов появляется ток подготовки (перевода элемента в положение 1) второго элемента. Поскольку цепи движения четных и нечетных элементов разделены, то подготовка второго элемента происходит при отсутствии импульса в его рабочей обмотке. Этим достигается разделение по времени тактов управления и срабатывания.

При втором импульсе движения срабатывает второй элемент и подготавливается третий и т. д. Диоды $D_{н}$ препятствуют трансформации импульсов подготовки в цепи нагрузок, так что элементы подготавливаются практически вхолостую и на подготовку их расходуется минимум мощности.

Если выходную цепь связи с последнего элемента подать на вход первого элемента, то образованная таким образом кольцевая схема распределителя может непрерывно распределять импульсы. Чередующиеся во времени импульсы движения поступают в распределитель от генератора тактовых импульсов ГТИ.

Генераторы импульсов используются для генерации и формирования необходимых для работы системы тактовых импульсов (импульсов движения). К основным характеристикам генераторов относятся: частота генерации, стабильность, параметры выходных импульсов.

Частота генерации определяется, в первую очередь, полосой частот канала связи. Обычно на магистралях связи для телемеханики используют низкочастотные линии связи, и телемеханические системы работают на частотах от нескольких герц до несколько десятков герц.

Требования, предъявляемые к стабильности частоты импульсов, зависят от способа синхронизации. При циклической синхронизации допустимая нестабильность частоты генераторов обычно составляет несколько процентов, а в некоторых случаях до десяти и более процентов.

Требования к параметрам выходных импульсов определяются параметрами и характеристиками элементов, на которых построены распределители импульсов, передатчики и приемники линейных импульсов. Так, при использовании магнитных гистерезисных элементов амплитуда выходных импульсов лежит в пределах от нескольких сотен миллиампер до 5—9 а при длительности импульсов от микросекунд до миллисекунд.

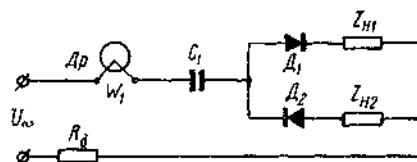


Рис 10.9

Наиболее просты по схеме генераторы импульсов в системах телемеханики с синхронным питанием. Схема такого генератора приведена на рис. 10.9. Генератор состоит из последовательно включенных нелинейного дросселя D_p (сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса) и конденсатора C_1 . Схема рассчитывается так, чтобы сердечник работал с насыщением. Тогда во время каждого полупериода переменного напряжения происходит перемагничивание сердечника. При малом значении напряжения U_{\sim} оно почти полностью приложено к обмотке дросселя с большой индуктивностью и ток в цепи практически равен нулю. В момент насыщения сердечника (при большом значении U_{\sim}) напряжение на обмотке резко падает и ток в цепи нагрузки Z_{H1} быстро увеличивается до величины, определяемой значением напряжения питания и небольшим сопротивлением R_d . По мере заряда конденсатора ток спадает до нуля с достаточно малой постоянной времени. В следующем полупериоде конденсатор заряжается в обратном направлении и импульс тока протекает по цепи нагрузки Z_{H2} .

Описанный формирователь позволяет при переменном напряжении 40÷220 в получить импульс амплитудой в несколько ампер при длительности в несколько сотен микросекунд.

В системах телемеханики с несинхронным питанием применяются специальные схемы генераторов, например, схема, в задающем каскаде которой используется мультивибратор, в блоке синхронизации — одновибратор, в выходных каскадах — ждущие блокинг-генераторы.

Генераторы импульсов в виде ждущих блокинг-генераторов служат также для формирования и трансляции импульсов по линии связи.

Бесконтактные реле работают в выходных цепях управления и сигнализации и воздействуют на исполнительные элементы — контактные реле, сигнальные лампочки и т. д. Они преобразуют

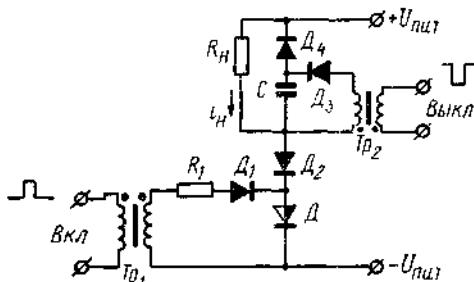


Рис. 10.10

короткие импульсы, поступающие на вход реле от распределителя, и одновременно служат для усиления мощности. Мощность реле зависит от типа исполнительного элемента: при нагрузке в виде контактного реле (РПН, РКН и др.) и сигнальных лампочек мощность реле составляет примерно 1÷3 вт. Необходимо, чтобы бесконтактное реле имело стабильный порог срабатывания и отпускания и не реагировало на различные помехи, на резкие толчки напряжения питания.

На рис. 10.10 приведена схема бесконтактного реле, в которой используются пороговые свойства переключающего диода — динистора D . При поступлении на клеммы *Вкл* положительного импульса динистор включается и блокируется за счет тока нагрузки. Диод D_2 препятствует прохождению импульса включения в цепь нагрузки. Во включенном состоянии остаточное напряжение на динисторе не превышает 1,0÷1,5 в.

Для выключения реле используется отрицательный импульс, передаваемый через импульсный трансформатор Tr_2 . Этот импульс заряжает конденсатор C , напряжение на котором через диод D_4 запирает диод D_2 и выключает динистор D .

ПОСТРОЕНИЕ СИСТЕМ ТЕЛЕМЕХАНИКИ

На магистралях дальней связи участок телеобслуживания совпадает с участком дистанционного питания ДП, т. е. число контролируемых пунктов по каждую сторону от ОУП равняется числу пунктов в секции ДП. В зависимости от типа магистрали участок телеобслуживания включает в себя от нескольких НУП до нескольких десятков НУП.

Для работы системы телемеханики организуется отдельный канал связи с использованием сигнальных жил кабеля (от 2 до 4

жил), фантомных, суперфантомных цепей и т. д. При этом скорость передачи и параметры телемеханических сигналов выбираются таким образом, что они передаются в нижней части линейного спектра и в узкой полосе частот. Например, в бесконтактных системах телемеханики для передачи по линии связи выбираются импульсы длительностью $1\div 2$ мсек при частоте следования от нескольких герц до нескольких десятков герц. Анализ показывает, что при выбранной частоте следования энергетический спектр в основном заключен в полосе частот до $2\div 3$ кГц.

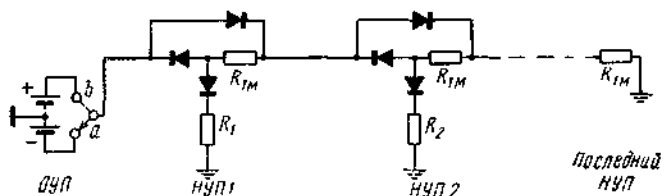


Рис. 10.11

Это позволяет значительно снизить влияние системы телемеханики на линейные тракты передачи. В некоторых случаях, особенно при работе системы телемеханики по фантомным цепям, для этой цели приходится применять и другие меры.

Проектирование системы телемеханики для магистралей связи начинают обычно с расчета ее дистанционного питания, которое осуществляется или совместно с питанием основного оборудования НУП, или отдельно. В обоих случаях необходимо обеспечить питанием устройства телемеханики при обрыве кабеля, чтобы с их помощью определять участок обрыва. При этом следует считаться с тем, что в месте обрыва кабеля сопротивление изоляции между проводами питания, а также между проводами питания и землей может быть каким угодно (от 0 до ∞).

Схема резервирования питания устройств телемеханики приведена на рис. 10.11. При нормальном состоянии кабеля питание осуществляется по последовательной схеме включения нагрузок. В случае обрыва кабеля может возникнуть необходимость перехода на параллельную схему питания — это зависит от величины сопротивления между проводом питания и землей в месте обрыва. Как видно из рис. 10.11, для перехода на параллельную схему достаточно изменить полярность источника ДП ОУП. При расчете ДП необходимо учитывать нестабильность источника питания, величину наводок переменного и постоянного токов и другие факторы. В цепи ДП устройств телемеханики, а также в линии связи устанавливают грозоразрядники или стабилитроны для защиты от грозы.

Важнейшим этапом построения систем телемеханики является выбор блок-схемы, который определяется целым рядом фак-

торов: числом контролируемых пунктов, числом требуемых сигналов управления и извещения, отводимой мощностью питания, характеристиками линии связи и т. д. Здесь рассмотрим два варианта схем, используемых в системах телемеханики магистралей связи.

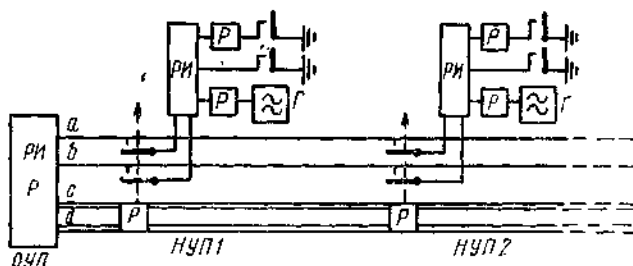


Рис 10.12

На рис. 10.12 представлена блок-схема системы телемеханики с эпизодической передачей сигналов. Устройство телемеханики ОУП состоит из реле-искателя и комплекта реле типа РПН. Устройство телемеханики НУП содержит реле-искатель РИ и несколько реле с механической блокировкой Р (см. рис. 10.6 и 10.7). Одно из этих реле используется для подключения РИ к линии связи, другие реле (по числу активных сигналов извещения) служат для обеспечения однократного пуска системы при срабатывании датчика сигнализации. Реле с блокировкой включается также в цепь каждого сигнала управления.

Устройства телемеханики ОУП соединяются с устройствами НУП четырьмя сигнальными проводами, которые условно называют *a*, *b*, *c* и *d*. На ОУП к этим проводам подключается напряжение (около 200 в постоянного тока), а в НУП — земля, и в образующихся таким образом цепях срабатывают реле ОУП и НУП.

Запуск системы осуществляется или оператором (для проверки датчиков требуемого пункта или передачи сигналов управления), или автоматически при срабатывании датчика активного сигнала. При этом работа системы состоит из следующих этапов:

- подключения РИ требуемого пункта к проводам *a* и *b*;
- пуска реле искателей ОУП и НУП, их синхронного движения, во время которого передаются сигналы управления и извещения;
- возвращения системы в исходное положение (отбой).

Работа устройства по цепи включения сводится к тому, что генератором импульсов из ОУП по проводу *d* посылаются импульсы, от которых поочередно срабатывают реле включения и подключаются НУП: от первого импульса — первый НУП, от второго импульса — второй НУП, причем первый НУП в это время отключается, и т. д.

По окончании процесса подключения запускается реле-искатель ОУП. При этом через один из своих контактов он подает напряжение на провод *b*, к которому подключена обмотка *РИ* НУП. Таким образом, *РИ* ОУП «ведет» *РИ* НУП, т. е. в системе используется способ пошаговой синхронизации (см. § 10.2). Реле-искатели движутся с относительно невысокой скоростью (около трех шагов в секунду, т. е. на каждой ламели «задерживаются» на время около 300 мсек. За это время датчики, которые подключены к ламелям *РИ*, соединяются через щетку и провод *a* со схемой устройства ОУП. При этом осуществляется проверка датчиков.

Сигналы извещения разделяются на активные и пассивные. При активном сигнале извещения изменение положения датчика вызывает запуск системы и автоматическое подключение НУП к ОУП. В случае одновременного появления активных сигналов извещения на нескольких НУП устройства телемеханики ОУП и НУП подключаются в порядке очередности расположения НУП, начиная от ближайшего.

При пассивном сигнале извещения изменение положения датчика фиксируется на ОУП только при вызове (запросе) НУП со стороны ОУП. Состояние ранее сработавших датчиков проверяется также по запросу из ОУП.

Сигналы управления передаются при установке реле-искателей на соответствующих ламелях. В данном случае в ОУП на провод *a* подается или снимается напряжение, что приводит к включению или выключению соответствующих исполнительных реле НУП.

По окончании работы реле-искателей на табло устройства ОУП будет зафиксирована поступившая информация: сторона, номер НУП, сигналы извещения. Записав поступившие сигналы в журнал, оператор нажимает кнопку *Отбой*. При этом обесточиваются все реле устройства ОУП, а на провод *c* (провод отбоя) подается напряжение до тех пор, пока все реле включения НУП не заблокируются (вернутся в исходное положение).

Рассмотренная система телемеханики отличается простотой, малым потреблением тока, устойчивостью против импульсных помех и т. д. Кроме того, введением ряда мер (подключением параллельно контактам реле искрогасительных контуров, ограничением тока в проводах связи, включением дросселя в цепи проводов и др.) удается полностью исключить влияние телемеханики на тракты передачи информационных сигналов. К недостаткам контактных систем относится необходимость периодического ухода (чистка, регулировка) и отсутствие непрерывного контроля готовности схемы к действию.

На рис. 10.13 приведена блок-схема системы телемеханики непрерывного действия. Устройства ОУП и НУП полностью построены на бесконтактных элементах. В их состав входят распределители импульсов, приемники и передатчики линейных импульсов, схемы совпадения *СС* и бесконтактные реле *БР*. Питание узлов

осуществляется от автономных ГТИ. (Принцип действия описан в § 10.2).

Последний элемент распределителя ОУП соединен с первым, и образованная таким образом кольцевая схема непрерывно распределяет импульсы. При этом импульс с первой ячейки распределителя запускает передатчик синфазизирующего импульса ПДСИ, который формирует импульс для передачи его по линии связи к приемнику синфазизирующего импульса ПРСИ. Импульс с выхода ПРСИ направляется на вход распределителя НУП. Последний начинает движение синфазно с распределителем ОУП, выдавая импульсы поочередно со своих выходов на подключенные к ним нагрузки.

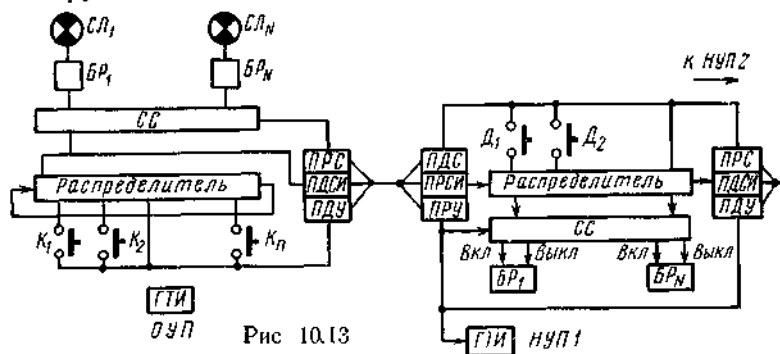


Рис 10.13

Если к выходу подключен датчик сигнализации D , то импульс с распределителя через замкнутый контакт датчика поступает на передатчик сигналов извещения ПДС. С ПДС он подается в линию связи, далее на приемник ПРС, а с него — на схему совпадения СС. Схема совпадения осуществляет взаимодействие принятого импульса с импульсом, выдаваемым распределителем ОУП. Импульс с распределителя поступает поочередно на бесконтактные реле $БР_1, \dots, БРН$. Сработать же реле $БР$ может только при условии одновременного поступления импульса от распределителя и приемника ПРС.

При синфазном и синхронном движении распределителей срабатывает реле $БР$, соответствующее датчику, пославшему сигнал. При этом загорается сигнальная лампочка $СЛ$.

С других выходов распределителя НУП импульс через СС воздействует на вход Включить бесконтактного реле, если в момент его поступления в схему совпадения поступает импульс управления с выхода распределителя ОУП через ключ K , передатчик ПДУ, линию связи и приемник ПРУ. Если же импульс управления с данным шаге распределителя не поступает, то импульс с распределителя направляется СС на вход реле $БР$ Выключить. Вследствие этого бесконтактное реле не включается или переводится в состояние Выключено.

В конце работы распределителя *НУП* импульс с одного из его выходов направляется в передатчик *ПДСИ*, а оттуда в качестве импульса пуска он через линию связи поступает на соседний *НУП*. В результате запускается распределитель соседнего *НУП*.

Таким образом, распределитель каждого последующего *НУП* запускается от предыдущего *НУП* при прекращении работы его распределителя. Принятый способ последовательного синфазирования (запуска) обеспечивает поочередную работу отдельных распределителей *НУП*, вследствие чего их можно рассматривать как один большой распределитель, работающий совместно с таким же распределителем *ОУП*.

Большую часть времени распределитель *НУП* находится в состоянии покоя. В это время устройство телемеханики *НУП* выполняет функции регенератора импульсов между *ОУП* и *НУП*, находящихся по другую сторону от рассматриваемого *НУП*. Импульсы управления при регенерации передаются с *ПРУ* на *ПДУ*, а импульсы извещения — с *ПРС* на *ПДС*.

Для поддержания синхронного движения распределителей *ОУП* и *НУП* через определенное число переключений (тактов) передаются синхронизирующие импульсы из *ОУП* на *НУП*. С этой целью определенные выходы распределителя *ОУП* соединяются с передатчиком *ПДУ*. В результате независимо от положения ключей управления передатчик *ПДУ* периодически посылает импульсы, которые направляются приемниками *ПРУ* *НУП* в генераторы тактовых импульсов для синхронизации этих генераторов.

На рис. 10.13 представлена упрощенная схема системы телемеханики *ОУП*, позволяющая пояснить общие принципы совместной работы устройств телемеханики *ОУП* и *НУП*. В целях упрощения применяемый координатный распределитель схемы заменен обычным.

Передача сигналов в системе осуществляется по принципу наличия или отсутствия импульса, поступающего с линии связи. Поэтому возникновение в линии связи даже одиночного импульса помехи приводит к сбою работы системы. Однако благодаря непрерывному режиму распределителя *ОУП* обеспечивается автоматическое исправление ошибок в отдельных циклах работы системы. При этом желательно, чтобы сбой системы в отдельном цикле не приводил к работе местной сигнализации (звонка). Такая мера существенно повышает помехоустойчивость системы и находит применение в бесконтактных системах. Бесконтактные системы, работающие в непрерывном режиме, отличаются высокой надежностью и практически не требуют профилактического ухода.

§ 10.3. Дистанционный контроль усилителей ПАРАМЕТРЫ КОНТРОЛЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Усилитель является наиболее массовым и ответственным узлом оборудования линейного тракта, поэтому в современных си-

стемах связи вводится, как правило, дистанционный контроль усилителей, размещенных в НУП. Эффективность такого контроля зависит, с одной стороны, от степени охвата контролем основных параметров усилителя, а с другой стороны, от качественных показателей: их надежности, стабильности, точности и т. д.

К основным параметрам усилителя относятся усиление, затухание нелинейности и собственные помехи.

Усиление усилителя отличается высокой стабильностью, что обеспечивается введением в его схему глубокой отрицательной обратной связи (ООС):

$$\Delta S_{\text{оос}} = \frac{\Delta S (1 + |\dot{T}| \cos B)}{1 + 2|\dot{T}| \cos B + |\dot{T}|^2}, \quad (10.1)$$

$$|\dot{T}| = e^A, \quad (10.2)$$

где $\Delta S_{\text{оос}}$ — изменение усиления усилителя с ООС; ΔS — изменение усиления усилителя без ООС; A — глубина обратной связи, *неп*; B — фазовый сдвиг по петле обратной связи.

Если, например, $A = 3 \text{ неп}$ (реальная величина A), $B = 0^\circ$ и изменение усиления усилительного элемента $\Delta S = 1,0 \text{ неп}$ (т. е. изменяется в 2,7 раза), то усиление усилителя с ООС изменится при этом лишь на 0,05 *неп*. Отсюда следует, что контроль усиления усилителя даже при сравнительно высокой точности контроля, равной, например, $\pm 0,1 \text{ неп}$, позволяет выявлять только полные отказы элементов усилителя.

Чтобы повысить чувствительность контроля и обнаружить неполные отказы элементов, потребуется дестабилизировать усилитель. С этой целью возможно введение в схему усилителя ослабления обратной связи на частотах контроля либо снижение на время проверки усилителей тока дистанционного питания.

Затухание нелинейности усилителя с ООС по второй и третьей гармоникам $A_{20(\text{оос})}$ и $A_{30(\text{оос})}$ связано с глубиной обратной связи выражением

$$\left. \begin{aligned} A_{20(\text{оос})} &= A_{20} + A \\ A_{30(\text{оос})} &= A_{30} + A \end{aligned} \right\} \quad (10.3)$$

Следовательно, контролируя значения $A_{20(\text{оос})}$ и $A_{30(\text{оос})}$, можно следить за изменением как величины усиления, так и нелинейных свойств элементов усилителя.

Собственная помеха усилителя зависит главным образом от помехи в первом каскаде и от усиления усилителя. Следовательно, контроль этого параметра позволяет также обнаруживать изменение усилительных свойств, а кроме того, изменение коэффициента шума элементов усилителя. При этом контроль помех так же, как и контроль усиления, желательно осуществлять при дестабилизации усилителя: ослаблении обратной связи на частотах контроля и др.

¹⁾ При $B = 0$ усилитель менее стабилен, чем при других значениях B

Таким образом, контроль любого из основных параметров усилителя позволяет обнаруживать изменение усилительных свойств элементов, которое возникает при наиболее часто встречающихся на практике повреждениях усилителя. Поэтому в общем случае для контроля выбирается один из основных параметров усилителя.

Иногда, например, в ламповых системах связи может вводиться контроль по двум основным параметрам: усилению и затуханию нелинейности. Окончательный выбор параметров телеконтроля усилителей в немалой степени зависит от технико-экономических показателей устройств телеконтроля: их надежности, стоимости, точности, габаритов, потребления тока и т. д.

СПОСОБЫ ТЕЛЕКОНТРОЛЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

На рис. 10.14 приведена блок-схема телеконтроля усилителей методом телесигнализации. На обслуживаемом пункте в усилительный тракт вводится испытательный сигнал *ИС*. К выходу усилителя НУП подключается приемник испытательного сигнала *Пр*. Выходной контакт *Пр* включается в цепь передачи сигнала извещения устройств телемеханики, и тем самым передача сигнала поставлена в зависимость от положения контакта.

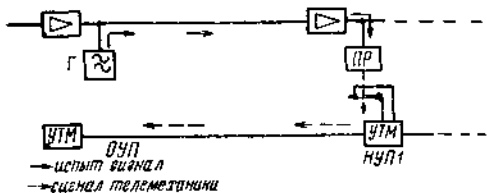


Рис. 10.14

При пропадании или резком снижении уровня *ИС* на выходе усилителя приемник замыкает свой контакт и сигнал телемеханики передается с данного НУП на ОУП. В качестве *ИС* используют обычно токи контрольных частот, передаваемых по линейному тракту для работы устройств АРУ. При этом используют также приемники устройств АРУ.

В случае отсутствия устройств телемеханики контакт приемника может быть включен между проводами вспомогательной линии, как это показано на рис. 10.15. При выборе $R_0 \gg R_n$ входное сопротивление линии, измеряемое на ОУП, равняется $R_{вх} = R_0/n$, где n — число НУП, находящихся до места повреждения линейного тракта.

Известна также схема, в которой контакт приемника коммутирует дополнительную нагрузку в цепи дистанционного питания усилителей и номер поврежденного усилителя определяется путем измерения напряжения на входе цепи ДП при заданном токе. При этом важное преимущество состоит в том, что не требуется ни устройств телемеханики, ни дополнительной линии связи. Очевидно, что с ростом числа контролируемых пунктов возможность реализации такого способа уменьшается.

На рис. 10.16 приведена блок-схема телеконтроля усилителей

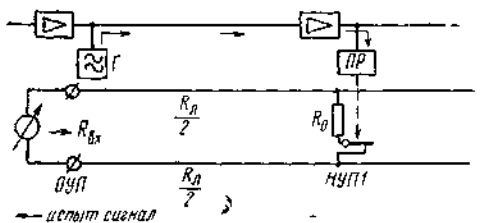


Рис 10 15

разом, проверяется состояние тракта между ОУП и любым НУП участка телеобслуживания.

При отсутствии системы телемеханики управление генератором возможно осуществлением тока питания генератора по отдельной линии связи или изменением полярности источника ДП ОУП.

Применение телеуправления не ограничивается рассмотренной схемой — управлять возможно не только включением на требуемом НУП генераторов, но и замыканием шлейфа между исходящим и входящим трактами, шунтированием цепи обратной связи усилителя, подключением к тракту шунтирующего контура (последнее позволяет контролировать собственную помеху по участкам методом наращивания).

Теперь рассмотрим способы телеконтроля усилителей при отсутствии средств телесигнализации и телеуправления. При этом испытательные сигналы, проходящие через отдельные усилители, отличаются друг от друга или по частоте, или по времени.

На рис. 10.17 представлена блок-схема телеконтроля с разделением сигналов по частоте. В цепь обратной связи каждого усилителя включен заграждающий кварцевый фильтр с индивидуальной резонансной частотой в диапазоне от f_1 до f_n , который расположен выше рабочего спектра линейного тракта $f_a \div f_b$.

Отсутствие отрицательной обратной связи на этих частотах вызывает возрастание усиления и, следовательно, уровня помех усилителя в узкой полосе частот каждого индивидуального фильтра. Это позволяет измерить уровни помех на обслуживаемой станции и тем самым определить поврежденный усилитель.

Другим примером использования способа разделения сигналов по частоте может служить применение для телеконтроля генераторов с индивидуальными частотами, разночастотных фильтров, образующих шлейфы между входящим и исходящим трактами.

методом телеуправления. На каждом НУП размещается генератор испытательного сигнала. Для включения этого генератора на требуемом пункте оператор по системе телемеханики передает соответствующий сигнал управления, а затем измеряет испытательный сигнал во входящем усилительном тракте. Таким образом

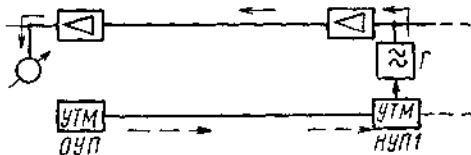


Рис 10 16

На рис. 10.18 представлена блок-схема телеконтроля усилителей с разделением сигналов по времени. В схеме используется измерение времени распространения сигнала с помощью осциллографа. На каждом НУП между исходящим и входящим трактами включены полосовые фильтры с одинаковой частотой пропускания f_0 , которая расположена выше рабочего спектра частот. Сигнал частоты f_0 в направлении передачи периодически прерывается.

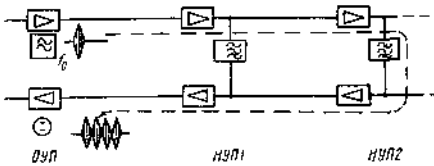


Рис 10 18

Почти за двойное время пройдет и возвратится на станцию импульс через второй НУП и т. д. Повреждение какого-либо усилителя видно прямо на экране осциллографа.

Сравнивая различные способы телеконтроля усилителей, следует отметить, что практически телеконтроль наиболее просто осуществляется при наличии устройств телемеханики. Действительно, в этом случае устройства формирования и передачи испытательных сигналов, размещаемые в НУП, отличаются однотипной, взаимозаменяемой схемой; упрощается подключение этих устройств к линейному тракту и, кроме того, обычно не требуется занимать дополнительную полосу частот в линейном спектре для передачи испытательных сигналов.

ПАРАМЕТРЫ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Выбор параметров испытательных сигналов составляет важный этап в проектировании систем телеконтроля усилителей. Выше говорилось, что в качестве испытательных сигналов могут быть использованы гармонические и импульсные сигналы. Основное требование, предъявляемое к системе телеконтроля усилителей, состоит в том, что передача испытательных сигналов по линейному тракту не должна приводить к ухудшению качества каналов связи. Для выполнения этого требования необходимо:

- расположить частоты контроля вне рабочего спектра;

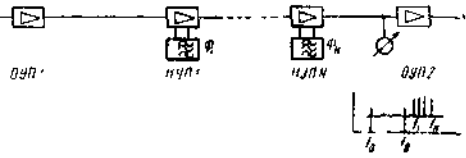


Рис 10 17

которая расположена выше рабочего спектра частот. Сигнал частоты f_0 в направлении передачи периодически прерывается. При этом длительность импульса значительно меньше, чем интервалы между передачей этих импульсов. Последние усиливаются в усилителях и через фильтры возвращаются по входящему тракту на передающую станцию. Так как длительность распространения импульса через первый фильтр наименьшая, то сначала на станции появляется импульс, прошедший через первый НУП. Почти за двойное время пройдет и возвратится на станцию импульс через второй НУП и т. д.

— ограничить уровень передачи частот телеконтроля и тем самым ограничить в канале до допустимого уровня нелинейную помеху, возникающую от взаимодействия частоты телеконтроля с сигналами других каналов.

При введении телеконтроля прохождения сигналов по линейному тракту частоту телеконтроля выбирают обычно выше спектра рабочих частот. Это объясняется тем, что на верхних частотах усилители имеют меньшую глубину обратной связи, чем на нижних частотах.

Контроль может осуществляться и на низких частотах, если это позволяет значительно улучшить качественные показатели устройств телеконтроля, их стоимость, надежность, точность и т. д.

Известен случай «комбинированного» контроля, когда на одних НУП усилители контролировались в верхней части спектра частот (с использованием приемников АРУ по контрольной частоте), а на других НУП — с помощью простого по схеме низкочастотного приемника.

Расширение линейного спектра частот систем связи до нескольких десятков мегагерц и введение устройств дистанционного управления амплитудно-частотной характеристикой требует увеличения числа частот контроля, т. е. организации многочастотного контроля.

Вводимая в линейный тракт частота телеконтроля взаимодействует с сигналами каналов связи, вследствие чего образуется множество продуктов нелинейных помех. Расчет показывает, что наиболее существенными являются помехи второго порядка вида $F_{\text{тк}} \pm F_{\text{к}}$ образующиеся от взаимодействия токов частоты телеконтроля $F_{\text{тк}}$ с токами частот $F_{\text{к}}$ информационных сигналов. При этом уровень помехи равняется:

$$\rho_{\text{п}} = \rho_{\text{тк}} + \rho_{\text{кан}} - a_{2г(0)} + 0,7 + \frac{1}{2} \ln N + \Delta \rho_{\text{отн}}, \quad (10.4)$$

где $\rho_{\text{п}}$ — уровень помехи в канале, подверженном влиянию (в точке с нулевым относительным уровнем); $\rho_{\text{тк}}$ — уровень сигнала телеконтроля на выходе усилителя НУП; $\rho_{\text{кан}}$ — уровень информационного сигнала во влияющем канале (в точке с нулевым относительным уровнем $\rho_{\text{кан}} = 0 \text{ nep}$); $a_{2г(0)}$ — затухание нелинейности усилителя НУП по второй гармонике при нулевом уровне полезного сигнала; N — число усилителей на участке телеобслуживания (обычно это участок ОУП—ОУП); $\Delta \rho_{\text{отн}}$ — разница уровней передачи влияющего канала и канала, подверженного влиянию, возникающая за счет предсказания.

Формула (10.4) позволяет выбрать ориентировочный уровень передачи сигнала телеконтроля, задаваясь уровнем помех, возникающих за счет передачи этого сигнала.

Кроме телеконтроля прохождения сигналов по линейному тракту, применяется телеконтроль нелинейности усилителей НУП. С

этой целью на вход усилителя вводятся две частоты, одна из которых передается из ОУП ($F_{\text{ОУП}}$), а другая — от местного генератора ($F_{\text{НУП}}$), который включается с помощью телемеханики. Частота $F_{\text{НУП}}$ выбирается значительно ниже или выше рабочего спектра. В обоих случаях обеспечивается прохождение $F_{\text{НУП}}$ только через усилитель контролируемого пункта: в первом случае к выходу усилителя подключается фильтр, препятствующий прохождению тока частоты $F_{\text{НУП}}$ на следующий НУП, во втором случае функцию фильтра выполняет линия.

В результате взаимодействия токов частот $F_{\text{ОУП}}$ и $F_{\text{НУП}}$ на выходе усилителя возникает продукт нелинейности, например, вида $F_{\text{ОУП}} - F_{\text{НУП}}$, частота которого лежит в спектре передачи линейного тракта, что позволяет измерить этот продукт на приемной станции:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{ОУП}} + P_{\text{НУП}} - a_{2r(0)} + 0,7, \quad (10.5)$$

где $P_{\text{НУП}}$ и $P_{\text{ОУП}}$ — уровни токов частот $F_{\text{НУП}}$ и $F_{\text{ОУП}}$ на выходе усилителя, $P_{\text{пр}}$ — уровень тока частоты продукта нелинейности.

Реализация рассматриваемого способа телеконтроля нелинейности является нелегкой задачей. Отметим хотя бы, что в полюсу пропускания селективного указателя уровня, кроме продукта нелинейности, от данного усилителя попадают также помехи от десятков других усилителей:

$$P_{\Sigma} = P_n + S + \frac{1}{2} \ln N - \frac{1}{2} \ln \frac{\Delta F}{\Pi}, \quad (10.6)$$

где P_{Σ} — суммарный уровень помех на входе измерительного прибора; P_n — уровень помех одного усилителя в полосе канала, приведенный ко входу усилителя; S — среднее усиление усилителя; Π — эквивалентная полоса пропускания селективного указателя уровня; ΔF — ширина полосы частот канала.

Приведенные выше формулы позволяют оценить возможности реализации способа телеконтроля нелинейности усилителей. При этом сначала рассчитывают допустимый уровень передачи частоты телеконтроля [см. ф-лу (10.4)], а затем уровень продукта нелинейности контролируемого усилителя [см. ф-лу 10.5] и уровень помехи [см. ф-лу (10.6)]. Для четкой индикации продукта необходимо, чтобы его уровень превышал уровень помехи на $1 \div 2 \text{ nep}$.

Известен способ телеконтроля нелинейности методом наращивания, когда частоты $F_{\text{НУП}}$ находятся в спектре пропускания линейного тракта. В этом случае сначала измеряют продукт нелинейности первого НУП от ОУП, затем суммарный продукт от первого и второго НУП и т. д. Возможности такого способа весьма ограничены; он применяется при небольшом числе НУП в секции ОУП—ОУП и позволяет определить лишь резкие изменения нелинейности усилителя (практически не менее $1,5 \div 2,0 \text{ nep}$).

НАДЕЖНОСТЬ СИСТЕМ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЯЗИ¹⁾

§ 11.1. Общие определения

В соответствии с действующей в настоящее время терминологией²⁾ надежностью любого изделия (элемента, системы) называется свойство изделия выполнять заданные функции, сохраняя свои эксплуатационные показатели в заданных пределах в течение требуемого промежутка времени. Под безотказностью при этом понимают свойство изделия сохранять работоспособность в течение некоторой наработки без вынужденных перерывов с сохранением требуемых качественных показателей. Под ремонтно-пригодностью понимают приспособленность изделия к обнаружению и устранению неисправностей путем проведения технического обслуживания и ремонтов. Количественно надежность устройства (элемента, системы) определяется вероятностью безотказной работы в течение определенного времени.

Система многоканальной связи представляет собой сложное сооружение, состоящее из большого числа отдельных устройств (групп устройств), обладающих в общем случае различной надежностью и, следовательно, в разной степени влияющих на надежность системы в целом. Последняя зависит в основном от трех параметров: надежности отдельных элементов (узлов) системы, достоверности (соответствия принимаемой и исходной информации) и безошибочности коммутации. Так как все эти параметры, как правило, взаимонезависимы и характеризуются вероятностными величинами, то надежность системы определяется как произведение вероятностей и всегда меньше вероятности отдельных составляющих.

§ 11.2. Основные характеристики надежности

Надежность системы многоканальной связи может быть оценена лишь после определения количественных характеристик надежности. Рассмотрим эти характеристики.

¹⁾ При написании этой главы были использованы некоторые материалы, любезно предоставленные инженером Г. А. Сиром.

²⁾ ГОСТ 13377—67. Надежность в технике. Термины. М., 1968.

Вероятность безотказной работы $P(t)$ есть вероятность того, что в заданном интервале времени отказ не возникает. Под отказом понимается полная или частичная утрата работоспособности. Приведенное понятие отказа в равной степени применимо как к элементу, так и к системе и зависит от того, что является объектом исследования. Это замечание следует также иметь в виду и в отношении рассматриваемых ниже характеристик надежности.

Вероятность безотказной работы

$$P(t) = P\{T_1 > t\} < 1. \quad (11.1)$$

Другими словами, $P(t)$ — вероятность того, что случайное время работы до отказа T_1 окажется больше интервала времени $0 \div t$. (Считается, что при $t=0$ система была исправна.) Вероятность безотказной работы $P(t)$ является убывающей функцией времени, так что $P(0) = 1$; $P(\infty) = 0$; $0 \leq P(t) \leq 1$.

Вероятность отказа $Q(t)$ есть вероятность того, что в определенных условиях эксплуатации возникнет отказ в пределах заданной продолжительности работы:

$$Q(t) = P\{T_1 < t\}. \quad (11.2)$$

Иначе, $Q(t)$ — вероятность того, что случайное время работы до отказа T_1 будет меньше заданного интервала времени $0 \div t$. При таком определении вероятности отказа $Q(t)$, как известно из курса теории вероятностей, является интегральной функцией распределения случайной величины — времени T_1 исправной работы до отказа. Поскольку исправная работа и отказ являются событиями несовместимыми и противоположными, то

$$Q(t) + P(t) = 1. \quad (11.3)$$

Система многоканальной связи состоит из отдельных устройств, а устройства — из отдельных элементов, поэтому задача определения надежности сводится к статистическому определению вероятности безотказной работы отдельных элементов на основе экспериментальных данных. Разделив интервал времени исследования на m равных отрезков времени Δt_i , можно определить вероятность безотказной работы элементов по формуле

$$P(t) = \frac{N - \sum_{i=1}^m \Delta n_i}{N}, \quad (11.4)$$

где N — общее число исследуемых однородных элементов; Δn_i — число элементов, отказавших в течение интервала времени Δt_i ;

$\sum_{i=1}^m$ — общее число элементов, отказавших ко времени t .

Таким образом, статистически вероятность безотказной работы элемента за время t определяется как отношение числа исправ-

ных (ко времени t) элементов к общему числу исследуемых элементов.

Вероятность отказа

$$Q(t) = 1 - P(t) = \frac{\sum_{i=1}^m \Delta n_i}{N}. \quad (11.5)$$

Частота отказов характеризует собой плотность распределения отказов во времени

$$f(t) = \frac{dQ(t)}{dt}. \quad (11.6)$$

Статистически частота отказов характеризует собой отношение отказавших за единицу времени элементов $\Delta n_i / \Delta t_i$ к первоначальному общему числу исследуемых элементов:

$$f(t) = \frac{\Delta n_i}{\Delta t_i} \frac{1}{N}. \quad (11.7)$$

Интенсивность отказов является наиболее удобной мерой оценки надежности элементов и определяется как.

$$\lambda(t) = \frac{\Delta n_i}{N_{\text{ср}} \Delta t_i}; \quad N_{\text{ср}} = \frac{N_i + N_{i+1}}{2}, \quad (11.8)$$

где N_i, N_{i+1} — число исправных элементов соответственно в начале и конце интервала времени Δt_i .

Если в ур-нии (11.8) знаменатель умножить и разделить на N , то получим

$$\lambda(t) = \frac{1}{\frac{N_{\text{ср}}}{N}} \frac{\Delta n_i}{N \Delta t_i}.$$

Заметив, что $N_{\text{ср}} = N - \sum_{i=1}^m \Delta n_i$ и используя (11.4) и (11.7), можно написать

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{P(t)}. \quad (11.9)$$

Но по ф-ле (11.6)

$$f(t) = \frac{dQ(t)}{dt} = \frac{d[1 - P(t)]}{dt} = - \frac{dP(t)}{dt}.$$

Следовательно,

$$\lambda(t) = - \frac{dP(t)}{dt} \frac{1}{P(t)}.$$

Отсюда $\ln P(t) = - \int_0^t \lambda(t) dt$ и

$$P(t) = e^{- \int_0^t \lambda(t) dt} \quad (11.10)$$

В теории надежности различают три характерных типа отказов, которые могут быть присущи элементам системы:

1. Приработочные отказы, происходящие в течение раннего периода эксплуатации вследствие недостаточно качественной технологии производства и слабого контроля качества элементов при их изготовлении.

2. Внезапные отказы, возникающие в результате резкого скачкообразного изменения основных параметров под воздействием различных случайных факторов, связанных с внутренними дефектами элементов, нарушением рабочих режимов, ошибками обслуживающего персонала и другими неблагоприятными воздействиями. Такие отказы возникают случайно, и время их возникновения предсказать нельзя. Однако они подчиняются определенным общим закономерностям, так что их интенсивность в течение достаточно длительного времени примерно постоянна.

3. Постепенные отказы, вызываемые старением элементов или другими обратимыми и необратимыми изменениями их параметров под воздействием различных факторов (температуры, влаги и др.). Интенсивность таких отказов зависит от качества обслуживания — проведения профилактических мероприятий, своевременной замены элементов. Зависимость интенсивности отказов от времени работы элементов в общем случае представлена на рис. 11.1.

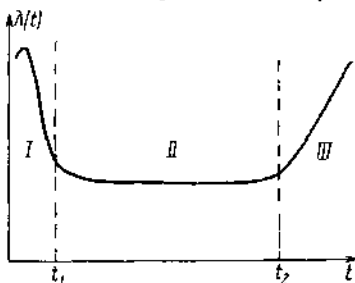


Рис. 11.1

Как видно из рисунка, все время работы состоит из трех характерных участков: приработки, нормальной эксплуатации и износа. В период приработки ($0 \leq t \leq t_1$) интенсивность отказов относительно быстро снижается и становится приблизительно постоянной величиной к моменту t_1 , когда все дефектные элементы уже отказали. Элементы, прошедшие этот период, имеют наиболее низкий уровень интенсивности отказов, который сохраняется примерно постоянным [$\lambda(t) \approx \text{const}$] в течение всего времени нормальной эксплуатации ($t_1 \leq t \leq t_2$). В соответствии с ф-лой (11.10) можно написать

$$P(t) \approx e^{-\lambda t} \quad (11.11)$$

Вероятность безотказной работы в период нормальной эксплуатации устройства (системы), состоящего из n элементов с различными интенсивностями отказов, может быть определена по формуле

$$P_y(t) = e^{-t\lambda_y}, \quad (11.12)$$

где $\lambda_y = \sum_{i=1}^n \lambda_i$.

С момента времени $t > t_2$ начинает сказываться износ элементов и интенсивность отказов довольно быстро возрастает.

Среднее время безотказной работы определяется как математическое ожидание вероятности безотказной работы $P(t)$:

$$\bar{T} = \int_0^{\infty} P(t) dt. \quad (11.13)$$

На основании ф-лы (11.10)

$$\bar{T} = \int_0^{\infty} e^{-\int_0^t \lambda(t) dt} dt. \quad (11.14)$$

Если считать $\lambda(t) = \text{const}$, то

$$\bar{T} = \int_0^{\infty} e^{-\lambda t} dt = -\frac{1}{\lambda} e^{-\lambda t} \Big|_0^{\infty} = \frac{1}{\lambda} \quad (11.15)$$

и среднее время безотказной работы устройства (системы)

$$\bar{T}_y = \frac{1}{\lambda_y} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n \lambda_i}. \quad (11.16)$$

Многоканальные системы относятся к системам, в которых производится восстановление отказавших элементов, т. е. к системам с многократным использованием. Важной характеристикой в этом случае является *наработка на отказ* — среднее значение продолжительности работы элементов между двумя последовательно возникшими отказами. Статистически наработка на отказ (при испытании n однотипных элементов) выразится следующим образом:

$$T_{\text{ср}} = \frac{\sum_{i=1}^n t_i}{n}, \quad (11.17)$$

где t_i — время исправной работы i -го элемента между двумя отказами.

Коэффициент готовности K_r представляет собой вероятность того, что данная система (элемент) будет работоспособна в любой момент времени в промежутках между выполнениями планового технического обслуживания. Величина K_r определяется по формуле:

$$K_r = \frac{T_{cp}}{T_{cp} + T_{в}}, \quad (11.18)$$

где $T_{в}$ — среднее время, затрачиваемое на восстановление работоспособности системы (элемента).

§ 11.3. Надежность системы при последовательном соединении входящих в нее элементов

Последовательным соединением элементов в системе будем называть такое соединение, при котором необходимым и достаточным условием отказа системы является отказ хотя бы одного (любого) ее элемента. Примером последовательного соединения элементов в многоканальной системе является нерезервируемый групповой тракт: отказ любого из элементов тракта приводит к отказу тракта в целом.

Следует отметить, что деление системы на элементы условно и может быть различным в зависимости от того, с какой целью это деление производится. Так, при анализе надежности линейного тракта его элементами могут быть, например, кабель, усилительный пункт и т. д. При анализе надежности усилительного пункта элементами могут быть усилитель, фильтр и т. д.

Пусть вероятности отказа отдельных элементов, составляющих систему, за время T будут q_1, q_2, \dots, q_n . Тогда вероятность безотказной работы системы

$$P(t) = \prod_{i=1}^n 1 - q_i. \quad (11.19)$$

В частном случае, если вероятность отказа всех элементов одинакова ($q_1 = q_2 = \dots = q_n = q$), то

$$P(t) = (1 - q)^n. \quad (11.20)$$

Следует иметь в виду, что вероятности отказов различных элементов взаимонезависимы.

Воспользуемся формулой разложения по биному Ньютона

$$(1 - q)^n = 1 - nq + \frac{n(n-1)}{2!} q^2 - \frac{n(n-1)(n-2)}{3!} q^3 + \dots \quad (11.21)$$

и заметим, что при $nq \ll 1$ (что часто имеет место на практике) $(1 - q)^n \approx 1 - nq$. Тогда можно написать

$$\left. \begin{aligned} P(t) &\approx 1 - nq \\ Q(t) &\approx nq \end{aligned} \right\}, \quad (11.22)$$

где $Q(t)$ — вероятность отказа системы.

§ 11.4. Особенности оценки надежности оконечной аппаратуры многоканальных систем

Оконечная аппаратура многоканальных систем состоит из индивидуального оборудования, в состав которого входят узлы, предназначенные для передачи одного независимого сигнала, и группового оборудования, которое служит для передачи всех сигналов системы или их части. Оконечная аппаратура имеет ветвящуюся структуру построения. Критерии надежности в различных частях оконечного тракта не равноценны, так как в зависимости от места возникновения отказа число отказавших каналов различно. Поэтому возникает необходимость в определении специфических характеристик. Такими характеристиками являются: вероятность отказа определенного числа каналов, коэффициент готовности оконечного оборудования по любому числу каналов, среднее время накопления фиксированного числа неисправных каналов, вероятность отсутствия свободного исправного канала и т. д. Определение этих характеристик является весьма сложной задачей, выходящей за рамки настоящего учебника.

§ 11.5. Методы обеспечения заданной надежности общие сведения

Надежность систем многоканальной связи обеспечивается, в первую очередь, в процессе разработки и изготовления аппаратуры. При этом основными способами ее повышения являются:

- применение высококачественных (высоконадежных) элементов;
- обеспечение соответствующих режимов работы элементов, оптимальных с точки зрения надежности;
- выбор оптимальных конструктивных решений;
- применение эффективного способа резервирования.

В процессе эксплуатации должны быть приняты меры по поддержанию достигнутого на этапе проектирования и изготовления аппаратуры уровня надежности. К таким мерам относятся: 1) организационно-технические мероприятия по обслуживанию аппаратуры и снабжению необходимыми запасными элементами; 2) мероприятия по созданию нормальных условий работы аппаратуры с точки зрения влияния внешних факторов; 3) применение оптимальных методов отыскания неисправностей и прогнозирования отказов с использованием оборудования контроля (см. гл. 10).

Окончательным критерием надежности систем многоканальной связи является эксплуатационная надежность. Получение определенного ее значения связано как с капитальными, так и с эксплуатационными затратами. Следует стремиться, чтобы эти затраты были минимальны.

Рассмотрим некоторые из методов обеспечения заданной надежности.

Повышение надежности путем применения резервных устройств называется резервированием. По способу включения резервных систем различают постоянное резервирование и резервирование замещением. При *постоянном резервировании* резервные системы присоединены к основным в течение всего времени работы. Если резервные системы находятся в одинаковом с основными системами режиме, то такой резерв называется *нагруженным*. При резервировании замещением резервные системы замещают основные после их отказа.

Кроме нагруженного резерва, различают облегченный и ненагруженный. В случае облегченного резерва резервная система находится в неполном рабочем режиме. При ненагруженном резерве резервная система не находится в состоянии работы.

Ненагруженный резерв более эффективен, так как аппаратура, находящаяся в рабочем режиме, имеет большую вероятность отказа по сравнению с аппаратурой, не находящейся в состоянии работы. В настоящее время в многоканальных системах в основном

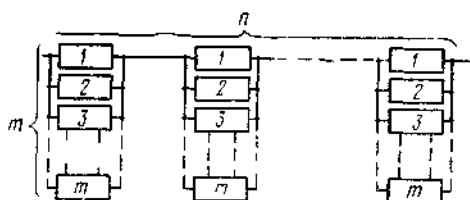


Рис 112

используется нагруженное резервирование, поскольку переход аппаратуры на резерв в данном случае происходит практически немедленно. Применение в аппаратуре связи полупроводниковых приборов позволяет использовать все преимущества ненагруженного резервирования для повышения надежности.

Недостатком резервирования замещением является наличие коммутирующего устройства для подключения резерва и необходимость в дополнительное время на переключение.

Надежность тракта определяется в основном той группой устройств, надежность которой является наименьшей. Поэтому в резервировании нуждается, в первую очередь, эта группа устройств. Однако в некоторых случаях целесообразно резервировать не только наименее надежную группу устройств, но и весь тракт в целом.

По способу присоединения резервных устройств различают следующие виды резервирования; раздельное, общее и смешанное.

Раздельным называется такое резервирование, при котором параллельно каждому основному устройству включаются резервные (рис. 112). Вероятность отказа системы при этом резервировании снижается тем значительно, чем больше применено резервных устройств.

Для оценки влияния раздельного резервирования на надежность определим вероятность отказа системы, состоящей из n

устройств, каждое из которых, в свою очередь, составлено из m однотипных элементов, включенных параллельно. Естественно, что при этом повышается надежность системы в целом или при заданной надежности системы требования в отношении надежности (вероятности отказа) отдельных элементов существенно снижаются в сравнении с нерезервируемой системой.

Пусть q'_i — вероятность отказа каждого из m элементов i -го устройства. Тогда вероятность отказа любого устройства

$$Q'_i(t) = q_i'^m. \quad (11.23)$$

В соответствии с ф-лой (11.19) вероятность безотказной работы системы с резервированием будет

$$P'(t) = \prod_{i=1}^n [1 - Q'_i(t)] = \prod_{i=1}^n (1 - q_i'^m). \quad (11.24)$$

Если все устройства системы равнонадежны, т. е. $q'_1 = q'_2 = \dots = q'_n = q'$, то

$$Q'(t) = q'^m, \quad (11.25)$$

а

$$P'(t) = (1 - q'^m)^n. \quad (11.26)$$

Как и в случае нерезервируемой системы, при $nq'^m \ll 1$, вероятность безотказной работы системы $P'(t) \approx 1 - nq'^m$ и вероятность отказа

$$Q'_p(t) \approx nq'^m. \quad (11.27)$$

Сравнивая выражения (11.27) и (11.22) и считая надежность элементов в обоих случаях одинаковой ($q' = q$), получим

$$Q'_p(t) = Q(t) q^{m-1}. \quad (11.28)$$

Вероятность отказа системы с резервированием уменьшается в $1/q^{m-1}$ раз.

С другой стороны, при заданной вероятности отказа системы [$Q'_p(t) = Q(t)$] имеем

$$nq = nq'^m, \quad q' = \sqrt[m]{q}. \quad (11.29)$$

т. е. при резервировании допустимая вероятность отказа элементов повышается ($q' > q$, так как $q < 1$).

Таким образом, отдельное резервирование позволяет резко повысить надежность системы при заданной вероятности отказа элементов или использовать относительно менее качественные (в смысле надежности) элементы (и, следовательно, более дешевые) при заданной надежности системы.

Из ф-лы (11.27) можно определить необходимое число резервных цепей (включая рабочую), если заданы вероятности отказов системы $Q'_p(t)$ и элементов (q'):

$$q'^m = \frac{Q'_p(t)}{n}; m = \frac{\lg Q'_p(t) - \lg n}{\lg q'} . \quad (11.30)$$

Общим называется такое резервирование, при котором резервируется не отдельное устройство, а вся система в целом или отдельная ее часть (рис. 11.3). В многоканальных системах связи этот метод резервирования используется как непосредственно, так и косвенно, т. е. путем создания обходных трактов для получения гарантируемой надежности. В последнем случае резервный тракт, идущий в несколько ином направлении, используется до повреждения основного тракта для самостоятельной связи.

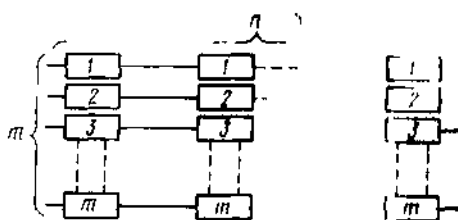


Рис. 11.3

Обозначим вероятность отказа каждого из m элементов i -го устройства через q_i^\ominus , вероятность отказа любой из m целей через $Q^\ominus(t)$, а вероятность отказа всей системы с резервом через $Q_p^\ominus(t)$. Можно написать

$$Q^\ominus(t) = [Q^\ominus(t)]^m, \quad (11.31)$$

где $Q^\ominus(t) = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - q_i^\ominus)$. Если считать все устройства и элементы равнонадежными, то $Q^\ominus(t) = 1 - (1 - q^\ominus)^n$ и

$$Q_p^\ominus(t) = [1 - (1 - q^\ominus)^n]^m. \quad (11.32)$$

Если, как и ранее, считать $nq^\ominus \ll 1$, то

$$Q^\ominus(t) \approx nq^\ominus \text{ и } Q_p^\ominus(t) \cong (nq^\ominus)^m. \quad (11.33)$$

Сравним выражения (11.27) и (11.33).

В случае необходимости обеспечения заданной надежности системы независимо от способа резервирования, т. е. $Q_p(t) = Q_p^\ominus(t)$, можно написать:

$$nq'^m = (nq^\ominus)^m; q'^m = \frac{q'^m}{n^{m-1}}; q^\ominus = \frac{q'}{n^{m-1}}. \quad (11.34)$$

Таким образом, качество элементов при общем резервировании должно быть значительно выше, чем при раздельном резервировании.

Если, с другой стороны, применить элементы с равной надежностью ($q' = q^\ominus$), то

$$Q'_p(t) = \frac{Q^\ominus(t)}{n^{m-1}}. \quad (11.35)$$

Число необходимых резервных цепей (включая рабочую) при общем резервировании может быть определено из ф-лы (11.33):

$$m = \frac{\lg Q_p^{\ominus}(t)}{\lg n + \lg q^{\ominus}}. \quad (11.36)$$

Рассмотрим надежность системы при наличии нескольких рабочих и резервных цепей.

В системе, состоящей из двух рабочих и одной резервной цепи, вероятность отказа первой или второй рабочей цепи при отсутствии резервной цепи (при $Q_1 + Q_2 \ll 1$)

$$Q_2 \cong Q_1 + Q_2, \quad (11.37)$$

где Q_1, Q_2 — вероятность отказа соответственно первой и второй цепей.

Вероятность отказа системы из двух рабочих цепей при наличии одной резервной будет равна:

$$Q_{2; 1p} \cong (Q_1 + Q_2) Q_{1p}, \quad (11.38)$$

где Q_{1p} — вероятность отказа резервной цепи.

При двух рабочих и двух резервных цепях

$$Q_{2; 2p} \cong (Q_1 + Q_2) Q_{1p} Q_{2p}. \quad (11.39)$$

В общем случае при k рабочих и k_1 резервных цепях

$$Q_{k; k_1p} \cong \prod_{i=1}^{k_1} Q_{ip} \sum_{i=1}^k Q_i \left(\text{при } \sum_{i=1}^k Q_i \ll 1 \right). \quad (11.40)$$

Если все цепи (как рабочие, так и резервные) равнонадежны и вероятность отказа любой цепи равна Q , то

$$Q_{k; k_1p} \cong k Q^{k_1+1}. \quad (11.41)$$

Для повышения надежности системы при общем резервировании целесообразно применять раздельное резервирование устройств с наименьшей надежностью. При этом сохраняется достоинство общего резервирования — возможность использования обходных трактов и, кроме того, могут быть применены сравнительно малонадежные элементы.

ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБСЛУЖИВАНИЕ

Все восстанавливаемые системы непрерывного длительного действия требуют периодического обслуживания. Это вызвано тем, что в процессе эксплуатации под воздействием различных случайных факторов отказывают отдельные элементы системы или ее параметры выходят за пределы допустимых значений. В результате снижается качество функционирования системы или прекращается выполнение ею своих функций.

Различают два вида технического обслуживания: внеплановое аварийно-восстановительное и плановое (регламентное). Первое

необходимо для восстановления системы после отказа путем замены, наладки или ремонта элементов. Второе проводится через регулярные промежутки времени. Цель планового обслуживания—предупреждение постепенных отказов путем замены элементов, являющихся потенциальными источниками отказов, а также обнаружение и устранение причин, вызывающих внезапные отказы аппаратуры.

Наиболее эффективный метод предотвращения отказов — прогнозирование неисправностей. Сущность этого метода заключается в непрерывном или периодическом контроле за поведением одного или нескольких параметров. В результате прогнозирования может быть выявлено неисправное устройство, отказ которого привел бы к отказу системы.

При организации планового обслуживания важным вопросом является обоснование периодичности и объема проведения работ с тем, чтобы обеспечить наилучшие показатели надежности при минимальных эксплуатационных затратах. Определение оптимальных показателей технического обслуживания (периодичность, объем и т. д.) представляет сложную задачу, которая не может быть решена в рамках данного учебника.