

Таблица В.1

| Волны      | Название диапазонов волн     | Частоты      |
|------------|------------------------------|--------------|
| 100—10 км  | Мириаметровые                | 3—30 кГц     |
| 10—1 км    | Километровые (длинные — ДВ)  | 30—300 кГц   |
| 1000—100 м | Гектометровые (средние — СВ) | 300—3000 кГц |
| 100—10 м   | Декаметровые (короткие — КВ) | 3—30 МГц     |
| 10—1 м     | Метровые                     | 30—300 МГц   |
| 100—10 см  | Дециметровые                 | 300—3000 МГц |
| 10—1 см    | Сантиметровые                | 3—30 ГГц     |
| 10—1 мм    | Миллиметровые                | 30—300 ГГц   |
| 1—0,1 мм   | Децимиллиметровые            | 300—3000 ГГц |

## ВВЕДЕНИЕ

Радиоприемное устройство состоит из приемной антенны, радиоприемника и оконечного устройства, предназначенного для воспроизведения сигналов. В книге рассматривается проектирование радиоприемников, а типы и параметры антенн и оконечных устройств учитываются лишь в той мере, в которой это необходимо для проектирования радиоприемников.

Радиоприемники можно классифицировать по ряду признаков, из которых основными являются: 1) тип схемы; 2) вид принимаемых сигналов; 3) назначение приемника; 4) диапазон частот; 5) вид активных элементов, используемых в приемнике; 6) тип конструкции приемника.

По типу схем различают приемники детекторные, прямого усиления (без регенерации и с регенерацией), сверхрегенеративные и супергетеродинные приемники, обладающие существенными преимуществами перед приемниками других типов и широко применяемые на всех диапазонах частот. Поэтому данная книга посвящена проектированию супергетеродинных приемников.

Принимаемые сигналы служат для передачи сообщений или измерения положения и параметров относительного движения объектов. Книга посвящена проектированию приемников обоих видов сигналов. При этом рассматривается проектирование приемников сигналов передачи сообщений, которые представляют собой:

- 1) непрерывные колебания с изменяемой (модулированной) амплитудой (АМ), частотой (ЧМ) или фазой (ФМ);
- 2) колебания, скачкообразно изменяемые (манипулированные) по амплитуде (АТ), частоте (ЧТ) или разности фаз (ФРТ);
- 3) колебания с изменяемой амплитудой, частотой или фазой, которые обусловлены видеоимпульсами с амплитудной (АИМ), широтной (ШИМ), временной (ВИМ) или дельта-модуляцией (ДМ), а также кодовыми группами видеоимпульсов (КИМ).

Принимаемые сигналы могут передавать сообщения от одного источника или от нескольких.

В книге рассматривается также проектирование приемников измерительных сигналов, с помощью которых можно определить временные положения, амплитуды, частоты и сдвиги фаз импульсных или непрерывных сигналов.

По назначению различают приемники связные, радиовещательные, телевизионные, радиорелейных и телеметрических линий, радиолокационные, радионавигационные и др. Связные радиоприемники чаще всего служат для приема одноканальных непрерывных сигналов с АМ (с несущей и боковыми полосами), ОБП (однополос-

ной) и ЧМ или дискретных сигналов с АТ, ЧТ и ФРТ. Радиовещательные приемники (монофонические) принимают одноканальные непрерывные сигналы с АМ на длинных, средних и коротких волнах и с ЧМ на ультракоротких волнах. Приемники черно-белых телевизионных программ принимают непрерывные сигналы изображений с АМ и частичным подавлением одной боковой полосы частот и звуковые сигналы с ЧМ. Приемники цветных телевизионных программ принимают также сигналы, создающие цветное изображение. Приемники оконечных станций радиорелейных и телеметрических линий обычно предназначены для приема и разделения каналов многоканальных сигналов с частотным и временным уплотнением.

Приемники промежуточных станций радиорелейных линий (наземных и спутниковых) отличаются от приемников оконечных станций тем, что в них не происходит разделения многоканальных сигналов.

Импульсные радиолокационные приемно-передающие станции обычно излучают зондирующие радиоимпульсы с фиксированным периодом следования, длительностью импульсов, амплитудой и несущей частотой. Приемники таких станций служат для приема части энергии зондирующих сигналов, отраженной от целей. Отраженные сигналы могут быть импульсными или непрерывными, причем информация о целях может содержаться в изменении во времени амплитуды (или отношения амплитуд) и частоты (или спектре) сигналов.

Согласно рекомендации МККР (Международного консультативного комитета по радио) спектр радиочастот делится на диапазоны (табл. В.1). В настоящей книге будут рассматриваться вопросы проектирования наиболее широко распространенных приемников, работающих в диапазоне частот 30 кГц — 300 ГГц (на волнах от 10 км до 1 мм).

В качестве активных элементов каскадов приемников, работающих на частотах 30 кГц — 300 МГц, сейчас можно использовать полупроводниковые приборы (транзисторы и диоды) и электронные лампы со штыревыми выводами. Предпочтение отдается полупроводни-

ковым приборам благодаря их преимуществам (малые габаритные размеры и масса; низкие напряжения и токи питания; большой срок службы и механическая прочность). Состояние отечественной транзисторной и радиоприемной техники позволяет успешно преодолеть недостатки транзисторов (большой разброс и зависимость параметров от частоты, режима и температуры; низкие входные и выходные сопротивления; наличие внутренней обратной связи и относительно высокая стоимость) и использовать их во всех каскадах приемников упомянутого диапазона без ухудшения работы приемников. Лампы применяются лишь в некоторых специальных приемниках и на более высоких частотах.

Приемники конструктивно выполняются из отдельных (навесных) активных и пассивных элементов с печатным или объемным монтажом или из готовых интегральных микросхем, представляющих собой каскады, узлы приемников и даже целые приемники.

Проектирование радиоприемников выполняется согласно техническому заданию. Обычно в техническом задании указываются: общие требования, требования к электрическим характеристикам (диапазон принимаемых частот, чувствительность, избирательность, качество воспроизведения сигналов, определяемое частотными, нелинейными и фазовыми искажениями, а также искажениями импульсных сигналов; данные входов и выходов приемника; параметры ручных и автоматических регулировок; излучение напряжения гетеродина в антенну, которое характеризует электромагнитную совместимость приемников и т. д.); конструктивные, механические, климатические, технологические, экономические, эксплуатационные требования (надежность). Приводится также методика измерения электрических характеристик, климатических и механических испытаний.

Технические требования на радиовещательные приемники должны соответствовать ГОСТ 5651—64. Технические требования на приемники черно-белого телевидения должны соответствовать междуведомственной нормали НИО.202.003 и ГОСТ 18198—72. Технические требования на остальные приемники согласовываются между заказчиком и разработчиком, могут уточняться в процессе проектирования. Приведем формулировки и содержание отдельных пунктов технических требований.

**Общие требования.** В них указывается назначение и место установки приемника, состав комплекта приемного устройства (антенна, приемник, оконечное устройство) и аппаратура, с которой должен работать приемник, но которая не входит в комплект.

**Диапазон частот.** Приемник может быть предназначен для работы на одной или нескольких фиксированных частотах или в непрерывном (прерывном) диапазоне частот ( $f_{\text{min}}$  —  $f_{\text{max}}$ ). Для диапазонных приемников определяется число поддиапазонов, коэффициенты перекрытия для них и запасы перекрытия по частоте между поддиапазонами.

**Чувствительность.** Этот параметр характеризует способность приемника принимать слабые сигналы. Чувствительность приемника с небольшим усилением, на выходе которого шумы практически отсутствуют, определяется э. д. с. (или номинальной мощностью) сигнала в антенне (или ее эквиваленте), при которой обеспечивается заданное напряжение (мощность) сигнала на выходе приемника. Если чувствительность ограничивается внутренними шумами приемника, то ее можно оценить реальной или предельной чувствительностью, коэффициентом шума или шумовой температурой.

Реальная чувствительность равна э. д. с. (или номинальной мощности) сигнала в антенне, при которой напряжение (мощность) сигнала на выходе приемника превышает напряжение (мощность) помех в заданное число раз. Предельная чувствительность равна э. д. с. или номинальной мощности  $P_{\text{Ап}}$  сигнала в антенне, при которой на выходе его линейной части (т. е. на входе детектора), мощность сигнала равна мощности внутреннего шума.

Предельную чувствительность можно также характеризовать коэффициентом шума  $N_0$ , равным отношению мощности шумов, создаваемых на выходе линейной части приемника эквивалентом антенны (при комнатной температуре  $T_0 = 290$  К) и линейной частью, к мощности шумов, создаваемых только эквивалентом антенны. Очевидно,

$$P_{\text{Ап}} = N_0 k T_0 \Pi_{\text{ш}}, \quad (3.1)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град — постоянная Больцмана;  $\Pi_{\text{ш}}$  — шумовая полоса линейной части приемника, Гц;  $P_{\text{Ап}}$  — мощность сигнала, Вт.

Из (3.1) видно, что мощность сигнала, соответствующую его предельной чувствительности и отнесенную к единице полосы частот, можно выразить в единицах  $kT_0$ :

$$P_{\text{Ап}}/\Pi_{\text{ш}} = N_0 (kT_0). \quad (3.2)$$

Предельную чувствительность можно также характеризовать шумовой температурой приемника  $T_{\text{пр}}$ , на которую надо дополнительно нагреть эквивалент антенны, чтобы на выходе линейной части приемника мощность создаваемых им шумов равнялась мощности шумов линейной части. Очевидно,  $k(T_0 + T_{\text{пр}})\Pi_{\text{ш}} = N_0 k T_0 \Pi_{\text{ш}}$ , откуда

$$T_{\text{пр}} = T_0 (N_0 - 1). \quad (3.3)$$

На реальную антенну воздействуют внешние шумы, номинальная мощность которых  $kT_{\text{А}}\Pi_{\text{ш}} > kT_0\Pi_{\text{ш}}$ , где  $T_{\text{А}}$  — шумовая температура антенны. Поэтому на выходе линейной части

$$k\Pi_{\text{ш}} (T_{\text{А}} + T_{\text{пр}}) = k\Pi_{\text{ш}} T_0 (N_0 - 1 + T_{\text{А}}/T_0),$$

и для получения равенства мощностей сигнала и шумов необходима мощность

$$P_{\text{ан}} = kT_0\Pi_{\text{ш}}(N_0 - 1 + T_A/T_0) > P_{\text{ан}}. \quad (\text{В.4})$$

**Избирательность.** Этот параметр характеризует способность приемника выделять полезный сигнал из помех. В задании оговариваются требования к линейной избирательности: ослабление помех от станций, близких по частоте к принимаемой («соседних каналов»), зеркальных помех и помех, частота которых близка к промежуточной. Ослабление соседних каналов обуславливается шириной полосы при ослаблении в 10, 100 и 1000 раз или коэффициентами прямоугольности (т. е. отношением полосы мешания к полосе пропускания при том же ослаблении).

«Нелинейная» избирательность определяется величиной и числом сигналов, обусловленных взаимодействием мешающих сигналов между собой, с принимаемыми сигналами и с частотой гетеродина или ее гармониками. В результате этих взаимодействий образуются колебания промежуточной частоты.

**Качество воспроизведения сигналов.** При прохождении сигналов по цепям приемника возникают частотные, нелинейные и фазовые искажения. Частотные искажения оцениваются «кривой верности воспроизведения», т. е. зависимостью коэффициента усиления от частоты модуляции, нелинейные — коэффициентом нелинейных искажений при заданном коэффициенте модуляции, фазовые — нелинейностью фазовой характеристики.

Искажения импульсных сигналов оцениваются длительностями фронта и среза  $\tau_{\text{ф}}$  и  $\tau_{\text{с}}$ , неравномерностью вершины  $\delta_{\text{н}}$ , выбросом на вершине  $b_1$ , выбросом в паузе  $b_2$ .

**Ручные и автоматические регулировки.** Требования к ручной регулировке усиления (РРУ) и полосы (РРП) определяются тем, во сколько раз изменяется выходное напряжение (полоса пропускания) приемника при действии РРУ (РРП). Требования к автоматической регулировке усиления (АРУ) характеризуются наибольшим допустимым изменением выходного напряжения приемника при заданном изменении входного напряжения и допустимой постоянной времени АРУ.

Требования к автоматической подстройке гетеродина (АП) определяются: начальной и остаточной расстройками и максимальной скоростью отклонения разностной частоты от промежуточной и минимальным напряжением разностной частоты, нужным для работы АП.

**Входная цепь.** В требованиях указывается, с какими типами и эквивалентами антенн и в каком режиме (согласования и т. д.) должна работать входная цепь.

**Выходная цепь.** В требованиях к ней указываются типы и сопротивления нагрузки и необходимое напряжение (мощность) сигнала на ней.

В требованиях к источникам питания обычно указывается род источника напряжения, его стабильность и пульсация и максимальная допустимая мощность.

Проектирование радиоприемников в промышленности обычно состоит из трех этапов: 1) эскизное проектирование, 2) техническое проектирование, 3) изготовление и испытание образцов. При эскизном проектировании составляются оптимальная структурная схема и чертеж общего вида приемника и проводятся расчеты (а при необходимости и эксперименты), подтверждающие выполнение технического задания. При техническом проектировании составляется и рассчитывается принципиальная схема приемника, разрабатывается его конструкция, изготавливается и экспериментально проверяется действующий макет приемника.

В процессе обучения студентов проводится курсовое и дипломное проектирование радиоприемников. При курсовом проектировании составляются структурная и принципиальная схемы, а также чертеж общего вида приемника. Расчетами подтверждается правильность выбора структурной схемы и наиболее важных частей принципиальной схемы. При дипломном проектировании составляются и рассчитываются полностью структурная и принципиальная схемы, разрабатываются чертежи общего вида и основных узлов конструкции приемника и экспериментально проверяются основные положения дипломного проекта (если это требуется)\*.

\* Конкретные цифры, указанные далее в тексте, взяты из практики проектирования приемников.

## СОСТАВЛЕНИЕ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА ПРИЕМНИКА

### 1.1. СОСТАВ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ПРИЕМНИКА

Все супергетеродинные приемники состоят из трех основных частей: линейного тракта, демодулятора и устройств регулировок (рис. 1.1). Линейный тракт одинаков для приемников различных типов. Он состоит из входной цепи (ВЦ), усилителя ра-

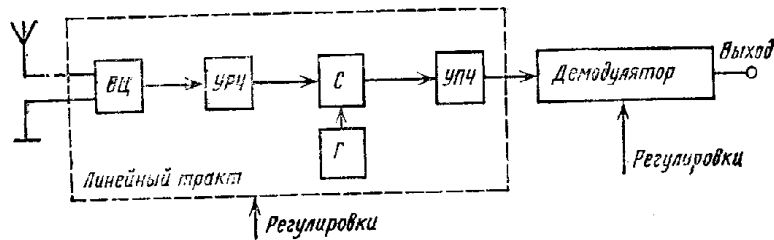


Рис. 1.1. Структурная схема супергетеродина с одинарным преобразованием частоты.

диочастоты (УРЧ), смесителя (С) и гетеродина (Г) преобразователя частоты, а также усилителя промежуточной частоты (УПЧ).

Если в процессе проектирования выяснится, что требования к чувствительности по зеркальному каналу выполняются приемни-

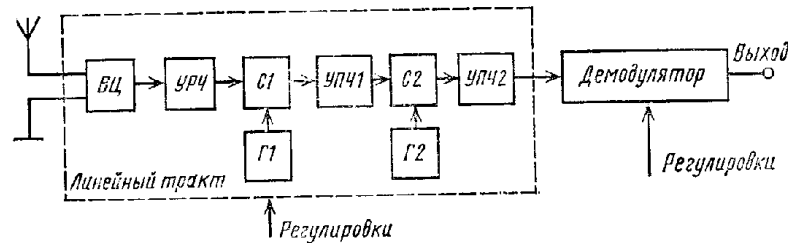


Рис. 1.2. Структурная схема супергетеродина с двойным преобразованием частоты.

ком без УРЧ, то последний можно исключить. Если же приемник, реализованный по схеме рис. 1.1, не может обеспечить одновременное выполнение требований к избирательности по зеркальному и соседнему каналам, то следует использовать супергетеродин с двойным преобразованием частоты (рис. 1.2).

При выборе схемы линейного тракта следует учитывать необходимую полосу пропускания, которая существенно влияет на показатели всех каскадов и элементов приемника.

### 1.2. РАСЧЕТ НЕОБХОДИМОЙ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА ПРИЕМНИКА

Ширина полосы пропускания линейного тракта  $\Pi$  складывается из ширины спектра радиочастот принимаемого сигнала ( $\Pi_c$ ), доплеровского смещения частоты сигнала ( $\Delta f_d$ ) и запаса полосы, требуемого для учета нестабильности и неточностей настроек приемника ( $\Pi_{nc}$ ), т. е.

$$\Pi = \Pi_c + 2\Delta f_d + \Pi_{nc}. \quad (1.1)$$

Величина  $\Pi_{nc}$  определяется по формуле

$$\Pi_{nc} = 2 \sqrt{(\delta f_c)^2 + (\delta f_r)^2 + (\delta f_{\Pi})^2 + (\delta f_{\Pi'})^2}, \quad (1.2)$$

где  $\delta f_c$  и  $\delta f_r$  — нестабильности частот сигнала  $f_c$  (обычно заданная) и гетеродина  $f_r$ ;  $\delta f_{\Pi}$  и  $\delta f_{\Pi'}$  — неточности настроек частот гетеродина  $f_r$  и УПЧ  $f_{\Pi}$ .

Таблица 11

| Тип гетеродина             |   | Относительная нестабильность частот в диапазоне |                               |                       |
|----------------------------|---|---|-------------------------------|-----------------------|
|                            |   | ниже 30 МГц                                     | выше 30 МГц                   |                       |
| Транзисторный              | Однокаскадный   | без кварцевой стабилизации                      | $10^{-3}$ — $10^{-4}$         | $10^{-2}$ — $10^{-3}$ |
|                            |   | с кварцевой стабилизацией                       | $10^{-5}$ — $10^{-7}$         | —                     |
|                            | Многокаскадный с умножением частоты и кварцевой стабилизацией | $10^{-6}$ — $10^{-7}$                           | $10^{-5}$ — $10^{-7}$         |                       |
| На туннельном диоде        |   | —   | $3 \cdot 10^{-4}$ — $10^{-5}$ |                       |
| На отражательном клистроне |   | —   | $2 \cdot 10^{-3}$ — $10^{-6}$ |                       |

Относительную нестабильность частоты гетеродина  $\delta f_r/f_r$  можно определить по данным табл. 1.1. При этом надо учесть, что транзисторные однокаскадные гетеродины с кварцевой стабилизацией можно применять на частотах не выше 10 МГц, а без кварцевой стабилизации — на частотах не выше 500 МГц; транзисторные многокаскадные гетеродины с умножением частоты и кварцевой стабилизацией — на частотах до 10 ГГц; гетеродины с туннельными диодами —

на частотах от 0,5 до 100 ГГц; гетеродины на отражательных клистронах — на частотах от 3 до 50 ГГц. Повышая стабильность гетеродинов (за счет температурной стабилизации и т. п.), можно получить меньшие из величин  $\delta f_r/f_r$ , указанных в табл. 1.1. Увеличивать стабильность необходимо в тех случаях, когда требуется высокая чувствительность приемника, и она сильно падает за счет роста запаса полосы  $\Pi_{nc}$ . Величина  $\delta f_r = (0,003...0,01) f_r$  и падает до нуля при настройке приемника по принимаемым сигналам. Коэффициент  $\delta f_{\Pi} = (0,0003...0,003) f_{\Pi}$ .

Доплеровское смещение частоты сигналов, принимаемых от передатчика, который перемещается относительно приемника с радиальной скоростью  $v_p$ , равно

$$\Delta f_d \approx (v_p/c) f_c, \quad (1.3)$$

где  $c \approx 3 \cdot 10^5$  км/с — скорость распространения радиоволн. Для сигналов, которые ретранслируются объектом, перемещающимся относительно приемопередатчика РЛС,

$$\Delta f_d \approx (2v_p/c) f_c. \quad (1.4)$$

Если передатчик и приемник неподвижны относительно друг друга, то  $\Delta f_d = 0$ . Ширина спектра радиочастот  $\Pi_c$  различных сигналов указана в гл. 2.

Если указанных мер стабилизации частоты гетеродина будет недостаточно, можно применить автоподстройку частоты гетеродина (ЧАП) и подсчитать полосу пропускания линейного тракта  $\Pi = \Pi_{\text{ЧАП}}$  по формуле

$$\Pi_{\text{ЧАП}} = \Pi_c + (2\Delta f_d + \Pi_{nc})/K_{\text{ЧАП}}, \quad (1.5)$$

где  $K_{\text{ЧАП}}$  — коэффициент частотной автоподстройки. Обычно для обеспечения устойчивости частотной автоподстройки приходится брать  $K_{\text{ЧАП}} \leq 15...25$ .

При использовании фазовой автоподстройки  $K_{\text{ЧАП}} = \infty$  и

$$\Pi_{\text{ЧАП}} = \Pi_c + (2\Delta f_d + \Pi_{nc})/K_{\text{ЧАП}} \approx \Pi_c. \quad (1.6)$$

При использовании автоподстройки частоты гетеродина полосу пропускания ВЦ и УРЧ (преселектора)  $\Pi_{\text{пр}}$  нужно определять из соотношения

$$\Pi_{\text{пр}} = \Pi_c + 2\Delta f_d + 2(\delta f_c), \quad (1.6a)$$

а полосу пропускания УПЧ — из (1.5) или (1.6). Если приемник в процессе работы подстраивается на частоту принимаемого сигнала, то можно полагать  $\Pi \approx \Pi_c$ .

### 1.3. ВЫБОР ПЕРВЫХ КАСКАДОВ ПРИЕМНИКА

Определив необходимую полосу линейного тракта  $\Pi$ , нужно перейти к выбору первых каскадов приемника, обеспечивающих требуемую чувствительность. Как было указано во введении, этот параметр можно характеризовать реальной чувствительностью

приемника. Если реальная чувствительность задана в виде величины э. д. с.  $E_A$  сигнала в антенне, при которой отношение эффективных значений напряжений сигнал/помеха на выходе приемника больше минимально допустимого отношения  $\gamma_{\text{вых}}$  или равно ему, то следует вычислить допустимый коэффициент шума [3]  $N_d$  из условия

$$N_d \leq [(E_A^2/\gamma_{\text{вых}}^2) - E_n^2 h_d^2 \Pi_{\text{ш}}]/4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_A, \quad (1.7)$$

где  $\gamma_{\text{вых}}$  — минимально допустимое отношение эффективных напряжений сигнал/помеха на выходе приемника;  $E_n$  — напряженность

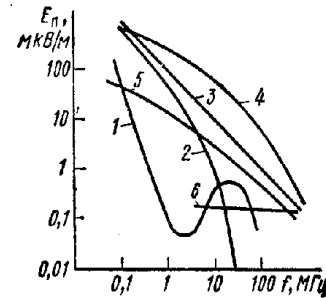


Рис. 1.3. Зависимость напряженности поля внешних помех от частоты:  
1 — средний уровень атмосферных помех днем; 2 — ночью; 3 — при местной грозе; 4 — средний уровень промышленных помех в городах; 5 — в сельской местности; 6 — максимальный уровень космических помех.

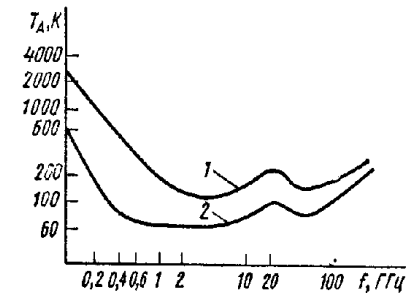


Рис. 1.4. Зависимость шумовой температуры приемной антенны от частоты:  
1 — максимальная; 2 — минимальная.

поля внешних помех;  $h_d$  — действующая высота приемной антенны;  $\Pi_{\text{ш}} \approx 1,1\Pi$  — шумовая полоса линейного тракта;  $k = 1,38 \times 10^{-23}$  Дж/град — постоянная Больцмана;  $T_0 = 290$  К — стандартная температура приемника;  $R_A$  — внутреннее сопротивление приемной антенны. Величины  $\gamma_{\text{вых}}$  определяются из приведенных в гл. 2 зависимостей  $\gamma_{\text{вых}} = \varphi(\gamma_{\text{вых}})$ , где  $\gamma_{\text{вых}}$  — минимально допустимое отношение сигнал/помеха на выходе приемника.

Если реальная чувствительность задана в виде напряженности поля сигнала  $E$  возле приемной антенны, при которой отношение сигнал/помеха на выходе приемника больше или равно  $\gamma_{\text{вых}}$ , то

$$N_d \leq [(E^2/\gamma_{\text{вых}}^2) - E_n^2 \Pi_{\text{ш}}] h_d^2/4kT_0 \Pi_{\text{ш}} R_A. \quad (1.8)$$

Если  $E_n$  не задана, то ее можно найти из рис. 1.3. Если одновременно действует несколько источников помех с напряженностями поля  $E_{n1}, E_{n2}, \dots$ , то

$$E_n^2 = E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + \dots + E_{ni}^2. \quad (1.9)$$

Если реальная чувствительность задана в виде номинальной мощности сигнала  $P_A$ , отдаваемой антенной согласованному с ней

Таблица 1.2

| Тип фидера                                    | Частота, ГГц | Затухание, $\beta_{\phi}$ дБ/м | Волновое сопротивление $W_{\phi}$ , Ом |
|---|--------------|--------------------------------|--|
| Волновод прямоугольный, медный, посеребренный | 75—150       | 3,5—7                          |  |
|   | 37,5—75      | 1,2—2,9                        |  |
|   | 25—37,5      | 0,46—1,2                       |  |
|   | 7,5—10       | 0,09—0,13                      |  |
|   | 4—6,5        | 0,037—0,046                    |  |
| 2—3   | 0,015—0,022  |                                |  |
| Кабель РК-103 коаксиальный                    | 0,045        | 0,05                           | 74                                     |
|   | 3            | 0,9                            |  |
| Кабель РК-120 коаксиальный                    | 0,045        | 0,19                           | 78                                     |
|   | 3            | 1,1                            |  |
| Кабель РК-64 коаксиальный                     | 0,045        | 0,08                           | 100                                    |
|   | 3            | 1                              |  |

приемнику, при которой отношение сигнал/помеха на выходе приемника больше или равно  $\gamma_{\text{вых}}$ , то [3]

$$N_{\text{д}} \leq (P_{\text{А}}/\gamma_{\text{вых}}^2 k T_0 \Pi_{\text{ш}}) - [(T_{\text{А}}/T_0) - 1], \quad (1.10)$$

где  $T_{\text{А}}$  — шумовая температура антенны, которая характеризует интенсивность воздействующих на антенну внешних шумов и которую можно найти из рис. 1.4.

Так как величины  $T_{\text{А}}$  и  $E_{\text{п}}$  зависят от частоты, то расчеты по формулам (1.7) и (1.8), (1.10) следует вести для крайних точек диапазона.

Заметим, что шумовая температура приемника  $T_{\text{пр}}$ , которая иногда приводится для оценки чувствительности, связана с коэффициентом шума  $N$  соотношением

$$N = 1 + T_{\text{пр}}/T_0. \quad (1.11)$$

На метровых и более коротких волнах структура высших помех близка к шумовым; на выходе линейного тракта узкополосных приемников более длинных волн спектры внешних помех и собственных шумов сходны. Поэтому можно допустить квадратурное сложение эффективных значений внешних помех и шумов приемника.

Из (1.7) — (1.10) видно, что для обеспечения заданной чувствительности нужно задать достаточно малый коэффициент шума приемника  $N_{\text{д}}$ . Получаемый же коэффициент шума супергетеродинного приемника равен [3]

$$N_0 = \left( N_{\text{вц}} + \frac{N_{\text{р}} - 1}{K_{\text{РВЦ}}} + \frac{N_{\text{пч}} - 1}{K_{\text{РВЦ}} K_{\text{УРЧ}}} + \frac{N_{\text{упч}} - 1}{K_{\text{РВЦ}} K_{\text{РУРЧ}} K_{\text{РПЧ}}} + \dots \right) / L_{\phi}, \quad (1.12)$$

где  $N_{\text{вц}}$ ,  $N_{\text{р}}$ ,  $N_{\text{пч}}$ ,  $N_{\text{упч}}$  — коэффициенты шума входной цепи, УРЧ, преобразователя частоты и УПЧ соответственно;  $K_{\text{РВЦ}}$ ,  $K_{\text{РУРЧ}}$ ,  $K_{\text{РПЧ}}$  — коэффициенты передачи мощности входной цепи, УРЧ и преобразователя частоты;  $L_{\phi} = 10^{-0,1\beta_{\phi}l_{\phi}}$  — коэффициент передачи мощности антенного фидера;  $\beta_{\phi}$  — погонное затухание (табл. 1.2);  $l_{\phi}$  — длина фидера.

Если фидеры состоят из ряда отрезков, то надо учитывать, что каждое сочленение в фидере вносит добавочное затухание: разъемное (0,005—0,01 дБ), фланцевое (0,02—0,045 дБ) и вращающееся (0,04—0,08 дБ).

Из (1.12) видно, что для уменьшения коэффициента шума приемника  $N_0$  нужно увеличить коэффициент передачи мощности фидера  $L_{\phi}$ , уменьшив  $\beta_{\phi}$  (см. табл. 1.2) и длину фидера  $l_{\phi}$ , а также выбрать первые каскады приемника с малым коэффициентом шума и большим коэффициентом усиления мощности (табл. 1.3).

Максимальным рабочим частотам соответствуют меньшие значения  $K_{\text{Рмах}}$  и большие значения  $N_{\text{мин}}$  усилительных и преобразовательных каскадов. Значения  $l_{\text{с}}$  приводятся в гл. 7, а значения

$N_{\text{минт}}$ ,  $Y_{21\text{в}}$ ,  $Y_{12\text{в}}$  и  $Y_{22\text{в}}$  в приложениях 4 и справочниках по транзисторам. Из табл. 1.3 видно, что УРЧ имеют меньшие коэффициенты шума, чем преобразователи частоты. Однако введение и увеличение числа каскадов УРЧ заметно усложняет приемник, особенно на частотах более 0,4 ГГц и при плавной настройке приемника в широком диапазоне частот. Поэтому первые каскады необходимо выбирать из следующих соображений:

1. Если уровень внешних помех в антенне значительно больше приведенного к антенне уровня шумов приемника  $N_0$ , получаемого даже при отсутствии УРЧ, то бесцельно снижать коэффициент шума приемника путем введения УРЧ. Такая ситуация может часто возникнуть при приеме сигналов на частотах ниже 30 МГц. Поэтому, если окажется, что

$$E_{\text{н}}^2 \geq 5 (4kT_0 N_0 R_{\text{Л}}), \quad (1.13)$$

то первым каскадом приемника должен быть преобразователь частоты (ПЧ) со смесителем и гетеродином на транзисторах.

2. Если неравенство (1.13) не выполняется, то надо подсчитать допустимый коэффициент шума  $N_{\text{д}}$  согласно (1.7), (1.8) или (1.10).

Если необходимо принимать сигналы на частотах 30 МГц  $\leq f_{\text{с}} \leq 0,4$  ГГц, то следует выбрать преобразователь частоты на транзисторе с малым  $N_{\text{минт}}$  и найти  $N_{\text{пч}} = 4 N_{\text{минт}}$  из табл. 1.3. При  $N_{\text{пч}} \leq N_{\text{д}}$  в качестве первого каскада можно использовать преобразователь частоты. При  $N_{\text{пч}} > N_{\text{д}}$  необходимо добавить однокаскадный УРЧ на транзисторе с общим эмиттером, обладающем малым  $N_{\text{минт}}$  и большим  $Y_{21\text{в}}/Y_{12\text{в}}$ , определить для него  $N_1 = 2 N_{\text{минт}}$  и  $K_{\text{Р1}} = 0,15 Y_{21\text{в}}/Y_{12\text{в}}$  и подсчитать

$$N_0 \approx N_1 + N_{\text{вч}}/K_{\text{Р1}}. \quad (1.14)$$

Таблица 1.3

| Вид каскада   | Частота, ГГц | Минимально достижимый коэффициент шума $N_{\min}$ | Максимально достижимый коэффициент передачи по мощности $K_{P \max}$ |
|---|--------------|---|--|
| Усилительный на транзисторе с общим эмиттером   | $\leq 0,4$   | $2N_{\min \tau}$                                  | $0,15Y_{21a}/Y_{12a}$  |
| Усилительный на транзисторе с общей базой   | $\leq 0,4$   | $2N_{\min \tau}$                                  | $0,25 Y_{21a}/Y_{22a}$   |
| Усилительный на транзисторах по каскадной схеме   | $\leq 0,4$   | $2N_{\min \tau}$                                  | $\frac{0,2Y_{21a}^2}{Y_{12a}(Y_{12a} + Y_{22a})}$                    |
| Усилительный на туннельном диоде регенеративный   | 0,3—10       | 4—10  | 30—100   |
| Усилительный с лампой бегущей волны   | 1—30         | 4,5—12  | 10—100   |
| Усилительный параметрический регенеративный с полупроводниковым диодом без охлаждения             | 1—30         | 1,15—1,5  | 30—300   |
| Усилительный параметрический регенеративный с полупроводниковым диодом, охлаждаемый жидким азотом | 1—30         | 1,08—1,3  | 30—300   |
| Усилительный парамагнитный, охлаждаемый жидким гелием   | 1—50         | 1,02—1,05   | 50—1000  |
| Преобразовательный на транзисторе с общим эмиттером   | $\leq 0,4$   | $4N_{\min \tau}$                                  | $0,07Y_{21a}/Y_{12a}$  |
| Преобразовательный на транзисторе с общей базой   | $\leq 0,4$   | $4N_{\min \tau}$                                  | $0,09Y_{21a}/Y_{22a}$  |
| Преобразовательный на туннельном диоде  | 0,3—10       | 5—12  | 10—30  |
| Преобразовательный на полупроводниковом диоде   | 1—40         | $t_c/K_{P11Ч}$                                    | 0,1—0,2  |
| Одноконтурная входная цепь  | —            | $1/K_{PВЦ}$                                       | $\frac{1}{(1+k_{св}/k_{св \text{ опт}})}$                            |

Примечание:  $t_c$  — шумовое отношение полупроводникового диодного смесителя;  $Y_{21a}$ ,  $Y_{12a}$  и  $Y_{22a}$  — прямая, обратная и выходная проводимости транзистора (в преобразователях эти параметры берутся для промежуточной частоты);  $N_{\min \tau}$  — минимальный коэффициент шума транзистора;  $k_{св}$  и  $k_{св \text{ опт}}$  — выбранное и оптимальное значение коэффициента связи между антенной цепью и входным контуром приемника.

Если опять  $N_0 \geq N_d$ , следует использовать двухкаскадный УРЧ на том же транзисторе и подсчитать

$$N_0 \approx N_1 + [(N_2 - 1)/K_{P1}] + [(N_{пч} - 1)/K_{P1}K_{P2}], \quad (1.15)$$

где  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $K_{P1}$ ,  $K_{P2}$  — коэффициенты шума и передачи мощности 1-го и 2-го каскада УРЧ. Применение более двух каскадов УРЧ нежелательно из-за сильного усложнения приемника.

3. При приеме сигналов на частотах более 1,0 ГГц внешними помехами обычно можно пренебречь и принять  $E_n = 0$ . В этих случаях в качестве 1-го каскада можно выбрать преобразователь частоты на полупроводниковом смесительном диоде. Надо учесть, что преобразователь частоты со смесительным диодом имеет  $K_{P пч} < 1$  и на коэффициент шума приемника будут заметно влиять шумы УПЧ. Поэтому в 1-м каскаде УПЧ рекомендуется использовать транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, с малым  $N_{\min \tau}$  и большим  $Y_{21a}/Y_{12a}$  и определить  $N_0$  по формуле

$$N_0 \approx (t_c/K_{P пч}) + [(N_{упч1} - 1)/K_{P пч}] = (t_c + N_{упч1} - 1)/K_{P пч}, \quad (1.16)$$

где  $N_{упч1}$  — коэффициент шума 1-го каскада УПЧ, который находят из табл. 1.3.

При  $N_0 \leq N_d$  в качестве 1-го каскада можно использовать преобразователь частоты с полупроводниковым диодным смесителем.

4. При  $N_0 > N_d \geq 5$  в приемнике необходимо иметь УРЧ. В качестве УРЧ можно использовать один каскад на туннельном диоде (ТД) или на лампе бегущей волны (ЛБВ). УРЧ на ЛБВ более устойчив и позволяет усиливать в широком диапазоне частот, но имеет большие габаритные размеры и требует высокого напряжения питания.

При наличии УРЧ можно выбрать преобразователь частоты со смесителем на полупроводниковом диоде, если окажется, что

$$N_0 = N_p + (t_c + N_{упч} - 1)/K_{P урч}K_{P пч} \leq N_d. \quad (1.17)$$

В противном случае следует использовать преобразователь частоты на ТД.

5. Если из (1.16) получим  $N_0 > N_d$ , причем  $N_d < 5$ , то можно использовать любой из следующих типов однокаскадных УРЧ: параметрический без охлаждения и с охлаждением или парамагнитный. Надо помнить, что при переходе от первого варианта ко второму и особенно к третьему приемник резко усложняется.

Преобразователь частоты необходимо выбрать со смесителем на полупроводниковом диоде, если окажется, что согласно (1.17)  $N_0 \leq$

Таблица 1.4

| Частота принимаемых сигналов, МГц | Тип транзисторного гетеродина преобразователя частоты |                           |
|-----------------------------------|---|---------------------------|
|                                   | без кварцевой стабилизации                            | с кварцевой стабилизацией |
| ≤ 30                              | Однокаскадный   | Одно- или многокаскадный  |
| 30—400                            | Однокаскадный   | Многокаскадный            |
| > 400                             | Однокаскадный (на ТД)                                 | Многокаскадный            |

Примечание: В диапазоне 3—50 ГГц можно использовать клистронные гетеродины.

≤  $N_d$ . В противном случае следует использовать параметрический преобразователь частоты.

6. При приеме на частотах 0,4—1 ГГц в качестве 1-го каскада приемника можно применить преобразователь на ТД, если окажется, что

$$N_0 \approx N_{пч} \leq N_d. \quad (1.18)$$

В противном случае рекомендуется использовать однокаскадный усилитель радиочастоты и преобразователь частоты на ТД.

7. Разумеется, в случаях 4—6 при очень высоких требованиях к чувствительности можно применить два и более каскадов УРЧ, но при этом сильно усложняется приемник.

8. Гетеродины преобразователей частоты выбирают в зависимости от частоты принимаемых сигналов (табл. 1.4).

В преобразователях частоты смесители и гетеродины реализуют как на отдельных активных приборах, так и на совмещенных. При малом отношении промежуточной частоты к принимаемой можно использовать преобразователи частоты с двухтактными смесителями, коэффициент шума которых снижается за счет ослабления шумов гетеродина.

#### 1.4. ВЫБОР СРЕДСТВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ ПРИЕМНИКА

В супергетеродинных приемниках частотная избирательность определяется в основном ослаблениями зеркального  $Se_{зр}$  и соседнего (или соседних)  $Se_{ск}$  каналов. В приемниках с одинарным преобразованием частоты ослабление зеркального канала обеспечивает преселектор, ослабление соседнего канала — в основном УПЧ и частично преселектор. Резонансные характеристики преселектора и УПЧ должны быть такими, чтобы линейный тракт (преселектор и УПЧ с преобразователем частоты) обладал полосой пропускания не меньше заданной П.

Промежуточная частота  $f_{п}$  должна лежать вне диапазона принимаемых частот  $f_c$  и обеспечивать:

— заданную избирательность (ослабление  $Se_{зр}$ ) по зеркальному каналу;

— заданную избирательность по соседнему каналу  $Se_{ск}$ ;

— заданную полосу пропускания линейного тракта П;

— возможность применения контуров с реализуемой добротностью;

— устойчивое детектирование радиоимпульсов и хорошую фильтрацию сигналов промежуточной частоты при детектировании;

— требуемое усиление и устойчивость работы УПЧ;

— малый коэффициент шума  $N_{упч}$  в приемниках со смесителем на полупроводниковых диодах и без УРЧ.

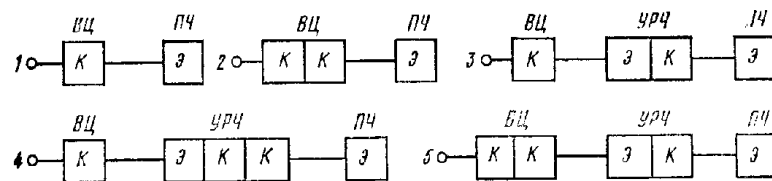


Рис. 1.5. Типовые структурные схемы преселекторов радиовещательных приемников умеренно высоких частот.

Для возможности применения контуров с реализуемой добротностью нужно иметь  $f_{п} \leq 200$  П. Для устойчивого детектирования радиоимпульсов длительностью  $\tau$  желательно выбирать  $f_{п}$  порядка  $(10...20)/\tau$ . Для фильтрации сигналов промежуточной частоты при детектировании АМ сигналов с наибольшей частотой модуляции  $F_{max}$  следует выбирать  $f_{п} \geq 2 F_{max}$ , при детектировании ЧМ сигналов с индексом модуляции  $m_q - f_{п} \geq F_{max}/(1 - m_q)$ .

Средства обеспечения избирательности можно выбирать в следующей последовательности. Сначала обосновываем схему, число и параметры контуров преселектора, т. е. ВЦ и УРЧ. Для радиовещательных приемников следует руководствоваться рис. 1.5. Более сложные схемы не используются из конструктивных и экономических соображений, так как перестройка приемника должна осуществляться блоком конденсаторов, имеющим не более четырех секций, включая конденсатор гетеродина в преобразователе частоты (ПЧ). Применение более одного каскада УРЧ обычно не требуется для обеспечения чувствительности приемника.

В профессиональных диапазонных приемниках преселекторы реализуют по более сложным схемам (рис. 1.6). Однако необходимость их перестройки обуславливает отказ от сложных резонансных систем (фильтров сосредоточенной избирательности) и использование лишь одиночных контуров или пар связанных контуров, перестраиваемых в заданном диапазоне частот блоком конденсаторов



переменной емкости. Обычно применяют не более двух каскадов УРЧ, обеспечивающих необходимую чувствительность приемника.

Во всех схемах связь между парами связанных контуров выбирается близкой к критической  $\beta \approx \beta_{кр} = 1$ . При  $\beta = 1$  частотная характеристика имеет наилучшую форму с точки зрения минимальных искажений при максимальных значениях полосы пропускания, избирательности и коэффициента передачи. Для производственной унификации все контуры выполняют с одинаковыми затуханиями. Исключение составляют первые контуры, служащие для

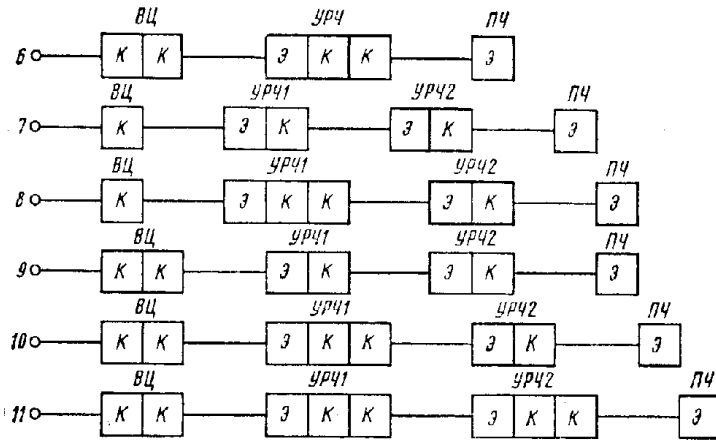


Рис. 1.6. Типовые структурные схемы преселекторов профессиональных приемников умеренно высоких частот.

согласования антенного фидера со входом приемника. Затухание этих контуров в два раза больше, чем остальных. Варианты 1, 3, 4, 7 и 8 (рис. 1.5, 1.6) используют в тех случаях, когда требование высокой чувствительности приемника является наиболее важным, варианты 2, 5, 6, 9, 10 и 11 — тогда, когда доминируют требование высокой избирательности. Приемники с фиксированной настройкой обычно реализуют по аналогичным схемам.

Пользуясь нормированными частотными характеристиками при больших и малых обобщенных расстройках  $\xi = [(f/f_c) - (f_c/f)]/d_{ар}$  (рис. 1.7, 1.8), (где  $d_{ар}$  — эквивалентные затухания контуров преселектора с учетом потерь, вносимых источником сигналов и нагрузкой), схему преселектора, затухания его контуров и промежуточную частоту можно выбирать следующим образом:

Если промежуточная частота приемника  $f_n$  задана, то следует выбирать эквивалентное затухание из условия  $d_{ар} \geq 0,02 \dots 0,01$  и определять обобщенную расстройку зеркального канала

$$\xi_{зк} = 4 (f_n/f_c) [(f_c + f_n)/(f_c + 2 f_n)]/d_{ар}, \quad (1.19)$$

при верхней настройке гетеродина и

$$\xi_{зк} = 4 (f_n/f_c) [(f_c - f_n)/(f_c - 2 f_n)]/d_{ар}, \quad (1.20)$$

при нижней настройке гетеродина.

Затем необходимо восстановить перпендикуляры к оси абсцисс рис. 1.7, а или рис. 1.8, а в точках с подсчитанными значениями  $\xi_{зк} = \xi$ . Преселектор можно реализовать по простейшей схеме, если пересечение с ее характеристиками дает ослабление зеркального канала  $Se_{зк}$  больше требуемого. В противном случае рекомендуется увеличить число контуров преселектора.

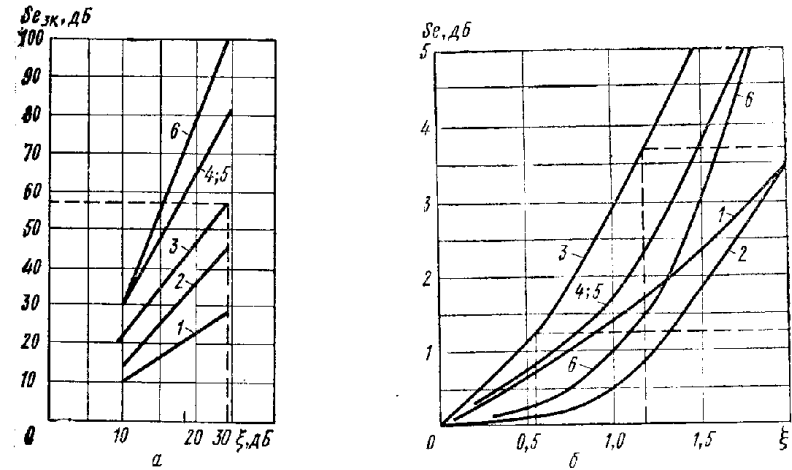


Рис. 1.7. Нормированные частотные характеристики преселекторов схем 1—6 для больших (а) и малых (б) обобщенных расстроек.

Если промежуточная частота  $f_n$  не задана, то откладываем по оси ординат рис. 1.7, а или рис. 1.8, а заданное значение  $Se_{зк}$ . Из этой точки проводим горизонтальную линию до пересечения с характеристикой простейшей схемы преселектора. Из точки пересечения опускаем перпендикуляр на ось абсцисс и находим нужную обобщенную расстройку  $\xi = \xi_{зк}$ . Затем положив  $d_{ар} > 0,02 \dots 0,01$ , рассчитываем промежуточную частоту

$$f_n \approx 0,25 \xi_{зк} f_c d_{ар}, \quad (1.21)$$

при  $f_n \ll f_c$ . Если  $f_n$  получалась слишком большой, то рационально увеличить число контуров преселектора.

В диапазонных приемниках схемы преселектора и частоту  $f_n$  следует выбирать для  $f_c = f_{сmax}$ .

Теперь переходим к выбору средств обеспечения избирательности по соседнему каналу. При  $1/f_n \geq 2,82 d_0 = 0,014$  (если положить  $d_0 \geq 0,005$ ) и высоких требованиях к избирательности по соседнему каналу рационально применить фильтр сосредоточенной избирательности (ФСИ) на промежуточной частоте, так как в этих условиях

ФСИ может дать лучшую избирательность, чем УПЧ с распределенной избирательностью (УПЧ-Р). Добавочным преимуществом ФСИ является сосредоточение средств избирательности перед усилителем, что уменьшает опасность дискретных помех. Наконец, частотная характеристика ФСИ меньше зависит от изменения параметров транзисторов, чем характеристика УПЧ-Р.

При использовании ФСИ необходимое усиление сигналов по промежуточной частоте обеспечивают резистивные или одноконтурные настроенные каскады, полоса которых в 3—5 раз шире полосы ФСИ.

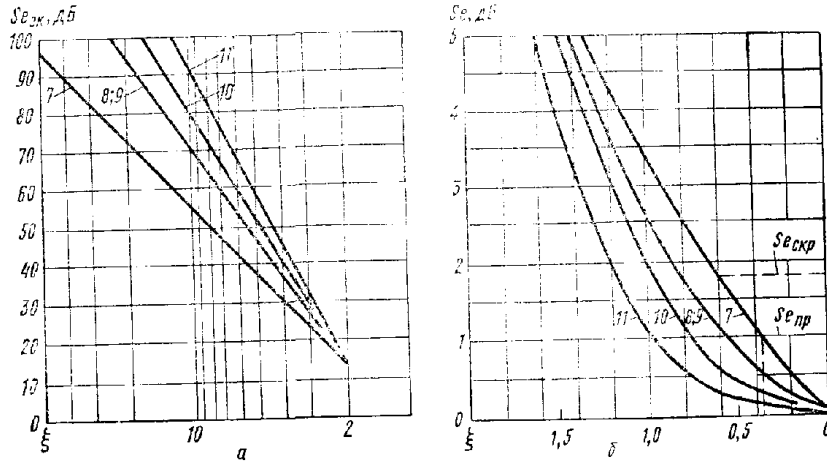


Рис. 1.8. Нормированные частотные характеристики преселекторов схем 7—11 для больших (а) и малых (б) обобщенных расстройк.

Для выбранного преселектора вычисляем обобщенную расстройку для краев полосы пропускания приемника  $\Pi$  из выражения

$$\xi_{\text{пр}} \approx \Pi / f_c d_{\text{ар}}. \quad (1.22)$$

Для полученной  $\xi_{\text{пр}}$  находим из рис. 1.7, б или 1.8, б ослабление  $Se_{\text{пр}}$ , создаваемое преселектором. Рассчитаем ослабление  $Se_{\text{шп}}$ , которое можно допустить в ФСИ, из выражения

$$Se_{\text{шп}} = (3 - Se_{\text{пр}}) \text{ [дБ]}. \quad (1.23)$$

Для выбранного преселектора определяем обобщенные расстройки для соседнего канала из выражения

$$\xi_{\text{ск р}} = \xi_{\text{пр}} \cdot 2\Delta f_{\text{ск}} / \Pi, \quad (1.24)$$

где  $\Delta f_{\text{ск}}$  — расстройка для соседнего канала.

Для вычисленных значений  $\xi_{\text{ск р}} = \xi$  по кривым рис. 1.7, б или 1.8, б находим ослабление  $Se = Se_{\text{ск р}}$  соседнего канала, создаваемое преселектором.

Определяем ослабление соседнего канала  $Se_{\text{ск п}}$ , требуемое от ФСИ,

$$Se_{\text{ск п}} = Se_{\text{ш}} - Se_{\text{ск р}}, \quad (1.25)$$

где  $Se_{\text{ск}}$  — полное ослабление соседнего канала, требуемое в приемнике.

Методика детального расчета ФСИ по заданным величинам  $Se_{\text{шп}}$  и  $Se_{\text{ск п}}$  излагается в гл. 6.

**Пример 1.1.** Требуется выбрать средства обеспечения избирательности супергетеродинного приемника по зеркальному и соседнему каналам.

*Исходные данные:*  $f_c = 4000$  кГц;  $\Pi = 40$  кГц;  $2\Delta f_{\text{ск}} = 80$  кГц;  $Se_{\text{шк}} = 100$  дБ;  $Se_{\text{ск}} = 25$  дБ.

*Расчет.*

Выбираем схему 6 (рис. 1.5) преселектора и  $\xi_{\text{ар}} = 30$  дБ  $\approx 30$  из рис. 1.7, а. Принимаем  $d_{\text{ар}} = 0,016$  и вычисляем  $f_{\text{п}} = 0,25 \times 30 \cdot 4000 \cdot 0,016 \approx 500$  кГц (1.21). Подсчитываем  $\Pi/f_{\text{п}} = 0,08$  и выбираем УПЧ с ФСИ. Определяем по (1.22)  $\xi_{\text{пр}} = 40/4000 \times 0,016 = 0,6$  и из рис. 1.7, б  $Se_{\text{пр}} = 1,2$  дБ. Находим по (1.23)  $Se_{\text{шп}} = 3 - 1,2 = 1,8$  дБ. Затем рассчитываем из (1.24)  $\xi_{\text{ск р}} = 0,6 \cdot 80/40 = 1,2$  и из рис. 1.7, б определяем  $Se_{\text{ск р}} = 3,75$  дБ. Наконец, получаем из (1.25)  $Se_{\text{ск п}} = 25 - 3,75 = 21,25$  дБ.

При  $\Pi/f_c \leq 0,014$  для обеспечения избирательности по соседнему каналу рационально использовать УПЧ-Р. Если  $\Pi/f_c$  настолько мало, что УРЧ дает  $Se_{\text{пр}} \leq 0,2$  дБ, то можно полагать, что  $Se_{\text{шп}} \approx 3$  дБ и использовать для выбора схем, числа контуров и их затуханий методику, изложенную в гл. 6. Если в табл. 6.1 отсутствует необходимый вариант, можно перейти к схеме супергетеродина с двойным преобразованием частоты. При этом желательно выбрать одноконтурный настроенный УПЧ-Р или двухконтурный УПЧ-Р с максимально плоской вершиной частотной характеристики, так как остальные устройства дают иногда лучшую избирательность, но их частотные характеристики значительно изменяются при изменении параметров транзисторов.

**Пример 1.2.** Требуется выбрать средства обеспечения избирательности супергетеродинного приемника по зеркальному и соседнему каналам.

*Исходные данные:*  $f_c = 1000$  кГц;  $\Pi = 1$  кГц;  $f_{\text{п}} = 150$  кГц;  $2\Delta f_{\text{ск}} = 3,5$  кГц;  $Se_{\text{шк}} = 90$  дБ;  $Se_{\text{ск}} = 20$  дБ.

*Расчет*

Принимаем  $d_{\text{ар}} = 0,0125$  и вычисляем по (1.19)

$$\xi_{\text{ар}} = [(1300/1000) - (1000/1300)]/0,0125 = 40.$$

Находим, что преселектор следует реализовать по схеме 7 на рис. 1.6. Подсчитываем  $\Pi/f_{\text{п}} = 1/150 \approx 0,006$  и выбираем УПЧ-Р с одноконтурными каскадами.

Определяем по (1.22)  $\xi_{пр} = 1/1000 \cdot 0,0125 = 0,08$  и из рис. 1.8, б  $Se_{пр} \approx 0$  дБ. Тогда из (1.23) получаем  $Se_{пп} = 3$  дБ. Из табл. 6.1 выбираем УПЧ с  $n = 4$ , который имеет  $K_{п0,1} < \Delta f_{ск}/\Pi = 3,5$  и  $d_0 = 2,3 \Pi/f_{п} = 0,015 > 0,01$ .

Если при  $\Pi/f_0 \leq 0,014$  УРЧ в полосе  $\Pi$  дает ослабление  $Se_{пр} > 0,2$  дБ, то можно рекомендовать более точный способ выбора схем, числа контуров и их затуханий, чем описанный ранее. В этом случае на основании (1.22) находим  $\xi_{пр}$  а из рис. 1.7, б или 1.8, б — значение  $Se_{пр}$ . Затем с помощью (1.23) рассчитываем  $Se_{пп}$  и задаемся рядом чисел каскадов УПЧ-Р. Подсчитав для каждого числа каскадов  $n$

$$Se_{п1} = Se_{пп}/n \text{ [дБ]}, \quad (1.26)$$

находим из кривых рис. 1.9 относительные расстройки  $\xi_{пу}$ , а из рис. 1.10 ослабление соседнего канала на каскад  $Se_{ск1}$  при относительных расстройках

$$\xi_{ск пу} = \xi_{пу} \cdot 2 \Delta f_{ск}/\Pi. \quad (1.27)$$

Затем определив  $\xi_{ск р}$  из (1.24), находим по кривым рис. 1.7, б или 1.8, б величину  $Se_{ск р}$  и для нее

$$Se_{ск} = n Se_{ск1} + Se_{ск р}. \quad (1.28)$$

Далее рассчитываем затухание контуров

$$d_0 = \Pi/f_n \xi_{пу} \quad (1.29)$$

для одноконтурных настроенных каскадов или

$$d_0 = \Pi/2 f_n \xi_{пу}. \quad (1.30)$$

для двухконтурных каскадов с параметром связи  $\beta = \beta_{кп}$ .

Схему и число каскадов УПЧ надо выбрать так, чтобы ослабление соседнего канала было больше требуемого, а затухание контуров  $d_0 \geq 0,01$ . Если это не удастся, следует перейти к схеме супергетеродина с двойным преобразованием частоты.

**Пример 1.3.** Требуется выбрать средства обеспечения избирательности супергетеродинного приемника по зеркальному и соседнему каналам.

Исходные данные:  $f_0 = 2000$  кГц;  $\Pi = 7,5$  кГц;  
 $\Delta f_{ск} = 7,5$  кГц;  $f_{п} = 300$  кГц;  $Se_{зк} = 90$  дБ;  $Se_{ск} = 20$  дБ.  
 Расчет

Принимаем  $d_{0р} = 0,0125$  и вычисляем по (1.19)  $\xi_{зк} = [(2600/2000) - (2000/2600)]/0,0125 = 40$ . Находим из рис. 1.8, б, что преселектор следует реализовать по схеме 7 рис. 1.6. Подсчитываем  $\Pi/f_{п} = 7,5/300 = 0,025$  и выбираем УПЧ-Р с двухконтурными каскадами.

Определяем из (1.22)  $\xi_{пр} = 7,5/2000 \cdot 0,0125 = 0,3$  и из рис. 1.8  $Se_{пр} = 1,2$  дБ. Из (1.23) получаем  $Se_{пп} = 3 - 1,2 = 1,8$  дБ.

Затем берем различное число  $n$  каскадов УПЧ-Р и для них рассчитываем ослабление  $Se_{п1}$  из (1.26); из рис. 1.9  $\xi_{пу}$ ; из (1.27)

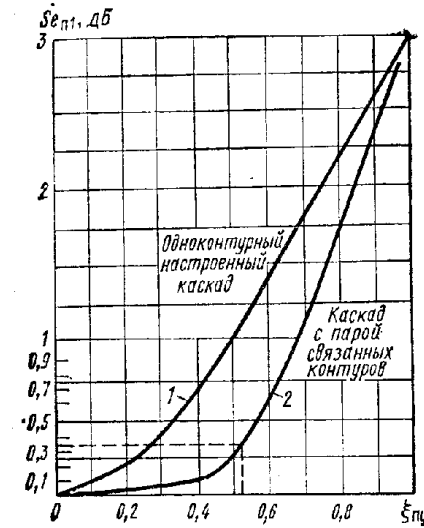


Рис. 1.9. Нормированные частотные характеристики одноконтурного и двухконтурного каскада УПЧ для малых обобщенных расстроек.

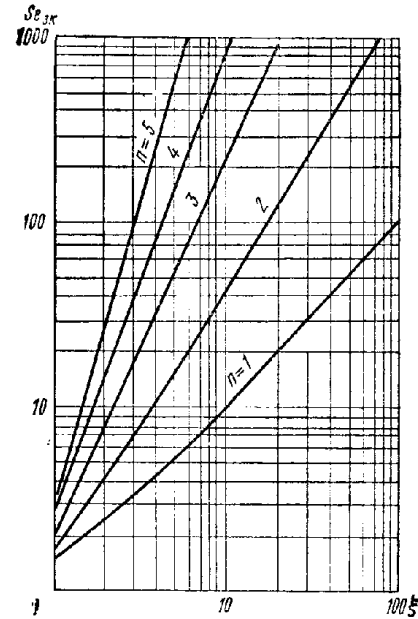
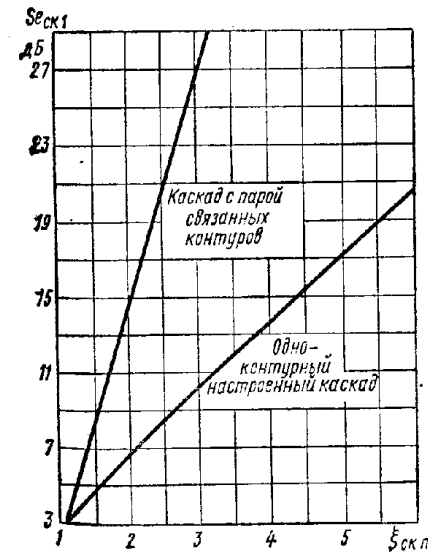


Рис. 1.11. Нормированные частотные характеристики преселектора приемника сантиметровых волн в виде полосового фильтра из  $n$  связанных контуров.

Рис. 1.10. Нормированные частотные характеристики одноконтурного и двухконтурного каскада УПЧ для больших обобщенных расстроек.

$\xi_{\text{СК ПУ}}$ ; из рис. 1.10  $Se_{\text{СК1}}$ ; из (1.24)  $\xi_{\text{СК Р}}$ ; из рис. 1.9  $Se_{\text{СК Р}}$ ; из (1.28)  $Se_{\text{СК}}$ ; из (1.30)  $d_{\text{ВР}}$ .

По результатам расчетов составляем табл. 1.5

Таблица 1.5

| $n$ | $Se_{\text{П1}}$ , дБ | $\xi_{\text{ПУ}}$ | $\xi_{\text{СК ПУ}}$ | $Se_{\text{СК1}}$ , дБ | $Se_{\text{СК}}$ , дБ | $0,5 d_{\text{В}}$ |
|-----|-----------------------|-------------------|----------------------|------------------------|-----------------------|--------------------|
| 1   | 1,8                   | 0,82              | 1,64                 | 11,7                   | 13,45                 | 0,008              |
| 2   | 0,9                   | 0,67              | 1,34                 | 6,2                    | 14,15                 | 0,009              |
| 3   | 0,6                   | 0,6               | 1,2                  | 5                      | 16,75                 | 0,01               |
| 4   | 0,45                  | 0,57              | 1,14                 | 4,3                    | 18,95                 | 0,011              |
| 5   | 0,36                  | 0,55              | 1,1                  | 3,8                    | 20,75                 | 0,012              |

Примечание. Для любого числа каскадов  $\xi_{\text{СК Р}}=0,6$  и  $Se_{\text{СК Р}}=1,75$  дБ.

Выбираем УПЧ-Р с пятью каскадами и  $d_{\text{В}} = 0,024$ .

В диапазонных приемниках величину  $\xi_{\text{ПР}}$  определяем при  $f_c = f_{c \text{ min}}$ . При этом нужно учесть, что затухание  $d_{\text{ВР min}}$  на  $f_{c \text{ min}}$  может отличаться от  $d_{\text{ВР}}$ . Для первоначальных расчетов можно принять  $d_{\text{ВР min}} = d_{\text{ВР}}/k_{\text{нд}}$ . Определив входную цепь и УРЧ, следует найти  $d_{\text{ВР min}}$  для всех контуров преселектора и затем пересчитать  $Se_{\text{ПР}}$  и  $Se_{\text{ПП}}$  УПЧ.

Если необходимо большое  $Se_{\text{ЗК}}$  и широкая полоса преселектора (например, в приемниках длинных волн), то линейный тракт можно реализовать по смешанной схеме, используя одноконтурные каскады УРЧ с большим ослаблением на границах полосы П и двухконтурные каскады УПЧ с большим провалом в середине частотной характеристики. Параметры такого линейного тракта можно определить из табл. 6.1.

Следует помнить, что частотная характеристика линейного тракта может заметно меняться при изменении параметров транзисторов УПЧ и при перестройке УРЧ.

При выборе средств обеспечения избирательности приемников сантиметровых волн следует руководствоваться изложенной методикой, используя кривые рис. 1.11 вместо кривых рис. 1.7, а и 1.8, а. Определяя из рис. 1.11  $Se_{\text{ЗК}}$  и  $\xi$ , надо полагать, что:

1) при одноконтурной входной цепи, состоящей из резонансного разрядника защиты приемника радиолокационной приемопередающей станции,

$$n = 1 \text{ и } d_{\text{ВР}} = 0,01...0,005; \quad (1.31a)$$

2) при апериодической входной цепи и однокаскадном УРЧ на ТД с одним контуром

$$n = 1 \text{ и } d_{\text{ВР}} = d(1 - k_{\text{рег}}); \quad (1.31б)$$

3) при апериодической входной цепи и однокаскадном параметрическом УРЧ

$$n = 1 \text{ и } d_{\text{ВР}} = 0,5(1 - k_{\text{рег}}); \quad (1.31в)$$

4) при апериодической входной цепи и однокаскадном двухконтурном параметрическом УРЧ

$$n = 1 \text{ и } d_{\text{ВР}} = d(1 - k_{\text{рег}})/(1 + d_c/d_x); \quad (1.31г)$$

5) при входной цепи с полосовым фильтром из  $n$  связанных резонаторов без УРЧ или при апериодической входной цепи и УРЧ с полосовым фильтром из  $n$  связанных резонаторов  $n$  равно числу резонаторов в фильтре и  $d_{\text{ВР}} = 0,003$ .

В формулах (1.31)  $d$  — собственное затухание резонатора преселектора,  $d_c$  и  $d_x$  — затухания «сигнального» и «холостого» контуров параметрического двухконтурного УРЧ;  $k_{\text{рег}} = 0,8...0,9$  — коэффициент регенерации УРЧ.

При выборе средств обеспечения избирательности приемника сантиметровых волн с однокаскадным УРЧ на ТД или однокаскадным параметрическим УРЧ с полосовым фильтром из  $n$  резонаторов, включенным после УРЧ, надо пользоваться также кривыми рис. 1.11. Ослабление зеркального канала  $Se_{\text{ЗК}}$  преселектором будет равно  $Se_{\text{ЗК}}$  УРЧ (определенному по рис. 1.11), умноженному на  $Se_{\text{ЗК}}$  фильтром (определенному также по рис. 1.11 для  $n$  резонаторов фильтра).

В супергетеродинах с двойным преобразованием частоты рационально выбирать частоту настройки 1-го гетеродина выше частоты сигнала, как показано на рис. 1.12. При этом уменьшается требуемый

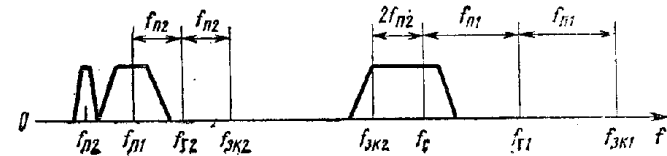


Рис. 1.12. Расстановка частот гетеродинов и частотных характеристик УРЧ, УПЧ-1 и УПЧ-2 супергетеродина с двойным преобразованием частоты.

коэффициент перекрытия диапазона 1-го гетеродина и вычитаются вызванные однозначными уходами частот 1-го и 2-го гетеродинов изменения второй промежуточной частоты  $f_{\text{П2}}$ .

Для обеспечения однозначности уходов частоты 1-го и 2-го гетеродинов можно образовать эти частоты путем умножения частоты общего задающего генератора. В приемнике с фиксированной настройкой можно при этом использовать один кварцевый резонатор для стабилизации частот 1-го и 2-го гетеродинов. При расстановке частот, показанной на рис. 1.12, могут появиться зеркальная помеха относительно частоты 1-го гетеродина  $f_{\text{ЗК1}} = f_c + 2f_{\text{П1}}$  и помеха  $f_{\text{ЗК2}} = f_c - 2f_{\text{П2}}$ , которая после первого преобразования частоты

превращается в  $f_{п1} + 2f_{п2}$  и становится зеркальной относительно частоты 2-го гетеродина. Помеха  $f_{зк1}$  должна быть ослаблена в преселекторе. Помеха  $f_{зк2}$  может быть ослаблена в УРЧ и УПЧ-1, но так как  $f_{п2} \ll f_c$  и  $f_{п1} \ll f_c$ , то  $f_{зк2}$  ослабляется главным образом в УПЧ-1.

Выбор схем преселектора и определение  $f_{п1}$ , если она не задана, ведутся по изложенной ранее методике. При этом следует найти ослабления, создаваемые преселектором в полосе П, соседнего канала  $Se_{скр}$ , 1-го и 2-го зеркальных каналов  $Se_{зк1}$  и  $Se_{зк2}$ .

На первой промежуточной частоте можно использовать как УПЧ-1Р, так и ФСИ-1. Средства избирательности УПЧ-1Р и ФСИ-1 можно проектировать аналогично УРЧ. При этом следует определить ослабления, создаваемые УПЧ-1 или ФСИ-1: в полосе П, соседнего канала  $Se_{скп}$ , 2-го зеркального канала  $Se_{зк2}$ .

Проектирование средств избирательности на второй промежуточной частоте (УПЧ-2Р или ФСИ-2) не отличается от проектирования УПЧ-Р или ФСИ супергетеродина с одинарным преобразованием частоты.

**Пример 1.4.** Требуется выбрать средства обеспечения избирательности по зеркальному и соседнему каналам.

*Исходные данные:*  $f_c = 8000$  МГц;  $\Pi = 1$  кГц;  $2\Delta f_{ск} = 2$  кГц;  $Se_{зк} = 60$  дБ;  $Se_{ск} = 20$  дБ.

*Расчет*

Выбираем схему 7 рис. 1.6 преселектора и из рис. 1.8, б находим  $\xi_{зк} = 14$ . Так как  $\Pi/f_{п} = 1/300 \approx 0,003$ ;  $2\Delta f_{ск}/\Pi = 2$  и  $d_0 = \psi(n)/f_{п} = 0,0035$ , то ФСИ и УПЧ-Р с одноконтурными или двухконтурными каскадами не годятся. Выбираем схему с двойным преобразованием частоты и схему 3 преселектора. Из рис. 1.7, б находим  $\xi_{зкр} = 30$  дБ. Из (1.21) вычисляем  $f_{п1} = 0,25 \cdot 30 \cdot 8000 \cdot 0,0125 = 750$  кГц. Для УПЧ1 берем схему 3 рис. 1.5 и из рис. 1.7, а устанавливаем, что  $Se_{зк2} = 60$  дБ. Из (1.21) подсчитываем  $f_{п2} = 0,25 \times \times 30 \cdot 750 \cdot 0,0125 \approx 80$  кГц.

Определяем  $\xi_{зк2} = 4 \cdot 160/8000 \cdot 0,0125 = 6$  и из рис. 1.7, а  $Se_{зк2} \approx 0$  дБ. Выбираем по табл. 6.1  $n = 3$ ,  $\psi(n) = 0,98$  и  $d_{0р} = 0,98 \cdot 1/80 = 0,012$ . Ослабление в полосе П в УРЧ, УПЧ1 и УПЧ2 составляет при  $\xi_{пр} = 0,01$ ,  $\xi_{п1} = 0,1$  и  $\xi_{п2} = 1$ , согласно рис. 1.7, б  $Se_{цр} \approx 0$  дБ. То же относится к ослаблению соседнего канала в УРЧ и УПЧ1.

В результате описанных процедур оказываются выясненными:

- 1) схема, число и затухания контуров преселектора, т. е. входной цепи и УРЧ;
- 2) тип средств избирательности по промежуточной частоте (УПЧ-Р или ФСИ);
- 3) схема, число каскадов и затухания контуров УПЧ-Р;
- 4) необходимость применять двойное преобразование частоты и упомянутые параметры УРЧ, УПЧ-1 и УПЧ-2.

В приемниках с несколькими поддиапазонами преселектор с выбранным числом контуров и минимальными затуханиями должен дать требуемое  $Se_{зк}$  и допустимое  $Se_{цр}$  на краях полосы приемника П, на поддиапазоне, ограниченном максимальной частотой настройки приемника.

На остальных поддиапазонах можно увеличить затухание контуров преселектора или уменьшить их число, чтобы сохранить допустимое  $Se_{цр}$ . При коэффициентах поддиапазона  $k_{пл} \leq 3$  затухание контуров преселектора  $d$  можно считать постоянным в пределах каждого поддиапазона.

## 1.5. ВЫБОР СРЕДСТВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ УСИЛЕНИЯ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА

Необходимое усиление сигналов в линейном тракте следует обеспечить при достаточной устойчивости каскадов (возможно меньшем их числе), используя экономичные электронные приборы. Если чувствительность приемника задана в виде э. д. с. сигнала в антенне  $E_A$  или напряженности поля сигнала  $E$  у приемной антенны с действующей высотой  $h_d$ , то коэффициент усиления линейного тракта  $K_{0л}$  должен быть равен

$$K_{0л} = U_{п}/E_A \sqrt{2} = U_{п}/E h_d \sqrt{2}, \quad (1.32)$$

где  $U_{п}$  — амплитуда сигнала на выходе УПЧ приемника. Требуемые величины  $U_{п}$  для различных типов приемников приведены в гл. 2.

Если чувствительность приемника задана в виде мощности сигналов в антенне  $P_A$ , то коэффициент усиления линейного тракта  $K_{0л}$  должен быть равен

$$K_{0л} = U_{п}/\sqrt{2P_A R_A}, \quad (1.33)$$

где  $R_A$  — активное сопротивление антенны.

При выборе средств обеспечения чувствительности и избирательности приемника (§ 1.3 и 1.4) были определены: схема входной цепи; число каскадов и схема УРЧ; тип преобразователя частоты; схема и число каскадов УПЧ, необходимых для обеспечения избирательности.

Выбор средств обеспечения усиления линейного тракта можно начать с определения коэффициента усиления преселектора (ВЦ и УРЧ). Заметим, что в транзисторных приемниках длинных, средних, коротких, метровых и дециметровых волн каскады преселектора характеризуются коэффициентами усиления по напряжению  $K_0$ , тогда как в приемниках сантиметровых и миллиметровых волн каскады преселектора характеризуются коэффициентами усиления по мощности  $K_P$ . Поэтому в транзисторных приемниках коэффициент усиления преселектора  $K_{0пс}$  можно найти из выражения

$$K_{0пс} = K_{0ВЦ} K_0^n, \quad (1.34)$$

Таблица 1.6

| Схема  |  | Рабочая частота поддиапазона                 |  |                              |
|--|--|--|--|------------------------------|
|  |  | начало<br>$f_c \text{ max}$                  | середина   | конец<br>$f_c \text{ min}$   |
| Одноконтурная входная цепь в транзисторном приемнике с настройкой емкостью | с индуктивной связью при $f_A < f_c \text{ min}$ | $\frac{1}{77d_{\text{вп}}}$                  | $\frac{1}{87d_{\text{вп}}}$                                  | $\frac{1}{100d_{\text{вп}}}$ |
|  | с внешней емкостной связью                       | $\frac{1}{100k_{\text{нд}}^2 d_{\text{вп}}}$ | $\frac{1+k_{\text{нд}}^2}{200k_{\text{нд}}^2 d_{\text{вп}}}$ | $\frac{1}{100d_{\text{вп}}}$ |
| С коаксиальной линией или объемным резонатором                             |  | $\frac{1}{100d_{\text{вп}}}$                 |  |                              |

где  $K_{0 \text{ вц}}$  — коэффициент передачи входной цепи;  $K_0$  — коэффициент усиления одного каскада УРЧ и  $n$  — число каскадов УРЧ.

В приемниках с фиксированной настройкой коэффициент передачи входной цепи  $K_{0 \text{ вц}}$  можно рассчитать по формуле

$$K_{0 \text{ вц}} = B/d_{\text{вп}}, \quad (1.35)$$

где  $d_{\text{вп}}$  — затухание контуров входной цепи, которое определяется в § 1.4;  $B = 0,01$  для одноконтурной входной цепи и  $B = 0,01\beta / (1 + \beta^2)$  для входной цепи с парой связанных контуров с одинаковыми затуханием и параметром связи  $\beta$ .

Коэффициент усиления каскада УРЧ в приемнике с фиксированной настройкой может достигать величины коэффициента устойчивого усиления  $K_{\text{уст}}$

$$K_0 \leq K_{\text{уст}}. \quad (1.36)$$

Для каскадов с общим эмиттером или общим истоком

$$K_{\text{уст}} \approx 0,45 (|Y_{21\text{в}}| / |Y_{12\text{в}}|). \quad (1.37)$$

Для каскадов с общей базой или общим затвором

$$K_{\text{уст}} \approx 0,4 g_{12\text{в}} / b_{22\text{в}}. \quad (1.38)$$

Для каскадной схемы типа ОЭ — ОБ или ОИ — ОЗ

$$K_{\text{уст}} \approx 0,45 |Y_{21\text{в}}| / \sqrt{|Y_{12\text{в}}| (|Y_{12\text{в}} + Y_{22\text{в}}|)}, \quad (1.39)$$

и для схем ОЭ — ОЭ и ОИ — ОИ

$$K_{\text{уст}} \approx 0,45 |Y_{21\text{в}}| / |Y_{12\text{в}}|. \quad (1.40)$$

В приемниках с переменной настройкой нужно предварительно разбить диапазон приемника на поддиапазоны и выбрать способ настройки. После этого надо подсчитать для трех точек поддиапазона, ограниченного максимальной частотой настройки приемника,

Таблица 1.7

| Схема                       | Рабочая частота поддиапазона              |  |                            |
|-----------------------------|---|--|----------------------------|
|                             | начало<br>$f_c \text{ max}$               | середина   | конец<br>$f_c \text{ min}$ |
| С общим эмиттером (истоком) | $\frac{1,2K_{\text{уст}}}{k_{\text{нд}}}$ | $0,5K_{\text{уст}}(1 + 1,2/k_{\text{нд}})$                     | $K_{\text{уст}}$           |
| С общей базой (затвором)    | $\frac{1,2K_{\text{уст}}}{k_{\text{нд}}}$ | $0,5K_{\text{уст}} \left(1 + \frac{1,2}{k_{\text{нд}}}\right)$ | $K_{\text{уст}}$           |
| С туннельным диодом         | —   | 8—10   | —                          |
| Параметрический             | —   | 8—10   | —                          |
| Каскадная схема             | —   | $K_{\text{уст}}$   | —                          |

Примечание: схемы с ОЭ (ОИ) и ОБ (ОЗ) настраиваются изменением емкости контура.

коэффициент передачи входной цепи  $K_{0 \text{ вц}}$  по формулам табл. 1.6 и коэффициент усиления каскада  $K_0$  УРЧ по формулам табл. 1.7.

Далее следует найти коэффициент усиления преселектора  $K_{\text{овс}}$  по формуле (1.34), взяв при этом минимальные значения  $K_{0 \text{ вц}}$  и  $K_0$ . Требуемый коэффициент усиления по напряжению УПЧ и преобразователя частоты с транзисторным смесителем равен

$$K_{\text{пт}} = K_{0 \text{ вц}} k_{\text{в}} / K_0 \text{ вц} K_0^n, \quad (1.41)$$

где  $k_{\text{в}} = 2...3$  — коэффициент запаса усиления, учитывающий старение электронных приборов, расстройку контуров и уменьшение напряжений питания в процессе эксплуатации.

В приемниках сантиметровых и миллиметровых волн с УРЧ на ЛБВ, УТД и ПУ и преобразователями частоты на полупроводниковых диодных смесителях каскады преселектора характеризуются коэффициентом передачи (усиления) по мощности

$$K_{P \text{ в}} = K_{P \text{ вц}} K_P^n K_{P \text{ пч}} / L_{\Phi}, \quad (1.42)$$

где  $L_{\Phi}$  — коэффициент передачи мощности антенно-фидерной линии;  $K_{P \text{ вц}}$  — коэффициент передачи мощности входной цепи;  $K_P$  — коэффициент усиления мощности одного каскада УРЧ;  $n$  — число каскадов УРЧ;  $K_{P \text{ пч}}$  — коэффициент передачи мощности преобразователя частоты.

Величины  $K_{P \text{ max}}$  указаны в табл. 1.3. Амплитуда напряжения промежуточной частоты на выходе диодного полупроводникового смесителя (на входе УПЧ) при согласовании

$$U_{\text{п вх}} = \sqrt{2P_A K_{P \text{ вц}} K_P^n K_{P \text{ пч}} / L_{\Phi} g_{\text{вз}}}, \quad (1.43)$$

где  $g_{вх}$  — активная входная проводимость 1-го каскада УПЧ.  
Требуемый коэффициент усиления УПЧ по напряжению

$$K_{\text{опт}} = U_{\text{п}} k_{\text{в}} / U_{\text{пвх}}. \quad (1.44)$$

(Порядок выбора числа каскадов, обеспечивающих необходимое усиление и устойчивость УПЧ, излагается в гл. 6.)

### 1.6. ВЫБОР УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ НАСТРОЙКОЙ ПРИЕМНИКОВ

Приемники служат для приема сигналов на одной или нескольких фиксированных частотах либо на любой частоте в пределах заданного диапазона или заданных диапазонов частот. Соответственно различают приемники на фиксированную частоту (фиксированные частоты) и диапазонные приемники. При настройке изменяются резонансные частоты контуров входной цепи, каскадов УРЧ и гетеродина преобразователя частоты. При низких требованиях к избирательности контуры входной цепи и каскадов УРЧ можно не перестраивать и изменять лишь резонансную частоту контура гетеродина.

Таблица 1.8

| Тип резонаторов                                   | Способ настройки                                     | $k_{\text{пд max}}$ |
|---|--|---------------------|
| Резонансный контур с сосредоточенными постоянными | Конденсатором переменной емкости                     | 2,5—3               |
|   | Катушкой переменной индуктивности                    | 1,4—1,5             |
|   | Варикапом  | 1,3—1,5             |
|   | Реактивным транзистором                              | 1,1—1,15            |
| Контур гибридный                                  | —  | 1,3—5               |
| Коаксиальная резонансная линия, четвертьволновая  | Закорачивающим поршнем<br>Подстроечным конденсатором | 1,4—2<br>1,08—1,1   |
| Объемный резонатор                                | Введением настроечных дисков и штырей                | 1,05—2              |
|   | Перемещением стенок-поршней                          | 1,1—1,8             |
|   | Деформацией стенок                                   | 1,03—1,05           |

В приемниках с двойным преобразованием частоты можно также фиксировать настройку контура 1-го гетеродина и перестраивать контуры входной цепи, каскадов УРЧ, УПЧ-1 и 2-го гетеродина. Входная цепь, каскады УРЧ и УПЧ-1 могут иметь пары связанных контуров и многоконтурные фильтры; однако обычно эти элементы приемников являются одноконтурными. На частотах менее 300 МГц используют резонансные контуры с сосредоточенными постоянными. В диапазоне 300—3000 МГц применяют гибридные контуры, полос-

ковые и коаксиальные резонансные линии, а на частотах более 3000 МГц — объемные резонаторы и полосковые резонансные линии.

Возможные способы настройки резонаторов различных типов сведены в табл. 1.8. В ней же приведены максимально достижимые величины коэффициентов поддиапазона  $k_{\text{пд max}} = f_{0 \text{ max}} / f_{0 \text{ min}}$ , где  $f_{0 \text{ max}}$  и  $f_{0 \text{ min}}$  — максимальные и минимальные резонансные частоты контуров различных типов.

Управление настройкой может вестись механическими (электро-механическими) приводами или изменением напряжений на элементах настройки. При механических приводах применяется плавная перестройка верньерами. С приводами связаны шкалы с указателями частоты, на которую настроен приемник. Фиксированные частоты настройки меняются кнопчными или поворачивающимися переключателями.

При проектировании устройств настройки нужно: выбрать способ настройки контуров; разбить диапазон приемника на поддиапазоны; обеспечить заданную точность настройки и настройку контуров одной рукояткой, если требуется. Рационально проектирование начать с решения вопроса о том, следует ли разбить диапазон приемника на поддиапазоны (если это не задано техническими требованиями к приемнику) и если нужно делить, то сколько поддиапазонов нужно взять.

С увеличением числа поддиапазонов: 1) уменьшается плотность настройки, что увеличивает точность градуировки и установки частоты; 2) облегчается выполнение противоречивых требований к избирательности и полосе пропускания; 3) уменьшаются габариты блока переменных конденсаторов настройки; 4) облегчается получение постоянства усиления внутри поддиапазонов; 5) упрощается одноручечная настройка приемника. Но с ростом числа поддиапазонов усложняется устройство переключения поддиапазонов и увеличиваются габариты, масса, стоимость, сложность эксплуатации приемника.

Диапазон приемника можно разбивать на поддиапазоны с постоянными коэффициентами поддиапазонов  $k_{\text{пд}}$ ; с постоянной шириной поддиапазонов и комбинированным способом. В первом случае все поддиапазоны имеют одинаковые коэффициенты поддиапазонов  $k_{\text{пд}}$ ; во втором — все поддиапазоны имеют одинаковую ширину

$$\Delta f_{\text{д}} = f_{0 \text{ max}} - f_{0 \text{ min}}; \quad (1.45)$$

В третьем часть поддиапазонов имеют одинаковые  $k_{\text{пд}}$ , а другая часть — одинаковые  $\Delta f_{\text{д}}$ .

Если при проектировании задается постоянный  $k_{\text{пд}}$ , то мы получаем

$$k_{\text{пдо}} = [k_{\text{пд}} / (1 + \gamma)^2]^{\text{п}}, \quad (1.46)$$

где  $k_{\text{пдо}} = f_{0 \text{ max}} / f_{0 \text{ min}}$  — коэффициент диапазона приемника;  $f_{0 \text{ max}}$  и  $f_{0 \text{ min}}$  — максимальная и минимальная частоты диапазона

приемника;  $\gamma = 2...5\%$  — запас перекрытия поддиапазона для компенсации производственных допусков;  $n_d$  — число поддиапазонов приемника.

Из (1.46) находим соотношение для выбора числа поддиапазонов

$$n_d \geq \lg k_{\text{пд}0} / \lg k_{\text{пд}}. \quad (1.47)$$

Если при проектировании задается точность установки частоты  $\Delta f_n$  приемника (обусловленная конструкцией шкалы и устройства настройки), то ширина поддиапазона должна быть

$$\Delta f_d \geq \Delta f_n k l_{\text{ш}} / \Delta l_{\text{ш}}, \quad (1.48)$$

где  $l_{\text{ш}}$  — длина шкалы настройки приемника;  $\Delta l_{\text{ш}}$  — минимальное расстояние между делениями шкалы, равное 0,003—0,1 мм при оптических шкалах и 0,5—1 мм при обычных шкалах. Формула (1.48) получена для прямочастотных шкал, по которым настройка может быть установлена с точностью до  $1/k$  части деления шкалы.

Если взять все  $k_{\text{пд}}$  одинаковыми (что конструктивно наиболее просто), то наибольшую ширину  $\Delta f_d$  будет иметь поддиапазон, ограниченный максимальной частотой настройки приемника, обладающий

$$k_{\text{пд} \text{ min}} \leq \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{max}} - \Delta f_d} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{max}} - \Delta f_n k l_{\text{ш}} / \Delta l_{\text{ш}}}. \quad (1.49)$$

При этом число поддиапазонов должно быть равно

$$n_d \geq \lg k_{\text{пд}0} / (\lg k_{\text{пд} \text{ min}} - 2 \lg (1 + \gamma)). \quad (1.50)$$

Если взять  $\Delta f_d$  одинаковой для всех поддиапазонов, то их число должно быть равно

$$n'_d \geq (k_{\text{пд}} - 1) f_{0 \text{ min}} / \Delta f_d (1 + \gamma)^2. \quad (1.51)$$

Легко убедиться, что  $n'_d > n_d$ .

Контуры диапазонного приемника обычно настраивают, изменяя емкость. В этом случае после разбивки диапазона на поддиапазоны можно вычислить максимальную емкость переменного конденсатора настройки контура из выражения

$$C_{k \text{ max}} = k_{\text{пд}}^2 C_{k \text{ min}} + C_0 (k_{\text{пд}}^2 - 1), \quad (1.52)$$

где  $C_{k \text{ max}}$  и  $C_{k \text{ min}}$  — максимальная и минимальная емкости конденсатора настройки;  $C_0$  — начальная емкость контура и  $k_{\text{пд}} = f_{0 \text{ max}} / f_{0 \text{ min}}$  — коэффициент поддиапазона.

При известных  $C_0$  и  $k_{\text{пд}}$  выражение (1.52) позволяет выбрать  $C_{k \text{ max}}$  и  $C_{k \text{ min}}$  нужного переменного конденсатора. Все контуры преселектора и гетеродина перестраиваются общим блоком переменных конденсаторов, состоящим из одинаковых секций. Входная цепь имеет меньшую  $C_0$ , чем каскад УРЧ, так как к контуру входной цепи подключен лишь один транзистор.

Контур гетеродина при верхней настройке требует меньшего коэффициента поддиапазона. Поэтому блок переменных конденса-

торов следует выбирать так, чтобы обеспечить необходимый коэффициент поддиапазона каскадов УРЧ, для которых

$$C_0 = C_L + C_m + C_{\text{п}} + m_1^2 C_{\text{вых}} + m_2^2 C_{\text{вх}}, \quad (1.53)$$

где  $C_L = 3...5$  пФ — собственная емкость катушки контура;  $C_m = 5...10$  пФ — емкость монтажа;  $C_{\text{п}} = 2...20$  пФ — емкость подстроечного конденсатора;  $C_{\text{вх}}$  — входная емкость транзистора следующего каскада;  $C_{\text{вых}}$  — выходная емкость транзистора каскада;  $m_1 \approx 1$  и  $m_2 = 0,3...0,5$  — коэффициенты подключения транзисторов к контуру.

Зная  $C_0$ , можно вычислить индуктивность контура

$$L_k [\text{мкГ}] = 2,53 \cdot 10^{10} / f_{0 \text{ max}}^2 [\text{кГц}] C_0 [\text{пФ}], \quad (1.54)$$

где  $C_0 = 10...20$  пФ на длинных и средних волнах и 5...10 пФ на коротких и метровых волнах.

Конденсаторный блок надо выбрать так, чтобы выполнить соотношение (1.52) и из (1.54) получить  $L \geq 5...10$  мкГ на длинных волнах, 3...5 мкГ на средних волнах, 0,2...0,3 мкГ на коротких волнах и 0,05...0,2 мкГ на метровых волнах.

В радиовещательных приемниках широко применяют конденсаторы с логарифмической характеристикой регулирования (так называемые логарифмические, относительно компактные и удобные для сопряжения), а в профессиональных приемниках конденсаторы, обеспечивающие постоянную плотность настройки по поддиапазону. Вопросы сопряжения настроек контуров преселектора подробно освещены в литературе [1].

### 1.3. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ ЛИНЕЙНОГО ТРАКТА СУПЕРГЕТЕРОДИНА С ДВОЙНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

Возможны три типа супергетеродинных приемников с двойным преобразованием частоты: 1) с фиксированной настройкой; 2) с перестройкой частоты 1-го гетеродина (и, если нужно, контуров входной цепи и УРЧ), и фиксированными значениями первой и второй промежуточных частот и частоты 2-го гетеродина; 3) с перестройкой частот 2-го гетеродина, УПЧ-1 (и, если нужно, контуров входной цепи и УРЧ).

Рассмотрим сначала первый случай. Полосу пропускания линейного тракта П приемника можно определить по формуле

$$P \approx P_c + 2\Delta f_d + 2 \sqrt{(\delta f_c)^2 + (\delta f_{11})^2 + (\delta f_{12})^2}, \quad (1.55)$$

где  $\delta f_{11}$  и  $\delta f_{12}$  — нестабильности частот 1-го и 2-го гетеродина;  $f_{11}$  и  $f_{12}$  — частоты 1-го и 2-го гетеродина приемника;  $\delta f_n = 0$  и  $\delta f_n = 0$ .

Решение о применении АПЧ принимается в соответствии с § 1.2. Можно использовать общий задающий генератор для создания гетеродинных напряжений, подводимых к 1-му и 2-му преобразовате-



лям частоты. Если для 1-го преобразователя  $f_{г1} > f_c$  а для 2-го  $f_{г2} > f_{г1}$  (или наоборот), то нестабильности частот гетеродинных напряжений частично компенсируются и полосу линейного тракта можно сузить и брать равной

$$\Pi \approx \Pi_c + 2\Delta f_d + 2 \sqrt{(\delta f_c)^2 + (n_2 \delta f_{г0})^2 - (n_1 \delta f_{г0})^2}, \quad (1.56)$$

где  $n_1$  и  $n_2$  — номера гармоник частоты задающего генератора, используемых для получения гетеродинных напряжений 1-го и 2-го преобразователей частоты;  $\delta f_{г0}$  — нестабильность частоты задающего генератора.

В таких приемниках можно стабилизировать оба гетеродинных напряжения одним кварцевым резонатором. В приемниках с фиксированными частотами 2-го гетеродина и фиксированными обеими промежуточными частотами также целесообразно брать  $f_{г1} > f_c$  и  $f_{г2} > f_{г1}$  (или наоборот) и подсчитывать  $\Pi$  по формуле

$$\Pi \approx \Pi_c + 2\Delta f_d + 2 \sqrt{(\delta f_{сmax})^2 + (\delta f_{г1max})^2 - (\delta f_{г2})^2}. \quad (1.57)$$

В приемниках с фиксированной частотой 1-го гетеродина и перестройкой частоты 2-го гетеродина следует брать  $f_{г1} > f_{сmax}$  и определять  $\Pi$  по формуле

$$\Pi \approx \Pi_c + 2\Delta f_d + 2 \sqrt{(\delta f_{сmax})^2 + (\delta f_{г1})^2 - (\delta f_{г2})^2}. \quad (1.58)$$

В приемниках с двойным преобразованием частоты необходимо иметь достаточное ослабление помех, отличающихся на  $2f_{п2}$  от частоты принимаемых сигналов, так как эти помехи после первого преобразования частоты образуют канал, зеркальный относительно частоты 2-го гетеродина  $f_{вк2}$ . Так как обычно  $f_{п2} \ll f_c$ , то эти помехи не могут быть достаточно ослаблены в УПЧ и ослабляются в УПЧ-1. Величину 1-й промежуточной частоты  $f_{п1}$  выбирают из условия получения в УРЧ необходимого ослабления зеркального канала относительно 1-го гетеродина  $f_{вк1} = f_c \pm 2f_{п1}$ ; величину 2-й промежуточной частоты  $f_{п2}$  — из условия получения требуемого ослабления помех соседних каналов. Резонансную характеристику УПЧ-1 выбирают такой, чтобы при выбранной  $f_{п2}$  обеспечить ослабление  $f_{п1}$ . Ширину полосы пропускания УПЧ-1 нужно брать такой, чтобы УПЧ-1 не влиял на полосу пропускания линейного тракта.

После составления схемы линейного тракта приемника следует перейти к выбору остальных элементов схемы, специфических для приемников различных типов.

При проектировании целесообразно использовать метод математического синтеза. При этом математически обосновывают оптимальный алгоритм (принцип действия) и структуру приемника, обеспечивающие наилучшие значения основных показателей приемника при сформулированных математических условиях его работы. Поскольку главной проблемой радиоприема является обеспечение помехоустойчивости, то задача сводится к отысканию наилучших способов приема радиосигналов при наличии помех. Эти задачи ре-

шает теория оптимальных методов радиоприема [5], развитая В. А. Котельниковым, В. И. Сифоровым, Л. С. Гуткиным и др. советскими учеными.

Она позволяет выбрать критерий оптимальности приемников; разработать структуры приемников, удовлетворяющие выбранным критериям оптимальности и сравнить оптимальные приемники с реальными квазиоптимальными (приблизительно оптимальными), чтобы установить возможность и рациональность дальнейшего повышения их помехоустойчивости.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиоприемные устройства. Под ред. В. И. Сифорова. М., «Сов. радио». 1974. Авт.: И. Н. Амiantoв, Ю. Н. Антонов-Антипов, С. С. Судаков и др.
2. Радиоприемные устройства. Под ред. Н. В. Боброва. М., «Сов. радио», 1971. Авт.: Н. В. Бобров, Г. В. Максимов, В. И. Мичурин, Д. П. Николаев.
3. Расчет радиоприемников. Под ред. Н. В. Боброва. М., Воениздат, 1971. Авт.: Н. В. Бобров, Г. В. Максимов, В. И. Мичурин, Д. П. Николаев.
4. Сифоров В. И. Радиоприемники СВЧ. М., Воениздат, 1957.
5. Гуткин Л. С. Теория оптимальных методов радиоприема при флюктуационных помехах. М., «Сов. радио», 1972.

## 2

### ОСОБЕННОСТИ СОСТАВЛЕНИЯ СТРУКТУРНЫХ СХЕМ ПРИЕМНИКОВ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ

#### 2.1. ПРИЕМНИКИ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Приемники, выполненные по типовой структурной схеме (рис. 2.1), используются чаще всего для приема радиотелефонных сигналов на частотах ниже 30 МГц.

В качестве демодулятора применяется амплитудный детектор (АД), за которым обычно следует усилитель низкой частоты (УНЧ) приемника. Приемник при необходимости снабжается устройствами частотной автоподстройки гетеродина, состоящим из различителя (РЧАП) и управителя (УЧАП), и авторегулировки усиления (АРУ).

Проектирование приемника следует начать с составления структурной схемы его линейного тракта согласно рекомендациям, изложенным в гл. 1. При этом ширину спектра радиочастот принимаемого сигнала в (1.1) следует выбирать из условия

$$\Pi_c = 2 F_{max}, \quad (2.1)$$

где  $F_{max}$  — максимальная частота спектра управляющих сигналов (для телефонных сигналов  $F_{max} = 3000$  Гц по нормам МКР).

При определении максимально допустимого коэффициента шума по формулам (1.7) — (1.10) величину минимально допустимого отношения сигнал/помеха на входе приемника  $\gamma_{вх}$  можно подсчитать по формуле

$$\gamma_{вх} \approx \gamma_{вых} \sqrt{(k_n^2 + m_a^2) P_{вых} / m_a^2 P_{ш}} \quad (2.2)$$

где  $m_a$  — максимальный коэффициент модуляции сигнала;  $k_n$  — отношение максимального напряжения управляющего сигнала к действующему;  $P_{вых} \approx 1,1 F_{max}$  — полоса пропускания УНЧ.

При синусоидальной модуляции принимаемого сигнала  $k_n = \sqrt{2}$ ; при приеме телефонных сигналов  $k_n \approx 3$ . Формула (2.2) получена для случая приема сигналов с  $\gamma_{вх} \gg 1$ . При приеме слабых сигнала

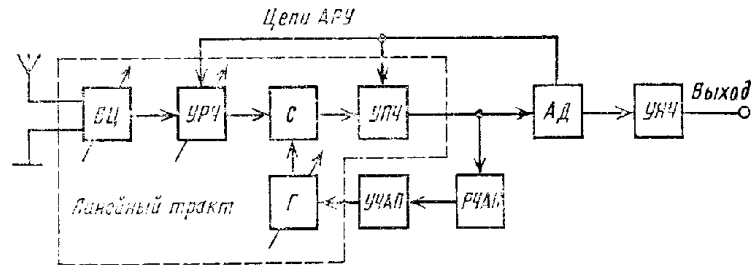


Рис. 2.1. Типовая схема приемника непрерывных сигналов с АМ.

лов  $\gamma_{вх}$  медленно растет. Если значение  $\gamma_{вых}$  не задано, для приема радиотелефонных сигналов можно принять  $\gamma_{вых} = 3 \dots 10$ .

Детекторы приемников непрерывных АМ сигналов можно реализовать на полупроводниковых диодах или транзисторах. Диодные детекторы обладают малыми нелинейными искажениями. В линейном режиме, который обеспечивается при сигнале, большем 0,5—1,0В, их коэффициент гармоник  $k_r < 1\%$ . Однако и коэффициент передачи  $K_d < 1$ , причем он особенно мал в транзисторных приемниках, где низкое входное сопротивление УНЧ обуславливает малое сопротивление нагрузки детектора или деление ее на две части.

Транзисторные детекторы имеют значительно большие нелинейные искажения ( $k_r = 3 \dots 10\%$ ), но имеют коэффициент передачи от 3 до 10 и обладают малыми входным и выходным сопротивлениями, что удобно для согласования их с УНЧ.

Нелинейные искажения растут при слабых и сильных сигналах, напряжение которых поддерживают в пределах от 0,05 до 0,5 В. Поэтому в переносных и бортовых приемниках, где уменьшение массы, габаритных размеров и потребления питания весьма важно, можно применять транзисторные детекторы. Если же важны малые нелинейные искажения, то рационально брать диодные детекторы. В таких приемниках для уменьшения нелинейных искажений и уве-

личения коэффициента передачи детектора  $K_d$  можно между детектором и УНЧ включить эмиттерный повторитель.

Тип диода или транзистора следует выбирать таким образом, чтобы детектируемые сигналы находились в диапазоне частот диодов или транзисторов, т. е. имели  $f_{сиг} < f_{УЧ}$ . В детекторах и УНЧ разумно применять однотипные транзисторы.

Поскольку приемники непрерывных сигналов с АМ обычно служат для приема телефонных сигналов, УНЧ являются усилителями звуковых частот. Составление схемы УНЧ надо начать с выходного каскада приемника, который должен обеспечить требуемую нормальную выходную мощность  $P_{вых}$  (при  $m_a = 0,3$ ) или напряжение сигнала  $U_{вых} = \sqrt{P_{вых} R_n}$  на заданном сопротивлении нагрузки. В приемниках, предназначенных для приема на слух, окончательным устройством являются головные телефоны или громкоговоритель, а  $P_{вых}$  может колебаться от нескольких милливатт до нескольких ватт. Выходные каскады приемников профессиональной связи обычно работают на проводные линии с волновыми сопротивлениями 600 и 1500 Ом, а  $P_{вых}$  составляет 5—10 Вт. Максимальная (номинальная) выходная мощность  $P_{н\text{ вых}}$  при  $m_a \approx 1$  составляет

$$P_{н\text{ вых}} \approx 10 P_{вых} \quad (2.3)$$

При выходных мощностях не более 40—50 мВт можно применять однотактные выходные каскады, работающие в режиме класса А на универсальных транзисторах МП40; МП41; ГТ108; ГТ109 и др. Желательно в выходных каскадах таких приемников применять те же транзисторы, что и в УПЧ и УРЧ. При выборе транзистора обеспечивается соотношение

$$P_{н\text{ вых}} \leq 0,5 \eta_T \xi_k^2 P_{K\text{ max}}, \quad (2.4)$$

где  $P_{K\text{ max}}$  — максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторе;  $\eta_T = 0,7 \dots 0,8$  — к. п. д. выходного трансформатора;  $\xi_k = 0,8 \dots 0,95$  — коэффициент использования коллекторного напряжения.

Напряжение на коллекторе  $U_{кэ}$  должно быть

$$U_{кэ} \leq (0,3 \dots 0,4) U_{кэ\text{ max}}, \quad (2.5)$$

где  $U_{кэ\text{ max}}$  — допустимое напряжение на коллекторе.

При выходной мощности 50—200 мВт применяют двухтактные каскады в режиме класса АВ (дающие экономию мощности питания), используя те же транзисторы, что и в однотактных каскадах. При выборе транзисторов нужно обеспечить соотношение

$$P_{н\text{ вых}} \leq \eta_T \xi_k^2 P_{K\text{ max}} \quad (2.6)$$

При выходной мощности не менее 0,2 Вт используют двухтактные каскады на специальных мощных транзисторах П201, П202, П207, П208 и т. д., работающих в режимах классов АВ или В. В таких приемниках выходной каскад потребляет большую часть мощ-

ности питания. Поэтому и выходные каскады надо реализовать на транзисторах с минимальным потреблением мощности питания. При выборе транзисторов, работающих в режиме В, можно обеспечить

$$P_{н\text{ вых}} \leq 1,5 \eta_{т\text{ эк}} P_{к\text{ макс}} \quad (2.7)$$

После выбора схемы выходного каскада нужно подсчитать требуемое усиление мощности в УНЧ

$$K_{P\text{ нч}} = P_{н\text{ вых}}/P_{н\text{ вх}} \quad (2.8)$$

где  $P_{н\text{ вх}} = 0,2...0,25$  мВт — максимальная мощность сигнала, потребляемая входной цепью УНЧ. При двухтактном выходном каскаде предоконечный каскад может быть как трансформаторным, так и бестрансформаторным.

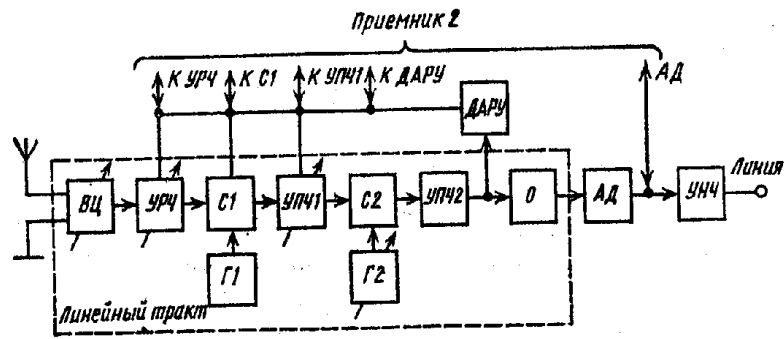


Рис. 2.2. Типовая схема магистрального коротковолнового приемника радиотелефонных сигналов с АМ.

Ватем определяют число каскадов УНЧ, исходя из того, что коэффициент усиления мощности выходного каскада обычно равен 30—100, а коэффициент усиления остальных каскадов, реализуемых обычно по схеме с ОЭ (общим эмиттером), колеблется от 30 до 300. Каскады УНЧ целесообразно выполнять с непосредственным включением на резисторах и универсальных транзисторах, желательно аналогичных применяемым в УПЧ и УРЧ.

Выходное напряжение приемника можно менять, регулируя вручную усиление УПЧ (УРЧ) или изменяя напряжение сигнала, подводимого от детектора ко входу УНЧ. Можно применять оба вида регулировок с отдельными органами управления. АРУ осуществляется изменением усиления каскадов УПЧ и УРЧ, чаще всего управлением током базы транзисторов. Нежелательно регулировать усиление последнего каскада УПЧ (так как это может вызвать большие нелинейные искажения), преобразователя частоты (что увеличивает комбинационные помехи и нестабильность гетеродина) и,

если внутриприемные шумы ограничивают чувствительность, то и 1-го каскада УРЧ (что увеличивает шумы приемника). Для определения числа регулируемых каскадов подсчитываем необходимое изменение коэффициента усиления

$$L_0 = \delta U_{вх}/\delta U_{вых}, \quad (2.9)$$

где  $\delta U_{вх}$  и  $\delta U_{вых}$  — изменение входного и выходного напряжений приемника. Для обеспечения регулировки нужно иметь

$$L_1^n \geq L_0, \quad (2.10)$$

где  $L_1 = 6...10$  — изменение коэффициента усиления на один каскад;  $n$  — число регулируемых каскадов. Из соотношения (2.10) находим требуемое число регулируемых каскадов

$$n \geq \lg L_0/\lg L_1. \quad (2.11)$$

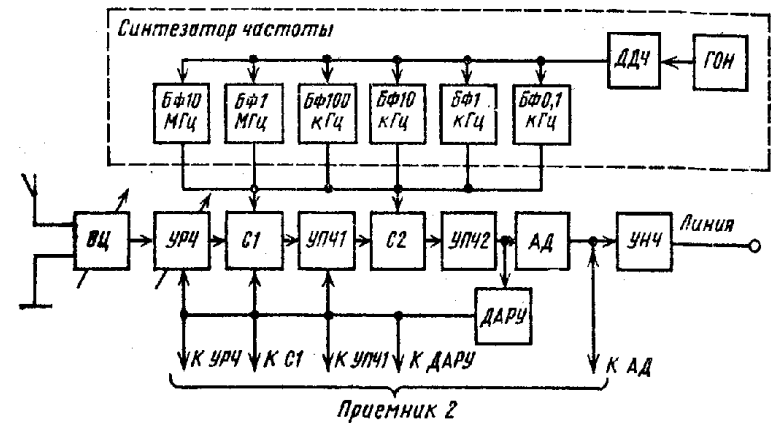


Рис. 2.3. Схема магистрального коротковолнового приемника радиотелефонных сигналов с АМ и синтезатором частоты.

Так как с изменением усиления меняются также входная и выходная проводимости транзисторов, целесообразно регулировать усиление резисторных или резонансных широкополосных каскадов УПЧ и УРЧ.

Для дальнего приема на коротких волнах на крупных приемных центрах с большим числом одновременно работающих приемников созданы магистральные коротковолновые приемники с высокими качественными показателями (рис. 2.2), в которых применяется двукратное преобразование частоты.

На выходе ограничителя (О) включается амплитудный детектор (АД) и усилитель звуковой частоты (УНЧ), с выхода которого сигналы мощностью 0,1 Вт подаются в линию с волновым сопротивлением 600 Ом. Для борьбы с глубокими замираниями сигналов приме-

няется двоякий прием, при котором складываются выходные сигналы детекторов обоих приемников и осуществляется сложение АРУ.

Составление схемы линейного тракта не отличается от изложенного ранее.

Приемник на рис. 2.2 можно использовать для дальнего приема радиовещательных программ с целью ретрансляции. Для этого нужно расширить полосы пропускания УНЧ и линейного тракта.

Приемник на рис. 2.3 отличается от приемника рис. 2.2 тем, что к 1-му и 2-му смесителям (С1 и С2) подводится гетеродинное напряжение от синтезатора частоты, который позволяет установить частоты с точностью до 0,1 кГц. Синтезатор частоты включает в себя генератор опорного напряжения (ГОН) на 5 МГц, декадный делитель частоты (ДДЧ) и блоки формирования (БФ) кратных частот, а также блок преобразователей, не показанный на рис. 2.3. В приемнике обеспечивается фазовая автоподстройка частоты (с точностью до фазы) и суточная стабильность частоты порядка  $10^{-8}$ . Настройка приемника на принимаемый сигнал производится изменением емкостей контуров входной цепи и УРЧ, а также установкой соответствующих частот синтезатора. Применение синтезатора частот упрощает устройство настройки приемника и повышает стабильность частоты гетеродинов.

## 2.2. ПРИЕМНИКИ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ (ЧМ)

Сигналы с ЧМ широко используют для передачи радиотелефонных сигналов на частотах выше 30 МГц. В приемниках таких сигналов (рис. 2.4) демодулятором служит частотный детектор (ЧД), за которым включается усилитель низкой частоты (УНЧ), в данной схеме усилитель звуковых частот. Сигналы с выхода приемника подаются на головные телефоны или громкоговорители.

Для устранения амплитудной модуляции сигналов помехами служит ограничитель амплитуд (О).

При проектировании схемы линейного тракта следует руководствоваться указаниями гл. 1.

Для уменьшения фазовых искажений в УПЧ используют каскады резонансного усиления или каскады с парами контуров с критической связью. Ширину спектра радиочастот принимаемого сигнала в (1.1) можно взять равной

$$P_0 = 2F_{\max}(1 + m_q + \sqrt{m_q}), \quad (2.12)$$

где  $m_q = \Delta f_{m_q}/F_{\max}$  — индекс модуляции;  $\Delta f_{m_q}$  — максимальная девиация частоты сигнала;  $F_{\max}$  — максимальная частота модуляции сигнала.

При определении максимально допустимого коэффициента шума по формулам (1.7) — (1.10) минимальное отношение сигнал/шум на входе приемника  $\gamma_{вх}$  можно подсчитать по формуле

$$\gamma_{вх} \approx \gamma_{вых} \sqrt{k_n^2 \Pi_{вых} / 3m_q^2 \Pi_{ц}}, \quad (2.13)$$

где  $k_n$  — отношение максимального напряжения управляющего сигнала к действующему;  $\Pi_{вых} \approx 1,1 F_{\max}$  — полоса пропускания УНЧ. Формулой (2.13) можно пользоваться при  $\gamma_{вх} \geq 10 \dots 16$  дБ. В противном случае отношение сигнал/шум на выходе падает из-за взаимодействия сигнала и шума в ограничителе. Во избежание этого в приемник можно ввести устройства снижения «порога» (величины  $\gamma_{вх}$ , при которой начинает падать  $\gamma_{вых}$ ). Однако эти устройства су-

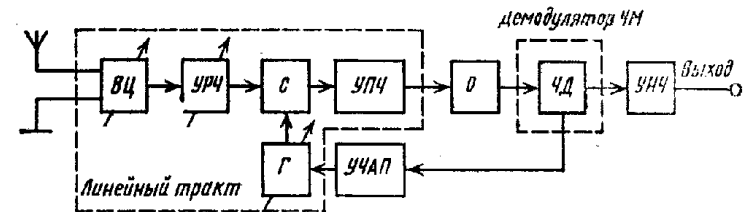


Рис. 2.4. Типовая схема приемника непрерывных сигналов с ЧМ.

щественно усложняют приемники [8]. Если величина  $\gamma_{вых}$  не задана, то для радиотелефонных сигналов можно принимать  $\gamma_{вых} = 3 \dots 10$ .

В приемниках непрерывных ЧМ сигналов можно использовать частотные детекторы с парой связанных (относительно простой и эффективный) или с парой расстроенных контуров, а также детектор отношений. Детектор отношений дает наименьший коэффициент передачи и наибольшие нелинейные искажения. Однако он не требует специального каскада — ограничителя амплитуд, и поэтому может применяться в переносных приемниках, допускающих сравнительно большой уровень искажений. Детектор с парой расстроенных контуров дает наибольший коэффициент передачи, но конструктивно сложнее остальных. При использовании детектора отношение амплитуда напряжения сигнала на выходе УПЧ

$$U_{п} \geq 0,2 \dots 0,4 \text{ В.} \quad (2.14)$$

Для других частотных детекторов на выходе УПЧ (на входе ограничителя амплитуд) амплитуда сигнала

$$U_{п} \geq U_{пор} / (1 - m_{aп}), \quad (2.15)$$

где  $m_{aп}$  — коэффициент вредной амплитудной модуляции сигнала помехами;  $U_{пор} = 0,05 \dots 0,1$  В для диодного ограничителя и  $U_{пор} = 0,02 \dots 0,04$  В для транзисторного ограничителя.

Таблица 2.1

| Тип детектора                   | Входное напряжение $U_{ч\text{ вх}}$ | Крутизна характеристики $S_{чД}$ |
|---------------------------------|--------------------------------------|----------------------------------|
| Отношений                       | $U_{\Pi}$                            | $2/\Pi$                          |
| С парой связанных контуров *    | $U_{\sigma}$                         | $0,6/\Pi$                        |
| С парой расстроенных контуров * | $U_{\sigma}$                         | $0,9/\Pi$                        |

\* Крутизна характеристики этих типов детекторов указана при параметрах связи и относительной расстройке от 0,6 до 3.

Амплитуды выходных напряжений составляют  $U_0 = 1...2$  В для диодных и  $2...4$  В для транзисторных ограничителей. Максимальная амплитуда выходного напряжения частотного детектора равна

$$U_{ч} = S_{чД} \Delta f_{ч\text{ макс}} U_{ч\text{ вх}}, \quad (2.16)$$

где  $S_{чД}$  — крутизна характеристики детектора:  $U_{ч\text{ вх}}$  — амплитуда входного напряжения ЧД (табл. 2.1).

Максимальную входную мощность УНЧ определяем из выражения

$$P_{н\text{ вх}} = U_{ч}^2 / 2 R_{н\text{ вх}}, \quad (2.17)$$

где  $R_{н\text{ вх}} = R_{н\text{ вх}} R_{чД} / (R_{н\text{ вх}} + R_{чД})$ ,  $R_{н\text{ вх}}$  — входное сопротивление УНЧ.

Сопротивление нагрузки частотного детектора нужно брать из соотношения

$$R_{чД} \leq 0,5 R_{н\text{ вх}}. \quad (2.18)$$

Схему УНЧ составляют согласно указаниям §2.1. Изменение выходного напряжения (мощности приемника) обусловлено изменением напряжения сигнала, подводимого от детектора ко входу УНЧ. Усиление УПЧ и УРЧ не регулируется из-за наличия в приемнике ограничителя амплитуд.

Для автоподстройки гетеродина можно использовать частотный детектор приемника и управитель частоты (УЧАП), который должен работать лишь при относительно медленных изменениях частоты, вызванных нестабильностью передатчика и гетеродина приемника. Сигналы с ЧМ несущей используются также для магистральной коротковолновой фототелеграфной связи, т. е. для передачи неподвижных изображений с девиацией частоты 500 и 1500 Гц (рис. 2.5). В таком приемнике линейный тракт подобен изображенному на рис. 2.2, но его полоса пропускания должна составлять 6—8 кГц. Для борьбы с глубокими замираниями и влиянием многолучевого распространения радиоволн применяют сдвоенный прием сигналов.

С выхода УПЧ2 линейного тракта ЧМ сигнал проходит через ограничитель (О), где устраняется амплитудная модуляция, вызванная многолучевым распространением радиоволн, и поступает на частотный детектор (ЧД). Протектированный сигнал изображе-

ния с выхода ЧД через переключатель (П) и фильтр нижних частот (ФНЧ) подводится к модулятору (М). Здесь он осуществляет амплитудную модуляцию поднесущей частотой 4 кГц, поступающей от генератора (Г), которая после усиления в УНЧ посылается по линии в фотоаппаратуру.

Многолучевое распространение радиоволн вызывает также паразитную модуляцию принимаемых сигналов. При ЧМ сдвиги по

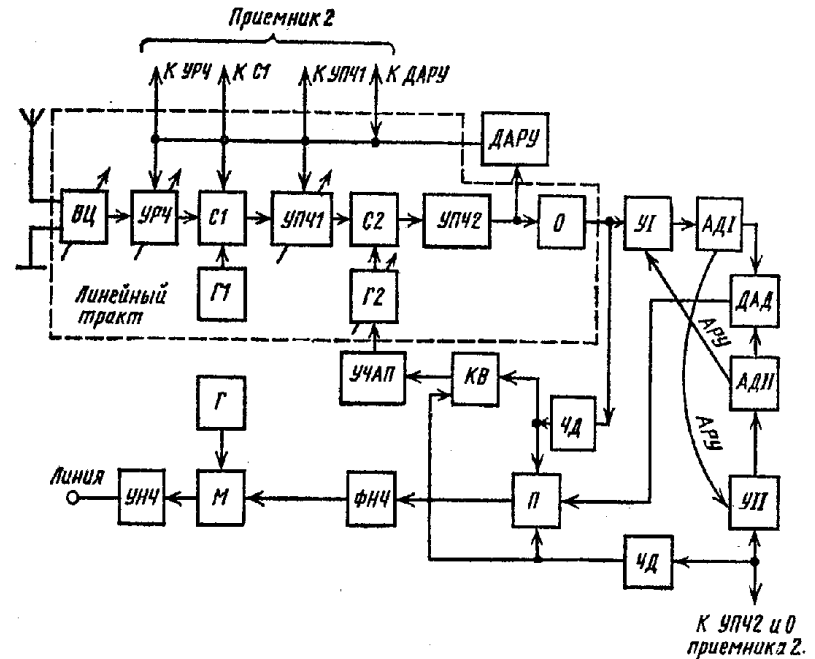


Рис. 2.5. Типовая схема магистрального коротковолнового приемника фототелеграфных сигналов с ЧМ несущей.

времени между многолучевыми волнами создадут между ними разность частот и биения. ФНЧ достаточно ослабляет эти помехи при девиации несущей 1500 Гц. Однако при хороших условиях распространения желательно уменьшить девиацию до 500 Гц и сузить полосу УПЧ2 для повышения чувствительности приемников. При этом ФНЧ трудно подавить эти помехи.

Для борьбы с помехами в этих условиях с помощью общей АРУ можно выбрать приемник с меньшими биениями и амплитудной модуляцией сигналов на выходе УПЧ2. Для этого к выходам УПЧ2 обоих приемников подключают дополнительные усилители (У) и амплитудные детекторы (АД). Выпрямленные напряжения биений с выходов АД подаются на дифференциальный амплитудный детектор (ДАД). Разность выпрямленных ДАД напряжений биений подводится к переключателю (П), который подключает к ФНЧ вы-

ход ЧД того приемника, где паразитная модуляция меньше. Перекрестные цепи АРУ в системе АД—У усиливают разность амплитуд биений в каналах У1—АД1 и УИ—АДИ.

Средние частоты принимаемых сигналов на выходах УПЧ2 должны быть равны с точностью до 5—8 Гц, чтобы средние уровни сигналов на выходах ЧД были одинаковыми во избежание переключений приемников. Для этого автоматически подстраивают частоту гетеродина Г2 одного из приемников под частоту Г2 другого («ведущего») приемника, подавая выпрямленные напряжения обоих ЧД на каскад вычитания (КВ). Разность напряжений с выхода КВ воздействует на управитель частоты (УЧАП) гетеродина Г2. Приемники имеют общую АРУ аналогично рис. 2.2.

### 2.3. ПРИЕМНИКИ НЕПРЕРЫВНЫХ ОДНОПОЛОСНЫХ АМ СИГНАЛОВ

Для приема радиотелефонных однополосных сигналов можно использовать приемник по схеме рис. 2.6 с местным гетеродином — восстановителем несущей частоты сигналов Г3 и использованием пилот-сигнала для автоподстройки боковой полосы принимаемого сигнала под частоту Г3. В линейном тракте рис. 2.6 обычно используется двойное и даже тройное преобразование частоты.

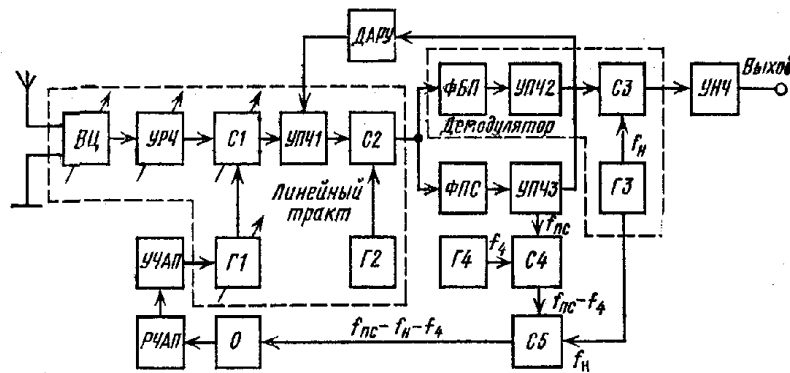


Рис. 2.6. Типовая схема приемника непрерывных однополосных АМ сигналов.

Демодулятор содержит фильтр ФБП, выделяющий боковую полосу принимаемого сигнала, гетеродин Г3, частота которого соответствует частоте подавленной несущей на выходе УПЧ2, и смеситель С3, на выходе которого получаем спектр телефонного сигнала. Этот сигнал проходит через УНЧ на выход приемника.

Для обеспечения разборчивости речи на входе смесителя С3 разность частот подавленной несущей и гетеродина — восстановителя должна быть более 100—150 Гц. Абсолютными отклонениями частот гетеродинов Г2 и Г3 можно пренебречь по сравнению с отклонениями частот гетеродина Г1 и передатчика, а нестабильности последних считать одинаковыми. Тогда речь будет оставаться разборчивой

при абсолютных отклонениях частот передатчиков и гетеродинов приемников до 50—75 Гц. Это значит, что при реально возможной нестабильности частот гетеродина и передатчика порядка  $10^{-6}$  однополосные сигналы на частотах ниже 30 МГц можно принимать без автоподстройки частот гетеродинов приемника и использования пилот-сигнала. Для обеспечения высокого качества воспроизведения речи с сохранением естественности звучания допустима разность частот менее 15—20 Гц.

При приеме однополосных сигналов на более высоких частотах или при худшей нестабильности требуется автоподстройка частоты гетеродина Г1 приемника. Для этого пилот-сигнал (или остаток несущей) с частотой  $f_{пс}$  выделяется фильтром ФПС и усиливается в УПЧ3. В смесителе С4 пилот-сигнал смешивается с сигналом  $f_4$  стабильного гетеродина Г4. Образующий при этом сигнал  $f_{пс} - f_4$  подается на смеситель С5, где он смешивается с сигналом  $f_н$ , подводимым от генератора Г3. На выходе С5 получаем колебания  $f_{пс} - f_4 - f_н$ . Вновь полученный сигнал проходит через ограничитель (О) и подводится к различителю и управителю частоты (РЧАП и УЧАП) системы автоподстройки гетеродина Г1. Выходное напряжение РЧАП равно нулю при  $f_{пс} = f_н$ . При  $f_{пс} - f_н \neq 0$  на выходе РЧАП появляется управляющее напряжение, которое стремится привести  $f_{пс}$  к  $f_н$ .

АПЧ позволяет сузить полосу пропускания фильтра ФПС до 40—50 Гц. Это сужение полосы нужно для приема слабого пилот-сигнала при воздействии боковой полосы принимаемого сигнала и шумов. Более узкая полоса ФПС не применяется из-за опасности ухода частоты пилот-сигнала из полосы ФПС во время глубоких замираний. Для улучшения автоподстройки применяется ФАПЧ.

Иногда в качестве УЧАП применяется мотор, ротор которого при отсутствии управляющего напряжения остается неподвижным. Мотор может быть использован для настройки и подстройки контуров преселектора. Тогда при глубоких замираниях мотор не будет вращаться и сохранит то значение частоты гетеродина, которое было до начала замирания, а пилот-сигнал после замирания окажется в полосе своего тракта.

Для улучшения избирательности в качестве ФПС применяют многозвенные ФСИ и снижают последнюю промежуточную частоту приемника. При этом для повышения избирательности по зеркальным каналам приходится применять двойное и даже тройное преобразование частоты в канале принимаемого сигнала или вводить дополнительное преобразование частоты в тракте пилот-сигнала.

Иногда на смеситель С3 для восстановления несущей подается не пилот-сигнал, а остаток ослабленной в передатчике несущей. При этом восстановленная и подавленная несущая всегда будут совпадать. Однако при селективном замирании пилот-сигнала появятся нелинейные искажения при демодуляции, которые не возникнут в приемнике рис. 2.6. В эксплуатации удобно переключать приемник на два описанных способа демодуляции с помощью

местного гетеродина и остатка несущей. В коммерческой связи применяется уплотнение сигнала передачи вторым однополосным каналом, спектр которого расположен по другую сторону подавленной несущей передатчика  $f_H$ , как показано на рис. 2.7. Схема приемника такого сигнала аналогична изображенной на рис. 2.6, но дополнительно вводится второй демодулятор с фильтрами ФБП и УПЧ2, настроенными на частоту второго канала сигнала. Сигнал передачи можно также уплотнить, используя четыре однополосных канала,

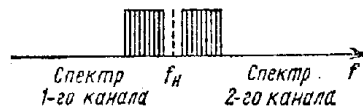


Рис. 2.7. Спектр передатчика, уплотненного двумя однополосными каналами.

причем спектры двух из них лежат выше, а двух других ниже частоты остатка несущей передатчика.

Передача без пилот-сигнала вызовет значительные трудности создания в приемнике надежной системы автономной стабилизации частоты гетеродина.

Кроме того, для АРУ придется использовать выпрямленное напряжение однополосного сигнала. Это потребует постоянной времени АРУ порядка 10 с для устранения скачков усиления в паузах разговора. АРУ становится нечувствительной к быстрым замираниям и после долгих пауз появляются скачки громкости.

Сдвоенный прием сигналов с ОБП пока не применяется. Частоты гетеродина-восстановителя ГЗ стабилизируются кварцевым резонатором.

При проектировании линейного тракта надо пользоваться указаниями гл. 1. Ширину спектра радиочастот принимаемого сигнала рекомендуется взять равной

$$P_c = F_{\max}, \quad (2.19)$$

где  $F_{\max}$  — максимальная частота модуляции принимаемого сигнала. Полоса пропускания преселектора рассчитывается по (1.1), полоса УПЧ1 — по (1.5), а полоса ФБП и УПЧ2 — по формуле

$$P_{\text{обп}} = (F_{\max} - F_{\text{min}}) + (\Delta f_d + P_{\text{нс}})/K_{\text{чщ}}, \quad (2.20)$$

где  $F_{\text{min}}$  — минимальная частота модуляции принимаемого сигнала.

Минимальное отношение сигнал/шум  $\gamma_{\text{вх}}$  можно определить по формуле

$$\gamma_{\text{вх}} \approx \gamma_{\text{вмх}} \sqrt{P_{\text{вмх}}/P_{\text{ш}}}. \quad (2.21)$$

Ослабление помех по зеркальным и соседнему каналам должно быть 80—100 дБ. Высокая избирательность обеспечивается двойным или тройным преобразованием частоты, автоподстройкой гетеродина, которая позволяет сузить полосу пропускания практически до ширины спектра сигнала, и применением многосвязных ФСИ в тракте принимаемого сигнала последнего УПЧ и УНЧ (в том числе, магнитоотриксционных и кварцевых фильтров). При определении максимально допустимого коэффициента шума по формулам (1.7) —

(1.10) величину минимально допустимого отношения сигнал/шум на входе приемника  $\gamma_{\text{вх}}$  можно полагать равной  $\gamma_{\text{вмх}}$ . Для детектирования непрерывных АМ сигналов с ОБП целесообразно использовать полупроводниковые диоды, которые дают наименьшие искажения. Для обеспечения устойчивого и линейного режима работы на вход гетеродинного детектора (смесителя СЗ) надо подавать сигналы с амплитудой

$$U_{\text{н}} \approx 0,1 U_{\text{г}} \geq U_{\text{дс}}, \quad (2.22)$$

где  $U_{\text{г}}$  — амплитуда напряжения гетеродина ГЗ, а  $U_{\text{дс}}$  — амплитуда сигнала на входе смесителя СЗ, которая обеспечивает линейный режим детектирования. Это значит, что на входе СЗ (т. е. на выходе УПЧ2) нужно создать  $U_{\text{н}} = 0,04...0,06$  В. Амплитуда выходного напряжения детектора

$$U_{\text{д}} \approx 0,9mU_{\text{н}}, \quad (2.23)$$

где  $m$  — коэффициент модуляции принимаемого сигнала.

Схему УНЧ надо проектировать согласно рекомендациям, изложенным в § 2.1.

Очевидно, что устройство настройки магистрального коротковолнового приемника сигналов с ОБП можно реализовать по принципам, заложенным в схемах рис. 2.2 или 2.3.

#### 2.4. ПРИЕМНИКИ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Передача непрерывных сигналов с фазовой модуляцией (ФМ) применяется главным образом на многоканальных радиолиниях, предназначенных для работы на частотах выше 100 МГц, однако ФМ можно использовать и на одноканальных радиолиниях.

В состав демодулятора приемника ФМ сигналов (рис. 2.8) входит фазовый детектор (ФД). На его вход кроме принимаемого сигнала подается напряжение опорного гетеродина (ГОН), частота и фаза которого совпадают с частотой и фазой принимаемого сигнала.

Приемник должен содержать систему фазовой автоподстройки (ФАП) колебаний гетеродина ГОН под принимаемый сигнал. Для этого напряжения сигнала с выхода УПЧ2 (через ограничитель О) и генератора ГОН подаются на различитель РФАП системы фазовой автоподстройки. Напряжение сигнала ошибки, созданное РФАП с помощью управителя УФАП, управляет колебаниями ГОН так, чтобы его частота и фаза совпали с принимаемым сигналом на выходе УПЧ.

Для того чтобы быстрые изменения фазы, обусловленные модуляцией передатчика, не вызывали срабатывания устройства ФАП, между РФАП и УФАП включается RC-цепь или фильтр нижних частот (ФНЧ) с граничной частотой  $F_{\text{г}} < F_{\text{min}}$ , где  $F_{\text{min}}$  — нижняя граничная частота спектра сигналов сообщения.

Приемник должен иметь кварцевую стабилизацию частоты гетеродина Г1 и начальную подстройку второй промежуточной частоты сигнала  $f_{п2}$  с помощью перестройки частоты  $f_{г2}$  генератора Г2 под частоту  $f_{оп}$  ГОН.

АРУ должна поддерживать стабильность выходного напряжения УПЧ2 для устойчивой работы ограничителя, фазового детектора и различителя устройства ФАП.

При составлении схемы линейного тракта следует руководствоваться указаниями, изложенными в гл. 1.

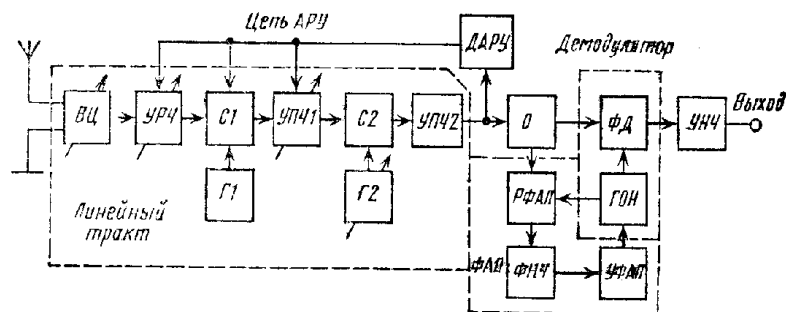


Рис. 2.8. Схема приемника непрерывных сигналов с ФМ.

Для уменьшения фазовых искажений в УПЧ целесообразно использовать каскады резонансного усиления или каскады с парами контуров с критической связью. Ширина спектра радиочастот принимаемых сигналов в (1.1) должна быть равна

$$\Pi_c \approx 2m_\phi F_{\max} \quad (2.24)$$

где  $m_\phi$  — индекс фазовой модуляции.

Минимальное отношение сигнал/шум на входе приемника  $\gamma_{вх}$  вычисляется по формуле

$$\gamma_{вх} \approx \gamma_{вых} \sqrt{k_n^2 \Pi_{вых} / m_\phi^2 \Pi_{ш}} \quad (2.25)$$

## 2.5. ПРИЕМНИКИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

При амплитудной манипуляции (АМ) дискретные сообщения (буквы, цифры) передаются комбинациями двух видов сигналов (посылок и пауз), отличающихся амплитудой колебаний ( $U$  и  $0$ ). Различают управление передатчиком с помощью ручного телеграфного ключа и слуховой прием сигналов, а также автоматическую передачу и регистрирующий прием сигналов.

В первом случае, который может применяться на любых волнах, используются излучения А2 и А1. При излучении А2 во время передачи посылок колебания модулируются по амплитуде тональной частотой 800—1000 Гц, а во время передачи пауз модуляция отсутствует. В этом случае можно использовать приемник (рис. 2.9) с полосой

пропускания УПЧ порядка 2 кГц и последетекторным фильтром (Ф) с полосой 200—300 Гц и средней частотой 800—1000 Гц. Недостаток приемника — широкая полоса УПЧ и связанная с этим низкая помехоустойчивость. Достоинство — независимость тона слышимых сигналов от изменения несущей частоты, что упрощает управление приемником.

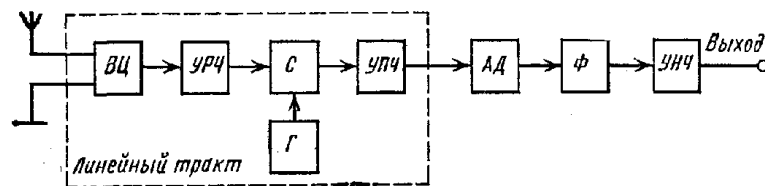


Рис. 2.9. Схема приемника телеграфных сигналов, передаваемых тональными посылками (излучение А2).

При излучении А1 во время передачи посылок излучаются колебания несущей частоты, а во время пауз излучение отсутствует. Прием сигналов можно реализовать по схеме рис. 2.10, в которой УПЧ содержит тональный модулятор (М) принимаемых сигналов. Достоинство такого приемника — независимость тона слышимых сиг-

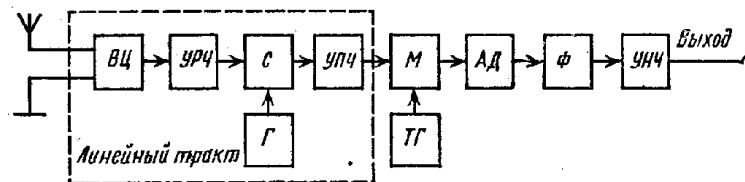


Рис. 2.10. Схема приемника телеграфных сигналов излучения А1 с тональным модулятором.

налов от изменения несущей частоты, недостаток — низкая помехоустойчивость, которую можно повысить, включив на выходе детектора тональный фильтр (Ф), настроенный на частоту модуляции (тонального генератора ТГ).

Наилучшую помехоустойчивость может обеспечить приемник сигналов А1 (рис. 2.11), в котором для повышения помехоустойчивости можно сузить полосу пропускания УПЧ до 200—300 Гц. К выходу УПЧ подключаются смеситель С2 и гетеродин Г2, которые преобразуют сигналы промежуточной частоты в сигналы частотой 800—1000 Гц, хорошо различаемые оператором на фоне помех. Для дальнейшего повышения помехоустойчивости можно включить после детектора узкополосный фильтр, выделяющий частоту сигналов. Недостаток приемника заключается в необходимости подстройки частот гетеродия приемника при изменении несущей частоты принимаемых сигналов.



Приемники, реализованные по схеме на рис. 2.11, должны быть снабжены устройством подстройки гетеродина Г2 для получения нужной тональной частоты сигналов.

Недостатками слухового приема являются малая скорость обмена (15—30 слов в минуту) и отсутствие возможности проверить ошибки оператора.

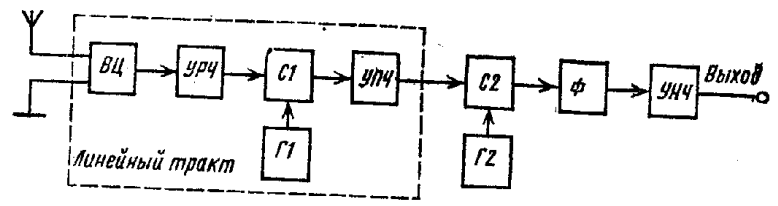


Рис. 2.11. Схема приемника телеграфных сигналов излучения А1 по методу биений.

Приемники, реализованные по схемам на рис. 2.9—2.11, могут обеспечить также прием радиотелефонных сигналов с АМ. Для этого в них следует выключить фильтры (Ф) и расширить полосу УПЧ для пропускания спектра радиотелефонных сигналов. Кроме того, в схеме рис. 2.11 необходимо выключить гетеродин Г2, а в схеме рис. 2.10 — выключить тональный генератор (ТГ) и перевести модулятор (М) в режим усиления.

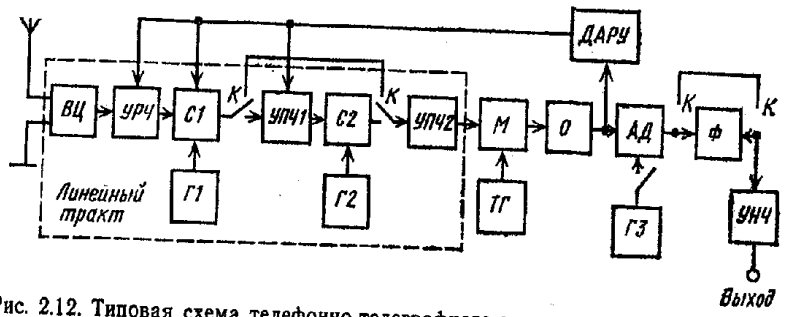


Рис. 2.12. Типовая схема телефонно-телеграфного приемника служебной связи.

В типовом телефонно-телеграфном приемнике служебной связи (рис. 2.12) для приема телефонных сигналов отсоединяют УПЧ1, тональный генератор (ТГ), гетеродин Г3, фильтр (Ф); переводят модулятор (М) в режим усиления и расширяют полосу УПЧ2.

При приеме немодулированных телеграфных сигналов отключают тональный генератор ТГ и переводят модулятор М в режим усиления. При приеме модулированных телеграфных сигналов отключают гетеродин Г3.

При автоматической передаче информации и регистрирующем приеме можно использовать неравномерный код Морзе с волнообразной записью посылок на ленте и равномерный код Бодо, при кото-

ром знаки состоят из комбинаций пяти посылок и пауз, с буквопечатающим обменом информацией.

Достоинство буквопечатающего обмена — отсутствие необходимости расшифровки принятого текста; достоинство пишущего сигнала — возможность исправления ошибок при чтении записи сигналов на ленте. Автоматическая передача и регистрирующий прием позволяют вести обмен информации с высокими скоростями (до сотен слов в минуту). Приемники регистрирующего приема должны вырабатывать посылки постоянного тока, необходимые для нормальной работы телеграфного приемного аппарата, или тональные по-

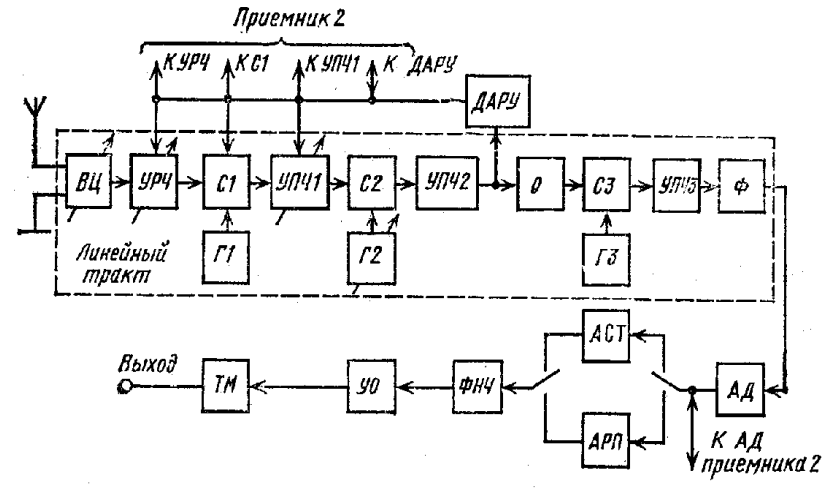


Рис. 2.13. Схема магистрального коротковолнового приемника для регистрирующего приема телеграфных сигналов с АТ.

сылки неизменной амплитуды и частоты для посылки их в отдаленную от приемника телеграфную аппаратуру. Автоматическая передача с регистрирующим приемом обычно ведется на линиях магистральной радиосвязи на коротких волнах.

В широко применяемой схеме магистрального приемника для регистрирующего приема телеграфных сигналов с АТ со скоростью до 375 бод (500 слов в минуту) (рис. 2.13) линейный тракт содержит преселектор, три преобразователя частоты и три УПЧ. Третья промежуточная частота выбирается низкой (звуковой) и используется для регистрирующего и слухового приема. Тройное преобразование частоты обеспечивает высокую избирательность приемника относительно соседних, зеркальных и побочных помех. АРУ поддерживает напряжение сигнала на входе смесителя С3 (а значит, на выходе УПЧ3) почти постоянным.

Для ослабления импульсных помех перед смесителем С3 включается ограничитель амплитуд (О). После УПЧ3 сигналы подводятся

к амплитудному детектору (АД), который преобразует их в посылки постоянного тока (телеграфные посылки).

Для уменьшения воздействия шумов в паузах между посылками после АД включают пороговую схему. Наименьшее одновременное воздействие шумов во время приема посылок и в паузах требует подбора оптимального напряжения порога  $U_{пор} \approx 0,5 U_0$  (где  $U_0$  — амплитуда принимаемого сигнала) при изменении отношения сигнал/шум вследствие замираний. Ручная регулировка порога затруднительна, и в цепь нужно включать устройство автоматической регулировки порога АРП. Для устранения воздействия шумов во время больших перерывов в передаче сигналов нужно включать устройство автоматического запирания приемника в паузах — автостоп АСТ.

После АРП посылки постоянного тока усиливаются и ограничиваются в усилителе-ограничителе (УО), который служит для регенерации формы сигналов, т. е. для преобразования их крутизны фронтов, и подводятся к тонманипулятору (ТМ), который преобразует их в тональные посылки фиксированной частоты и амплитуды, посылаемые по линии с волновым сопротивлением 600 Ом и выходной мощностью 100 мВт. Приемники рассчитываются на работу от симметричных или несимметричных антенн, оканчивающихся фидерными линиями с волновым сопротивлением 60—400 Ом; антенн типа «наклонный луч» ( $C_A = 100...300$  пкФ и  $R_A = 100$  Ом) и штыревых антенн ( $C_A \approx 50$  пкФ). Входная цепь и УРЧ (с одним-двумя каскадами) — одноконтурные. Первый каскад УРЧ должен иметь активный элемент с минимальным уровнем шума.

Частота гетеродина Г1 стабилизируется кварцевым резонатором. Диапазон частот (1,5—33,5 МГц) приемника разбивается на ряд поддиапазонов, при смене которых переключаются катушки индуктивности преселектора и кварцевые резонаторы гетеродина Г1. Внутри поддиапазонов контуры преселектора УПЧ1 и гетеродина Г2 перестраиваются одной ручкой управления с помощью блока конденсаторов с воздушным диэлектриком. При таком способе настройки ширина всех поддиапазонов становится одинаковой (2 МГц), что позволяет увеличить точность настройки по шкале. Нестабильность настройки снижается, так как она обусловлена лишь нестабильностью гетеродина Г2, работающего на относительно низких частотах (порядка 1,5—2 МГц). Используя в смесителе С1 преобразование частоты на гармониках гетеродина, можно уменьшить число кварцевых резонаторов. Чтобы упростить систему настройки, рекомендуется применять минимальное число контуров УПЧ1 (не более двух-трех одиночных или слабо связанных между собой) с одним каскадом усиления, тем самым уменьшая комбинационные помехи в смесителе С2.

На входе и в 1-м каскаде УПЧ2 с одноконтурными широкополосными каскадами можно включить два многозвенных ФСИ (на 4—5 звеньев) для того, чтобы уменьшить взаимные помехи сигналов. Третий преобразователь частоты может иметь совмещенные смеси-

тель С3 и гетеродин Г3. УПЧ3 содержит дополнительный фильтр Ф, переключаемый на 5 и 7 кГц.

За двухполупериодным АД включен фильтр манипуляции ФНЧ (фильтр нижних частот) с верхней граничной частотой 0,1—0,3 кГц для ослабления несущей сигнала. Авторегулировка порога (АРП) имеет постоянную времени порядка 10 мкс. Тонманипулятор (ТМ) переключается на ряд частот 900—4000 Гц для многократного использования проводных линий.

В приемнике используется задержанная АРУ, усиленная, с постоянными времени 0,1 и 1 с соответственно при большой и малой скорости телеграфирования. Кроме того, он снабжен устройствами РРУ, РРЧХ и др.

Для борьбы с глубокими замираниями сигналов широко применяется сдвоенный прием. В этом случае выходные напряжения амплитудных детекторов двух приемников, настроенных на одну и ту же станцию, но работающих от двух отдельных антенн, разнесенных на 5—10 длин волн, складываются как показано на рис. 2.13.

Для того чтобы уменьшить действие шумов того приемника, который принимает слабые сигналы, на суммарный выходной сигнал, для обоих приемников используют общую цепь АРУ, хотя каждый из них имеет собственный ДАРУ.

Схема линейного тракта магистрального приемника сигналов с АТ составляется согласно рекомендациям приведенным в гл. 1 и § 2.5.

Ширину спектра радиочастот при регистрирующем приеме в (1.1) следует взять равной

$$P_c = 1/\tau \quad (2.26)$$

или при работе по методу укороченного контакта для борьбы с переменными временными преобладаниями

$$P_c = (3...5)/\tau, \quad (2.27)$$

В (2.26) и (2.27)  $\tau$  — длительность точки азбуки Морзе или длительность элементарной посылки равномерного пятиэлементного кода.

В табл. 2.2 приведены величины скорости передачи  $M$ , ширины спектра сигнала  $P_c$  и полосы пропускания линейного тракта при обычно принимаемой нестабильности и различных видах передачи.

Выходное напряжение линейного тракта (УПЧ3) берется равным  $U_n \geq 0,5$  В, чтобы получить достаточно большой коэффициент передачи амплитудного детектора и уменьшить усиление последующих каскадов.

Таблица 2.2

| Вид передачи | $M$ ,<br>слов/мин | $P_c$ ,<br>Гц | $P_c$ ,<br>Гц |
|--------------|-------------------|---------------|---------------|
| Ключом       | 24                | 30            | 260           |
| Пишущая      | 500               | 600           | 1400          |

При определении максимально допустимого коэффициента шума по формулам (1.7) — (1.10) минимальное отношение сигнал/помеха на входе приемника  $\gamma_{вх}$  должно равняться

$$\gamma_{вх} \approx 0,7\gamma_{вмх} \sqrt{2\Pi_{вмх}/\Pi_{ш}} \quad (2.28)$$

где  $\Pi_{вмх} = 0,5/\tau$  или  $\Pi_{вмх} = (1,5 \dots 2,5)/\tau$  при использовании метода укороченного контакта.

Если величина  $\gamma_{вмх}$  не задана, можно принять ее равной 0,7—2 для слухового приема, 2—5 для пишущего приема и 3—10 для буквопечатающего приема.

Из-за относительно низкой помехоустойчивости и сильной ее зависимости от порога ограничения, который не всегда удается выдержать оптимальным, амплитудная манипуляция сейчас мало используется при регистрирующем, а особенно буквопечатающем обмене.

## 2.6. ПРИЕМНИКИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

При частотной манипуляции (ЧТ) дискретные сообщения (буквы, цифры) передаются комбинациями двух видов сигналов («нажатия» и «отжатия») с разными частотами  $f_1$  и  $f_2$ . Телеграфные сигналы с ЧТ широко используются для буквопечатающего телеграфного обмена на магистральных коротковолновых линиях связи из-за большей помехоустойчивости передачи с ЧТ по сравнению с АТ.

При телеграфной передаче с ЧТ используется равномерный пятизначный код, при котором буквы и цифры состоят из пяти элементарных посылок одинаковой амплитуды и длительности. Сигналы характеризуются: скоростью в бодах  $W_T = 1/\tau$  (числом элементарных посылок длительностью  $\tau$  в секунду); отклонением (девиацией или сдвигом) частоты  $2F_{\Delta}$  при манипуляции и индексом модуляции  $m_T = F_{\Delta}/0,5 W_T$ . Считая, что среднее слово состоит из 5 букв, получаем скорость  $M = W_T/25$  слов в минуту. Линейный тракт магистрального коротковолнового приемника ЧТ сигналов (рис. 2.14) аналогичен линейному тракту приемника, реализованного по схеме на рис. 2.13. Демодулятор состоит из ограничителя ОЧТ, который служит для уравнивания амплитуд посылок «нажатия» и «отжатия» и для уменьшения действия помех.

Фильтры ФН и ФО («нажатия» и «отжатия») выделяют сигналы с частотами  $f_1$  и  $f_2$  и имеют разнос средних частот 1000 Гц (для приема сигналов с девиацией  $\pm 500$  Гц) и средние частоты 4 и 5 кГц или 6 и 7 кГц. Амплитудные детекторы (АД) с интеграторами (И) преобразуют сигналы в посылки постоянного тока.

Каскад вычитания (КВ) превращает эти посылки в двусторонние, которые могут подводиться или к усилителю-ограничителю (УО) (аналогичному показанному на рис. 2.13) или к формирующему и регистрирующему устройству (ФР) телеграфных сигналов. Далее сиг-

налы через тонманипулятор (ТМ) (аналогичный показанному на рис. 2.13) по проводной линии подаются в телеграфную аппаратную.

Помехоустойчивость приемника растет из-за того, что демодулятор ошибается в приеме посылки лишь тогда, когда амплитуда помехи в одном его плече будет больше суммарной амплитуды сигнала и помехи во втором плече.

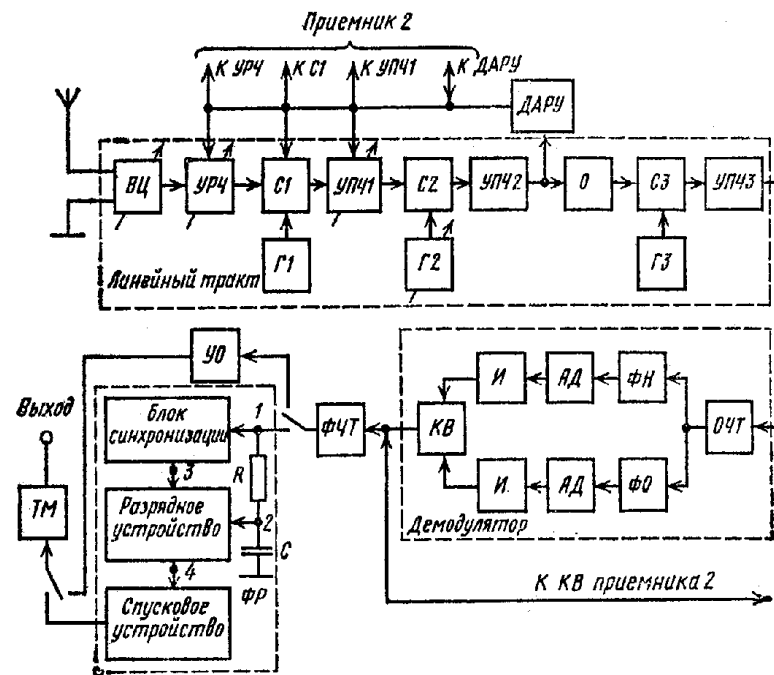


Рис. 2.14. Схема магистрального коротковолнового приемника для приема ЧТ сигналов.

Формирующее и регистрирующее устройство (ФР) служит для определения полярности и восстановления (регенерации) формы импульсов, поступивших от КВ, перед подачей их на тонманипулятор.

При регистрации применяется метод интегрального приема, т. е. используется напряжение элементарной посылки в конце ее приема. В цепь приема сигнала (точка 1) включается RC-цепь линейного интегрирования с временем установления  $t_y$

$$t_y = 2,3 RC = (3 \dots 5)\tau \quad (2.29)$$

или

$$RC = (1,3 \dots 2,5)\tau. \quad (3.30)$$

В конце приема посылки в точку 3 передается короткий синхри-мпульс, который разряжает RC-цепь и через точку 4 подает накоп-

ленное напряжение на спусковое устройство, которое преобразует напряжение сигнала в прямоугольные импульсы, как показано на эюре напряжений рис. 2.15, а. Эти импульсы поступают на туманулятор с запаздыванием на одну элементарную посылку, что не имеет значения. Заметим, что вместо RC-цепи можно также применить додетекторные интеграторы (резонансные контуры с полосой меньше  $(0,2...0,4)/T$ ).

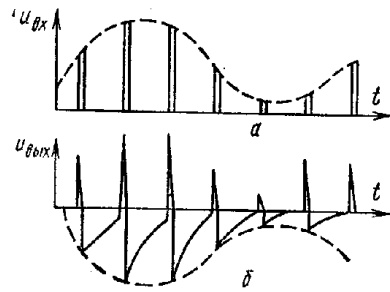


Рис. 2.15. Эюра напряжений формирующего и регистрирующего устройства рис. 2.14.

Приемник имеет АРУ, по схеме аналогичную рис. 2.13, с постоянной времени 0,05—0,1 с.

Для борьбы с глубокими замираниями применяются двоянный прием сигналов. При этом складываются двусторонние импульсы, полученные в каскадах вычитания (КВ) обоих приемников. Приемники охвачены общей цепью АРУ, как и в схеме рис. 2.13.

Схема линейного тракта рассматриваемого приемника составляется согласно рекомендациям, изложенным в гл. 1 и § 2.5. Ширину спектра радиочастот в (1.1) следует выбирать равной

$$P_c = 2 F_{\Delta} + 3 F_T, \quad (2.31)$$

где  $F_T = 0,5 W_T$  — основная частота манипуляции;  $W_T$  — скорость передачи, в бодах.

В табл. 2.3 приведены значения  $W_T$ ,  $P_c$  при передаче от различных аппаратов и  $\Pi$  при обычно принимаемой неустойчивости и  $2 F_{\Delta} = 1000$  Гц.

Выходное напряжение линейного тракта (УПЧЗ) можно брать  $U_{\Pi} \approx 0,5...1$  В для получения эффективного ограничения сигналов в ОЧТ.

Таблица 2.3

| Вид аппарата                          | $W_T$ , Бод | $P_c$ , Гц | $\Pi$ , Гц |
|---------------------------------------|-------------|------------|------------|
| Стартостопный телетайп СТА-2М         | 50          | 1075       | 1350       |
| Трехкратный телетайп ТРТ-1            | 152         | 1230       | 1660       |
| Многочасовые буквопечатающие аппараты | 300         | 1450       | 2100       |

Магистральные коротковолновые линии радиосвязи часто уплотняются двумя телеграфными каналами с ЧТ методом двойного частотного телеграфирования ДЧТ. При ДЧТ передатчик может излучать телеграфные посылки на четырех частотах  $f_1, f_2, f_3$  и  $f_4$ , отличающихся на 1 кГц друг от друга. При нажатии на 1-м и 2-м

каналах излучение идет на частоте  $f_4$ , при нажатии на 1-м и отжатии на 2-м — на частоте  $f_3$ ; при отжатии на 1-м и нажатии на 2-м — на частоте  $f_2$  при отжатии на 1-м и 2-м — на частоте  $f_1$ . Спектр сигнала ДЧТ при равном разное и девиации частот в два раза шире, чем при ЧТ (при синхронной работе аппаратов 1-го и 2-го каналов). При несинхронной работе спектр расширяется,

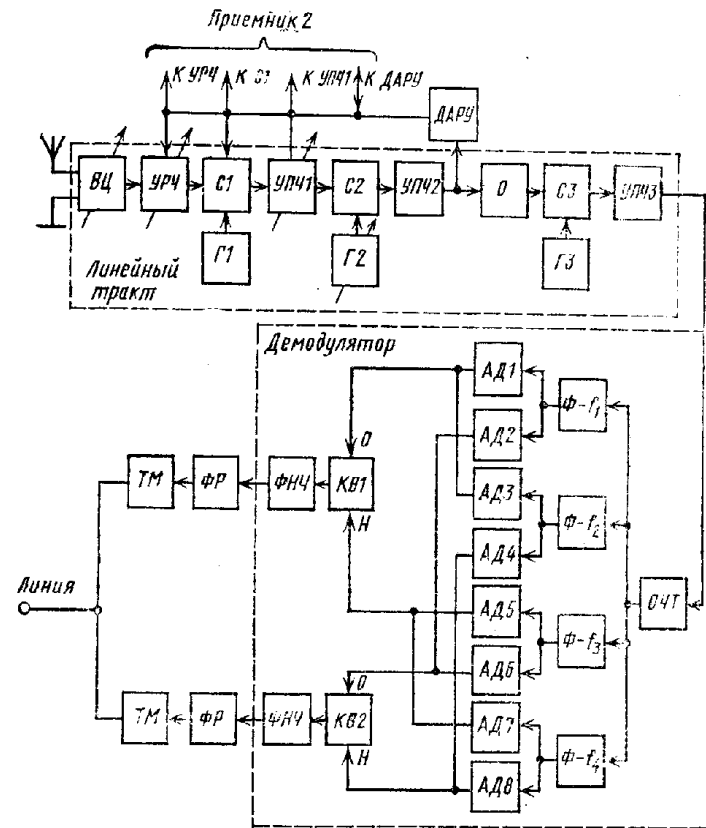


Рис. 2.16. Схема магистрального коротковолнового приемника сигналов ДЧТ.

В приемнике сигналов ДЧТ (рис. 2.16) схемы линейного тракта и устройства АРУ аналогичны показанным на рис. 2.13 и 2.14.

Демодулятор содержит ограничитель ОЧТ и четыре фильтра (Ф), настроенных на частоты  $f_1, f_2, f_3$  и  $f_4$  (4; 5; 6; 7 кГц) сигналов ДЧТ. Легко видеть, что при детектировании посылок частот  $f_1, f_2, f_3$  и  $f_4$  ДЧТ на выходе каскадов вычитания КВ1 и КВ2 получаем сигналы нажатия и отжатия (обозначенные буквами и и о соответственно), т. е. комбинацию сигналов, как показано в табл. 2.4. Сигналы с КВ1 и КВ2 проходят через цепи, аналогичные использованным в приемнике по схеме рис. 2.14. Проводную линию

Таблица 2.4

| Канал | Сигналы на частотах |       |       |       |
|-------|---------------------|-------|-------|-------|
|       | $f_1$               | $f_2$ | $f_3$ | $f_4$ |
| 1     | о                   | о     | н     | н     |
| 2     | о                   | н     | о     | н     |

можно уплотнить, если два ТМ работают на разных частотах. Также, как при приеме сигналов с ЧТ, для борьбы с глубокими замираниями применяется двоянный прием сигналов с ДЧТ. При этом оба приемника охвачены общей цепью АРУ, аналогично схеме рис. 2.14.

Линейные тракты двоянных приемников (рис. 2.17) одинаковы и аналогичны приемнику рис. 2.14. Демодулятор содержит два ограничителя ОЧТ, подключенных к выходам УПЧЗ соответствующих приемников, восемь фильтров, настроенных на частоты  $f_1, f_2, f_3$  и  $f_4$

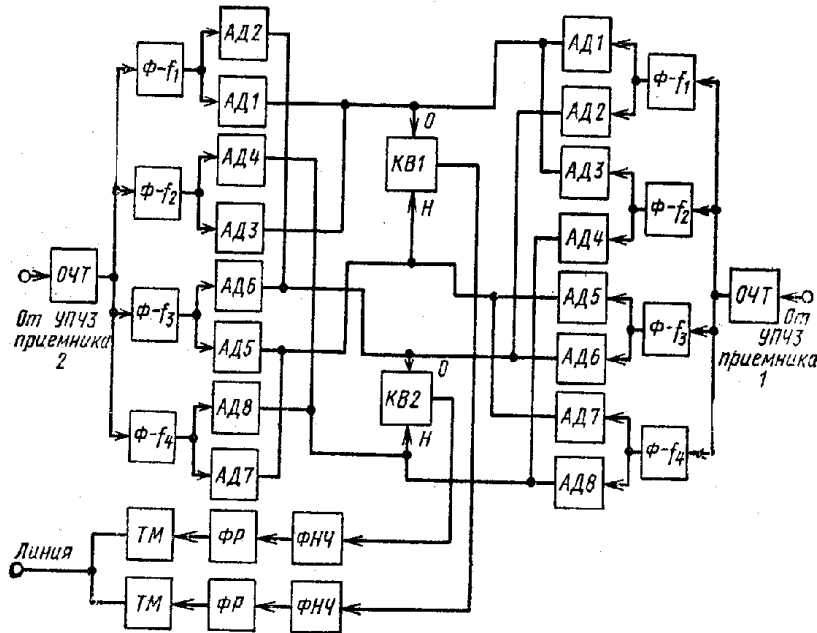


Рис. 2.17. Схема соединений двух приемников для двоянного приема сигналов ДЧТ.

ДТЧ, и восемь пар амплитудных детекторов (АД). На выходе КВ1 и КВ2 получаем посылки нажатия и отжатия, аналогичные приведенным в табл. 2.4.

Как видно из сравнения рис. 2.2, 2.13, 2.14 и 2.16, эти схемы настолько сходны, что путем несложных переключений можно создать универсальное коротковолновое приемное магистральное устройство для приема сигналов радиотелефонных с АМ и телеграфных с АТ, ЧТ и ДЧТ.

Приемники, выполненные по схеме рис. 2.13, 2.14 и 2.16, могут иметь устройство настройки, подобное показанному на рис. 2.3.

## 2.7. ПРИЕМНИКИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

При передаче дискретных сигналов с фазовой манипуляцией (ФТ) фаза обычно изменяется на  $180^\circ$  при переходе от сигнала нажатия к сигналу отжатия и наоборот.

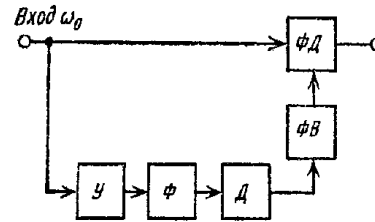


Рис. 2.18. Схема формирования синхронных колебаний из принимаемых ФТ сигналов.

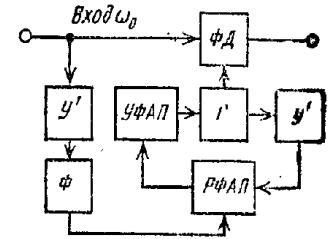


Рис. 2.19. Схема формирования синхронных колебаний с помощью местного стабильного гетеродина.

Передача дискретных сигналов с ФТ обеспечивает большую помехоустойчивость приемника, чем передача с ЧТ и АТ. Это объясняется тем, что спектр сигналов с ФТ в два раза уже, чем при ЧТ, а амплитуды боковых частот в два раза больше, чем при АТ. Кроме того, при ФТ ослабляются помехи, не совпадающие по фазе с сигналами нажатия и отжатия.

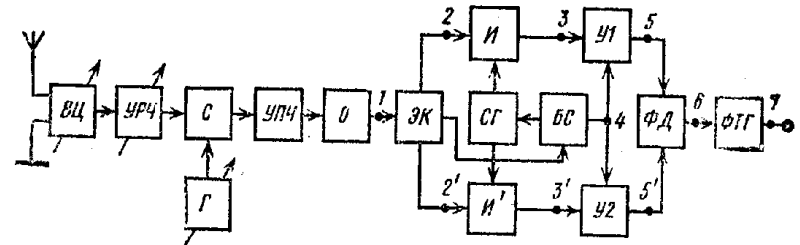


Рис. 2.20. Приемник дискретных сигналов ОФТ со сравнением фаз.

лами нажатия и отжатия. Таким образом, наблюдается выигрыш в два раза по мощности при переходе от ЧТ к ФТ и в четыре раза при переходе от АТ к ФТ.

В приемнике сигналов с ФТ необходим синхронный гетеродин, фаза которого совпадает с фазой сигнала нажатия или отжатия. Напряжения синхронного гетеродина и принимаемого сигнала подаются на фазовый детектор, на выходе которого появляется положительный импульс при совпадении фаз сигнала и гетеродина и отрицательный при сдвиге фаз на  $180^\circ$ .

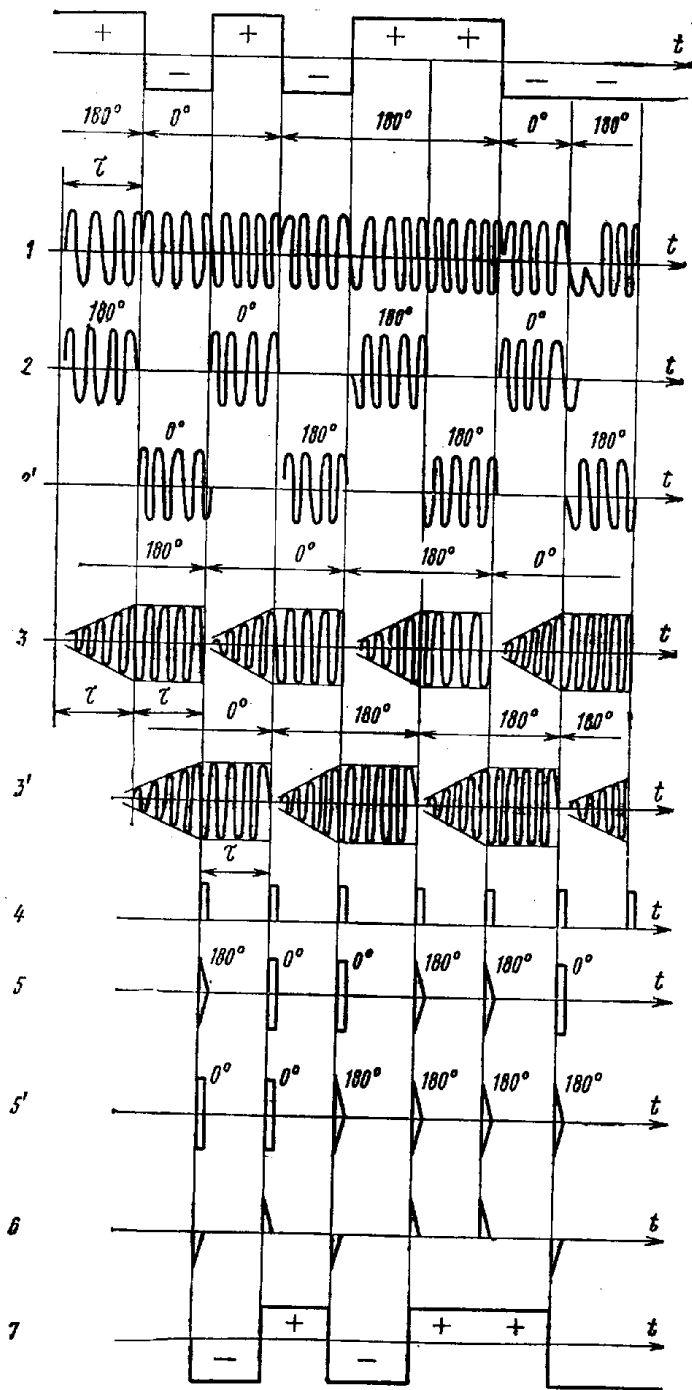


Рис. 2.21. Эшоры напряжений в приемнике рис. 2.20.

Получение синхронных колебаний с помощью автономного местного генератора затруднительно. Их можно сформировать из принимаемых сигналов с помощью соответствующего устройства (рис. 2.18). Умножитель частоты ( $У$ ) на два превращает сигнал в неманипулированный. Узкополосный фильтр ( $\Phi$ ) ослабляет помехи в канале синхронизации, а с помощью делителя ( $Д$ ) на два получаем частоту, равную частоте синхронного колебания, которое через фазовращатель ( $\PhiВ$ ) подводится к фазовому детектору ( $\PhiД$ ). Недостаток устройства на рис. 2.18 — возможность «обратной работы», так как синхронное колебание может иметь два устойчивых состояния фазы:  $0^\circ$  и  $180^\circ$ . В устройстве, реализованном по схеме на рис. 2.19, этот недостаток уменьшается, хотя и не устраняется. Здесь частота местного стабильного генератора ( $\Gamma$ ), фаза которой совпадает с фазой сигнала, подстраивается сигналом с помощью системы ФАП, состоящей из умножителей ( $У'$ ) частот сигнала и гетеродина на два, фильтра ( $\Phi$ ), различителя ( $РФАП$ ) и управителя ( $УФАП$ ).

Недостаток ФТ устраняется в системе с относительно-фазовой манипуляцией (ОФТ), в которой сигналы нажатия и отжатия определяются сравнением фаз предыдущей и последующей посылок, причем фаза меняется при переходе к сигналу отжатия и не меняется при переходе к сигналу нажатия. В приемнике нет синхронного гетеродина и обратная работа при скачке фазы возможна лишь при приеме одной-двух посылок.

Прием сигналов с ОФТ возможен на приемник со сравнением фаз (рис. 2.20). В этом приемнике на выходе ограничителя в точке 1 получаем сигнал с ОФТ и ограниченной амплитудой, показанный на рис. 2.21. На вход интеграторов  $И$  и  $И'$  в точки 2 и 2' с помощью электронного коммутатора ( $ЭК$ ) подводятся сигналы. В точках 3 и 3' получаем сигналы, состоящие из участков колебаний с нарастающей амплитудой и участков свободных колебаний, причем длительности этих участков равны  $\tau$ . В конце каждой посылки импульсы, поступающие от блока синхронизации БС (точка 4), открывают усилители  $У1$  и  $У2$  и на фазовый детектор  $\PhiД$  (точки 5 и 5') поступают радиопульсы. На выходе  $\PhiД$  в точке 6 получаем импульсы постоянного тока, полярность которых зависит от соотношения колебаний в радиопульсах. При совпадении фаз в точке 6 получаем положительные импульсы, при сдвиге фаз на  $180^\circ$  — отрицательные. Блок синхронизации управляет схемой гашения ( $СГ$ ), которая прекращает свободные колебания на выходах интеграторов  $И$  и  $И'$  через интервалы времени  $\tau$ . После устройства формирования телеграфных посылок ФТГ в точке 7 телеграфные посылки поступают к телеграфному аппарату или в проводную линию. Они оказываются сдвинутыми на интервал  $\tau$  относительно принятых, что не имеет значения.

Метод сравнения фаз наиболее прост в реализации, но обеспечивает помехоустойчивость приемника, меньшую, чем метод передачи сигналов с ФТ. Это объясняется тем, что помехи воздействуют на два тракта с одинаковыми полосами.

Прием сигналов с ОФТ можно также реализовать, используя метод сравнения полярностей (рис. 2.22). В точке 1 получаем ограниченные по амплитуде сигналы с ОФТ (рис. 2.23), которые одновременно с сигналами синхронного гетеродина (СГ) подаются на фазовый детектор (ФД). Полученные в точке 2 импульсы постоянного тока, не соответствующие исходным телеграфным посылкам, через интегратор (И) поступают на разрядное устройство РУ (точка 4) одновременно с управляющими импульсами от блока синхронизации БС (точка 3). Последние разряжают конденсатор интегратора И, преобразуя напряжение, полученное в точке 4, в треугольные посылки с переменным знаком (точка 5).

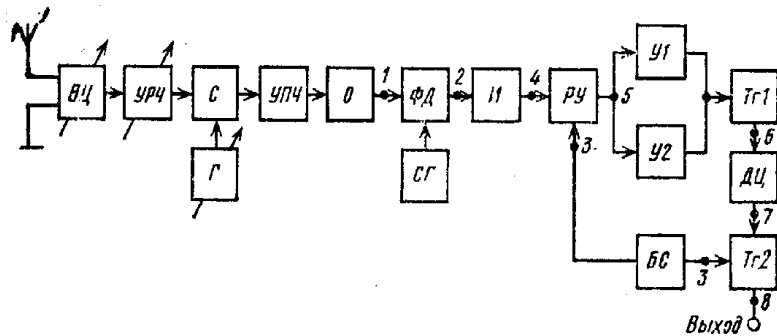


Рис. 2.22. Приемник дискретных сигналов ОФТ со сравнением полярностей.

В усилителях У1 и У2 импульсы усиливаются и подводятся к триггеру Тг1, который преобразует их в прямоугольные посылки (точка 6). Последние дифференцируются цепочкой ДЦ, приводятся к одинаковой полярности (точка 7) и подаются на одно из плеч выходного триггера Тг2, ко второму плечу которого из точки 3 подводятся управляющие импульсы. Импульсы из точки 7 опрокидывают выходной триггер в одно из положений, а управляющие импульсы из точки 3 — в другое. На выходе триггера в точке 8 получаем исходный телеграфный сигнал, который подается на выход приемника.

Приемник, построенный по схеме рис. 2.22, достаточно прост и, сочетая когерентное детектирование с интегральным приемом (оптимальной фильтрацией), позволяет обеспечить потенциальную помехоустойчивость. Однако для нормальной работы его необходим тракт синхронизации колебаний типа, показанного на рис. 2.19, поэтому на практике удобнее реализовать схему рис. 2.20.

Проектирование преселектора, преобразователя частоты и УПЧ наиболее распространенной схемы рис. 2.20 надо вести согласно указаниям гл. 1.

Ширину спектра радиочастот в (1.1) надо брать равной  $P_0 = 1,5W_T$ , где  $W_T$  — скорость передачи, в бодах.

Выходное напряжение УПЧ следует выбирать порядка  $U_n \approx 0,5 \dots 1$  В для эффективного ограничения амплитуд сигналов в ограничителе О.

Реальную чувствительность приемников дискретных сообщений, передаваемых дискретными сигналами, можно определить, задаваясь допустимыми вероятностями ошибок воспроизведения символов (кодовых комбинаций)  $p_{ок}$ , с помощью которых передаются

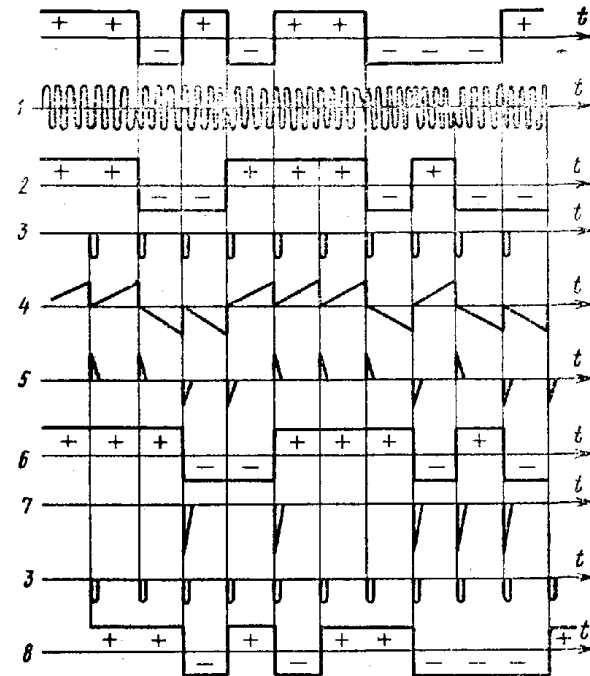


Рис. 2.23. Эпюры напряжений в приемнике рис. 2.22.

дискретные сообщения при воздействии шумов. При поэлементном приеме и использовании минимальных кодов

$$p_{ок} = 1 - (1 - p_0)^n, \quad (2.33)$$

где  $p_0$  — вероятность ошибки воспроизведения элементарного сигнала;  $n$  — число этих сигналов в кодовой комбинации. При  $p_0 \ll 1$  получаем

$$p_{ок} \approx p_0 n. \quad (2.34)$$

Вероятности ошибок  $p_0$  определяются отношением энергии сигнала к удельной мощности шума  $h_0^2$  на входе приемника, видом модуляции и параметрами приемника. При приеме сигналов с АТ, ЧТ и ФТ на приемник с когерентным детектором, к которому подводятся сигнал и колебания местного гетеродина, синхронные и син-

фазные с колебаниями сигнала, вероятности ошибок  $p_0$  соответственно равны (рис. 2.24):

$$p_0 \geq 0,5 [1 - \Phi(0,7h)], \quad (2.35)$$

$$p_0 = 0,5 [1 - \Phi(h)], \quad (2.36)$$

$$p_0 = 0,5 [1 - \Phi(1,4h)], \quad (2.37)$$

где  $h$  — отношение эффективных напряжений сигнал/шум на входе детектора;  $\Phi(x) = (2/\sqrt{2\pi}) \int_0^x \exp(-0,5t^2) dt$  — интеграл вероятности.

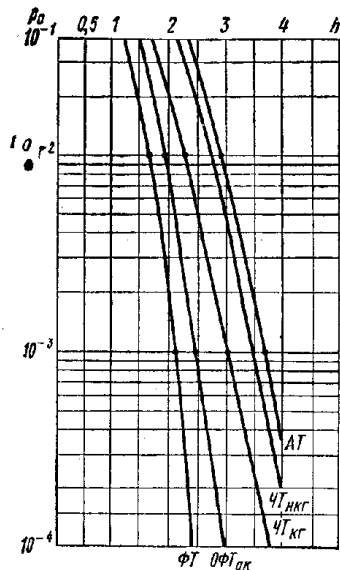


Рис. 2.24. Зависимость  $p_0(h)$  при передаче сигналов АТ, ЧТ и ФТ.

Как видно из рис. 2.24, приемники сигналов АТ имеют наименьшую помехоустойчивость. Для упрощения конструкции можно заменить оптимальный фильтр квазиоптимальным, форма частотной характеристики которого не согласована со спектром сигнала и лишь ширина полосы выбрана так, чтобы отношение сигнал/шум на выходе было наибольшим. При этом помехоустойчивость падает, так как

$$h^2 = (0,8 \dots 0,6) h_0^2, \quad (2.39)$$

при импульсах с большой и малой скважностью соответственно. Оптимальные полосы додетекторных фильтров  $\Pi = (0,65 \dots 1,37)/\tau$ , последетекторных  $\Pi = (0,33 \dots 0,6)/\tau$ .

При замене когерентного детектора некогерентным также уменьшается помехоустойчивость, так как в этом случае не подавляются

ортогональные к сигналу составляющие шума. Вероятности ошибок при приеме сигналов ЧТ равны

$$p_0 \approx 0,5 \exp(-0,5h^2). \quad (2.40)$$

и могут быть определены по кривой ЧТ<sub>нрг</sub> рис. 2.24. Величина  $h_0$  находится по формуле (2.38) или (2.39).

Если частота принимаемых сигналов нестабильна, то полосу додетекторного фильтра приемника приходится брать значительно шире оптимальной, т. е. брать  $\Pi \tau \gg 1$ . При этом на входе детектора

$$h^2 = h_0^2 / \Pi \tau \ll h_0^2. \quad (2.41)$$

Заменяя в (2.40)  $h$  согласно (2.41), мы видим, что расширение полосы заметно снижает помехоустойчивость. Однако, включив линейный интегратор или оптимальный фильтр после детектора, можно устранить или уменьшить падение помехоустойчивости при когерентном и некогерентном приеме соответственно. Действительно, приемник с когерентным детектором и оптимальным фильтром, включенным после детектора, обладает потенциальной помехоустойчивостью. Помехоустойчивость приемника с некогерентным детектором, широкополосным додетекторным и оптимальным последетекторным фильтрами зависит от типа детектора, ширины полосы додетекторного фильтра  $\gamma = \tau \Pi$  и соотношения мощностей сигнал/шум  $h$  на входе детектора. Действительно, при приеме ЧТ сигналов по схеме рис. 2.14 вероятность ошибки

$$p_0 = 0,5 [1 - \Phi(h_{\text{вых}})], \quad (2.42)$$

где  $h_{\text{вых}}$  — отношение эффективных напряжений сигнал/шум на выходе схемы.

При линейном детекторе и  $h \gg 1$  или при когерентном детекторе обеспечивается потенциальная помехоустойчивость и

$$h_{\text{вых}}^2 = h_0^2; \quad (2.43)$$

при квадратичном детекторе

$$h_{\text{вых}}^2 = 0,5 h_0^2; \quad (2.44)$$

при  $h \ll 1$  и любом детекторе

$$h_{\text{вых}} = h_0 / \sqrt{2\tau\Pi}. \quad (2.45)$$

Допустимые  $h_{\text{вых}}$  определяются из (2.42) при заданных  $p_0$ , а требуемое  $h_0$  — из (2.43) — (2.45). При приеме сигналов ОФТ по схеме рис. 2.20

$$p_0 = 0,5 \exp(-h^2), \quad (2.46)$$

а при приеме по схеме рис. 2.22

$$p_0 = 0,5 [1 - \Phi^2(1,4h)]. \quad (2.47)$$



## 2.8. ПРИЕМНИКИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНЫМ УПЛОТНЕНИЕМ

Приемники широко используются для приема сигналов радиорелейной связи, радиотелеметрии и радиоуправления на частотах выше 100 Мгц.

Многоканальный сигнал с частотным уплотнением содержит несущее колебание, модулированное по амплитуде, частоте или фазе несколькими колебаниями различных поднесущих частот, которые, в свою очередь, модулированы по амплитуде (с одной боковой полосой или с двумя боковыми полосами и несущей), частоте или фазе сигналами сообщений (речи, данных измерений, команд и др.).

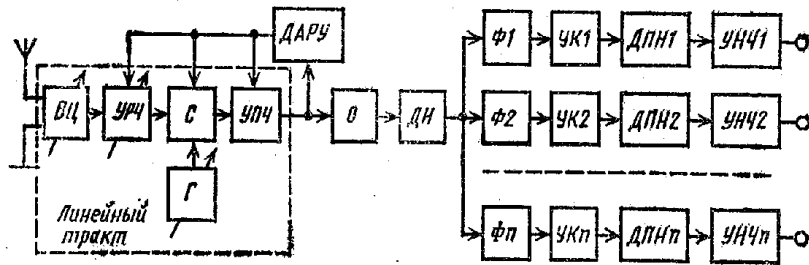


Рис. 2.25. Схема приемника многоканальных сигналов с частотным уплотнением (ЧУ).

Многоканальные сигналы обозначают двумя группами букв (АМ—АМ, АМ—ЧМ и т. д.), где первая группа соответствует виду модуляции поднесущих, а вторая — виду модуляции несущей.

Демодулятор несущей (ДН), обычно реализуемый согласно рис. 2.1, 2.4, 2.6 и 2.8 при АМ, ЧМ, ОБП и ФМ несущей соответственно, преобразует многоканальный сигнал промежуточной частоты в сумму колебаний поднесущих частот (канальных сигналов) (рис. 2.25).

При приеме сигналов с АМ и ОБП ограничитель (О) должен ослаблять импульсные помехи, а при приеме сигналов с ЧМ и ФМ должен служить и для борьбы с гладкими помехами. Канальные сигналы с АМ, ЧМ, ОБП и ФМ поднесущих разделяются фильтрами  $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n$ , усиливаются в канальных усилителях (УК) и поступают в демодуляторы поднесущих (ДПН), преобразующих канальные сигналы в сигналы сообщений, которые после усиления в УНЧ подаются на выходы приемника.

При использовании ЧМ и ФМ поднесущих после фильтров включаются дополнительные ограничители амплитуд. АРУ приемника обеспечивает устойчивую работу последнего каскада УПЧ, ограничителя и детектора.

При приеме сигналов с АМ несущей для ее демодуляции рекомендуется использовать детекторы на полупроводниковых диодах и подводить к ним сигналы с амплитудой 0,5—1,0 В. Авторегули-

ровка усиления поддерживает уровень принимаемых сигналов на входе последнего каскада УПЧ таким, чтобы нелинейные искажения в этом каскаде так же, как и во всем линейном тракте, были малы. Для уменьшения взаимных помех каналов коэффициенты усиления их в линейном тракте должны мало отличаться друг от друга. Диодный ограничитель (О) служит только для ослабления пиков импульсных помех и уровень ограничения должен быть выше наибольшей амплитуды сигнала на входе ограничителя (амплитудного детектора)

$$U_{\text{пор}} \geq U_{\text{п макс}} = U_{\text{п}} m_{\Sigma},$$

где  $m_{\Sigma}$  — коэффициент модуляции несущей результирующим напряжением всех поднесущих многоканального сигнала.

Амплитуда напряжения одного канала на выходе детектора ДН

$$U_{\text{дк}} = m_{\text{к}} K_{\text{д}} U_{\text{п}}, \quad (2.48)$$

где  $m_{\text{к}}$  — коэффициент модуляции несущей за счет колебаний одного канала;  $K_{\text{д}}$  — коэффициент передачи детектора.

Канальный усилитель, включаемый между детектором несущей и детектором поднесущей, должен иметь коэффициент усиления

$$K_{\text{к}} = U_{\text{пк}} / U_{\text{дк}}, \quad (2.49)$$

где  $U_{\text{пк}}$  — необходимое напряжение канального сигнала на входе детектора поднесущей, зависящее от вида модуляции поднесущей. При расчете  $K_{\text{к}}$  следует учитывать ослабление, создаваемое разделительными фильтрами каналов (Ф).

При приеме поднесущих с АМ и ОБП нелинейные искажения в УК должны быть малы, при приеме поднесущих с ЧМ и ФМ он должен вносить малые фазовые искажения. Дополнительный ограничитель, включенный перед детектором поднесущей, должен иметь уровень ограничения

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{пк о}} (1 + m_{\text{п}}), \quad (2.50)$$

где  $U_{\text{пк о}}$  — амплитуда поднесущей на входе ограничителя;  $m_{\text{п}} = 0,03 \dots 0,5$  — коэффициент модуляции поднесущей помехами.

Для упрощения приемников генераторы-восстановители поднесущих и генераторы опорных напряжений при приеме с ОБП и ФМ поднесущих можно не стабилизировать по частоте (фазе), если их частоты не очень велики и стабильность частоты высока. Входное напряжение усилителя выходных сигналов УНЧ

$$U_{\text{вч}} = U_{\text{пк}} K_{\text{д пк}}, \quad (2.51)$$

где  $K_{\text{д пк}}$  — коэффициент передачи детектора поднесущей.

Полоса пропускания канального усилителя выбирается равной ширине спектра радиочастот поднесущей, т. е.

$$\Pi_{\text{н}} = \Pi_{\text{сн}}, \quad (2.52)$$

где

$$\Pi_{\text{сн}} \approx 2F_{\text{макс}}; \quad \Pi_{\text{сн}} \approx F_{\text{макс}}; \quad \Pi_{\text{сн}} = 2F_{\text{макс}} (1 + m_{\text{чк}} + \sqrt{m_{\text{чк}}}) \quad (2.53)$$

при АМ, ОБП, ЧМ поднесущей соответственно.

Таблица 2.5

| Сигналы | $\Pi_c$   | $c$  |
|---------|---|--|
| ОБП—ОБП | $n_k (F_{\max} + \Delta F_3)$                       | 1  |
| АМ—ОБП  | $n_k (2F_{\max} + \Delta F_3)$                      | 1/3  |
| ФМ—ОБП  | $n_k (2F_{\max} m_{\phi k} + \Delta F_3)$           | $0,5 m_{\phi k}^2$                             |
| ЧМ—ОБП  | $n_k (2F_{\max} m_{\psi k} + \Delta F_3)$           | $1,5 m_{\psi k}^2$                             |
| АМ—АМ   | $2n_k (2F_{\max} + \Delta F_3)$                     | 1/9  |
| ФМ—АМ   | $2n_k (2F_{\max} m_{\phi k} + \Delta F_3)$          | $m_{\phi k}^2/6$                               |
| ЧМ—АМ   | $2n_k (2F_{\max} m_{\psi k} + \Delta F_3)$          | $0,5 m_{\psi k}^2$                             |
| ОБП—АМ  | $2n_k (F_{\max} + \Delta F_3)$                      | 1/3  |
| ОБП—ЧМ  | $2n_k (F_{\max} + \Delta F_3) m_{\psi}$             | $0,5 \Delta f_{m\psi} / f_k^2$                 |
| АМ—ЧМ   | $2n_k m_{\psi} (2F_{\max} + \Delta F_3)$            | $0,125 \Delta f_{m\psi}^2 / f_k^2$             |
| ФМ—ЧМ   | $2n_k m_{\psi} (2F_{\max} m_{\phi k} + \Delta F_3)$ | $0,25 (\Delta f_{m\psi}^2 / f_k^2) m_{\phi k}$ |
| ЧМ—ЧМ   | $2n_k m_{\psi} (2F_{\max} m_{\psi k} + \Delta F_3)$ | $0,75 m_{\psi k} \Delta f_{m\psi}^2 / f_k^2$   |

Примечание:  $n_k$  — число каналов многоканального сигнала;  $F_{\max}$  — максимальная частота спектра сообщения, передаваемого по одному каналу;  $\Delta F_3$  — защитный интервал между спектрами канальных сигналов;  $m_{\psi}$  и  $m_{\phi}$  — частотный и фазовый коэффициент модуляции несущей;  $m_{\psi k}$  и  $m_{\phi k}$  — частотный и фазовый коэффициент модуляции поднесущей  $k$ -го канала;  $f_k$  — поднесущая  $k$ -го канала;  $\Delta f_{m\psi}$  — отклонение частоты несущей.

Частотный разнос между поднесущими должен быть равен

$$\Delta F_{\text{пн}} = \Pi_{\text{ск}} + \Delta F_3, \quad (2.54)$$

где  $\Delta F_3$  — защитный интервал между поднесущими, необходимый для их разделения.

При приеме сигналов с ОБП несущей для ее демодуляции рекомендуется использовать детектор (смеситель) ДН на полупроводниковом диоде и подвести к нему от УПЧ сигнал с амплитудой 0,04—0,06 В и напряжение гетеродина-восстановителя несущей с амплитудой 0,5 — 1,0 В. Канал выделения пилот-сигнала и АПЧ первого гетеродина строят согласно указаниям § 2.3, а линейный тракт, ограничитель, АРУ, устройства разделения и обработки канальных сигналов аналогичны используемым в приемнике с АМ несущей.

При приеме сигналов с ЧМ несущей для ее демодуляции следует использовать полупроводниковый диодный частотный детектор (ДН) с парой связанных контуров и диодный ограничитель перед ним, служащий для борьбы как с импульсами, так и с гладкими помехами. К ограничителю подводят сигнал от УПЧ с амплитудой

$$U_{\text{п}} \approx U_{\text{пор}} / (1 - m_{\text{ан}}) \approx 0,25 \dots 0,5 \text{ В}, \quad (2.55)$$

где  $U_{\text{пор}}$  — порог ограничения;  $m_{\text{ан}}$  — коэффициент модуляции многоканального сигнала помехами.

Для уменьшения взаимных помех и искажений канальных сигналов фазовые искажения в линейном тракте должны быть малы. Для этого в нем следует использовать каскады резонансного усиления или каскады с парами связанных контуров.

Устройства разделения и обработки канальных сигналов аналогичны используемым в приемнике сигналов с АМ несущей.

При определении максимально допустимого коэффициента шума согласно (1.7)—(1.10) величину минимально допустимого отношения сигнал/шум на входе приемника  $\gamma_{\text{вх}}$  можно подсчитать по формуле

$$\gamma_{\text{вх}} \approx \gamma_{\text{вых}} k_p^2 \sqrt{\Pi_{\text{вых}} / \Pi_{\text{ш}} c}, \quad (2.56)$$

где  $k_p$  — отношение максимального напряжения многоканального сигнала к действующему значению его ( $k_p \approx n_k$ ), а коэффициент  $c$  определяется из табл. 2.5.

Ширину спектра радиочастот принимаемых сигналов  $\Pi_c$  в (1.1) следует выбирать из табл. 2.5.

## 2.9. ПРИЕМНИКИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С ВРЕМЕННЫМ УПЛОТНЕНИЕМ

В настоящее время для радиосвязи, радиотелеметрии и радиоуправления широко используется передача сообщений модулированными видеопульсами преимущественно на частотах выше 100 Мгц. Различают видеопульсы: с амплитудно-импульсной (АИМ), с широтно-импульсной (ШИМ), с временной (фазовой) (ВИМ или ФИМ),

с кодово-импульсной (КИМ) и с дельта-модуляцией (ДМ). Для передачи сообщений по радиолиниям модулированные видеопульсы скачкообразно меняют частоту, амплитуду или фазу несущего колебания, образуя радиоимпульсы. При этом вместо фазовой манипуляции может применяться относительно фазовая манипуляция (ОФТ).

Сигналы, передаваемые радиоимпульсами, кодируются двумя группами букв, причем первая из них обозначает вид модуляции видеопульсов, а вторая — вид модуляции несущего колебания.

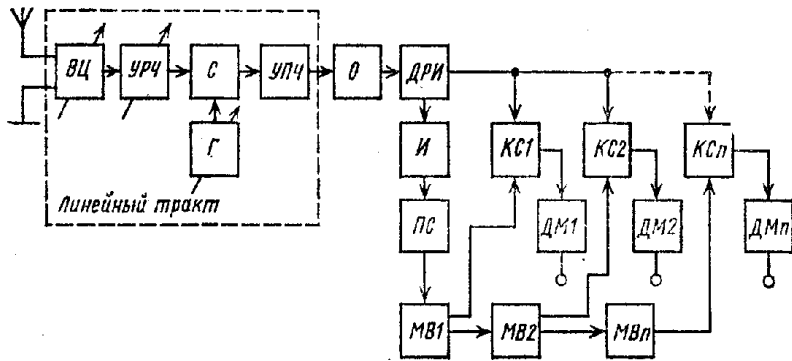


Рис. 2.26. Схема приемника многоканальных сигналов с временным уплотнением (ВУ).

Например, различают сигналы АИМ-АМ, КИМ-ФМ и т. д. Передача радиоимпульсами позволяет создавать многоканальные радиолинии с временным уплотнением каналов, по которым сообщения различных каналов передаются последовательно в различные интервалы времени.

Время передачи делится на тактовые периоды  $T_n$ , в течение которых передается по одному импульсу каждого канала (или по одной кодовой комбинации импульсов при использовании КИМ), и импульс синхронизации. Частоту тактовых периодов  $F_n = 1/T_n$  следует выбирать выше максимальной частоты спектра сигналов сообщений  $F_{max}$  по крайней мере в два раза, а обычно от двух с половиной до пяти раз.

Приемник многоканальных сигналов с временным уплотнением (рис. 2.26) должен преобразовать радиоимпульсы в видеопульсы; разделить видеопульсы, служащие для передачи сообщений по различным каналам, и преобразовать видеопульсы, следующие с тактовой частотой, в модулирующие напряжения (сигналы сообщений). После линейного тракта радиоимпульсы промежуточной частоты через ограничитель (О) подводятся к демодулятору ДРИ, который преобразует их в видеопульсы. При приеме радиоимпульсов с несущей с изменяющейся амплитудой, частотой или фазой в качестве демодуляторов используются импульсные амплитудные, частотные и фазовые детекторы соответственно.

При приеме сигналов с АИМ-АМ ограничитель должен ослаблять импульсные помехи, при приеме остальных видов сигналов ограничитель должен служить и для борьбы с гладкими помехами.

Радиоимпульсы синхронизации также преобразуются ДРИ в видеопульсы. Импульсы синхронизации обычно имеют большую длительность, чем импульсы сигналов сообщений, передаваемых по каналам. Они отделяются от канальных импульсов с помощью интегратора (И) и пороговой схемы (ПС) и запускают ждущий мультивибратор МВ1. При этом открывается каскад совпадения КС1 на

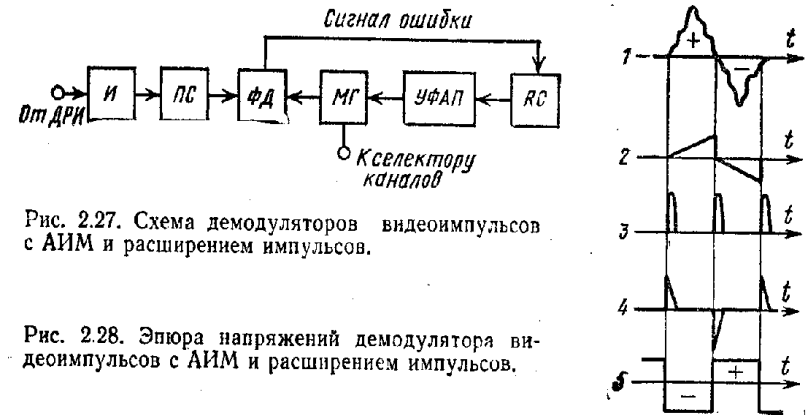


Рис. 2.27. Схема демодуляторов видеопульсов с АИМ и расширением импульсов.

Рис. 2.28. Эпюра напряжений демодулятора видеопульсов с АИМ и расширением импульсов.

время приема импульса (или кодовой комбинации импульсов при приеме сигналов с КИМ) 1-го канала, и этот импульс проходит через КС1 на демодулятор видеопульсов ДМ1. Срез импульса мультивибратора МВ1 запускает МВ2 (который открывает КС2 и пропускает к ДМ2 импульс 2-го канала) и так продолжается до срабатывания последнего мультивибратора МВп и пропускания через КСп к ДМп импульса последнего п-го канала. Затем проходит следующий импульс синхронизации и процесс повторяется. Конечно, кроме описанной возможны и другие схемы разделения каналов с помощью импульсов синхронизации.

Демодуляторы ДМ1, ..., ДМп преобразуют последовательности импульсов в сигналы сообщений каналов. Тип демодулятора соответствует виду модуляции видеопульсов.

Помехоустойчивость канала синхронизации важна для приемника многоканальных сигналов с временным уплотнением, так как под влиянием помех на этот канал нарушается работа всех каналов приема сообщений. Желательно, чтобы помехоустойчивость канала синхронимпульсов была выше, чем у каналов сообщений. Для этого можно увеличивать энергию синхронимпульсов (за счет их длительности или амплитуды) или заменять их кодовыми комбинациями.

Для снижения нестабильности и подавления синхронимпульсов помехами можно использовать инерционную синхронизацию. При

этом синхриимпульсы приемника вырабатываются местным генератором, частота и фаза которого управляется принимаемыми синхриимпульсами с помощью системы ФАПЧ (рис. 2.27). В этой системе выделенные интегратором (И) и пороговой схемой (ПС) синхриимпульсы поступают на фазовый детектор (ФД) вместе с импульсами местного генератора (МГ). Полученный на выходе ФД сигнал ошибки через RC-цепь и управитель фазовой автоподстройки (УФАП) воздействует на МГ, обеспечивая синхронность и синфазность принимаемых и выработанных им синхриимпульсов. Вырабо-

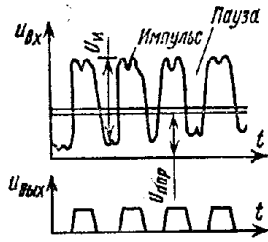


Рис. 2.29. Эюра напряжений, иллюстрирующая ослабление помех при приеме сигналов с ШИМ с помощью двустороннего ограничителя.

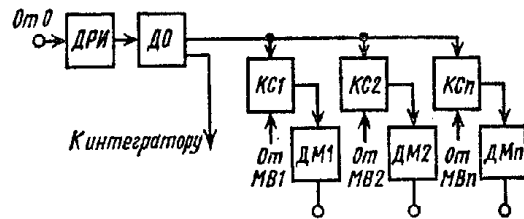


Рис. 2.30. Схема включения двустороннего ограничителя в приемнике сигналов с ШИМ.

танные МГ импульсы подаются на мультивибраторы МВ (рис. 2.26). Медленные уходы принимаемых синхриимпульсов компенсируются фазовой автоподстройкой, а быстрые пропадания их сглаживаются RC-цепью.

Для демодуляции видеоимпульсов с АИМ при малой скважности  $q = T_n/\tau$  (где  $\tau$  — длительность импульсов) можно просто пропустить видеоимпульсы через ФНЧ с граничной частотой  $0,5F_n > F_v > F_{max}$ , где  $F_{max}$  — высшая частота спектра сигналов сообщений.

При большой скважности нужно подать видеоимпульсы с АИМ на пиковый детектор (ПД), чтобы избежать последующего большого усиления сигналов. Для устранения нелинейных искажений при демодуляции и получения значительной амплитуды сигналов сообщений можно использовать «расширители импульсов», которые преобразуют серии коротких импульсов одной полярности в серии более длинных импульсов противоположной полярности, показанные на рис. 2.28. ФНЧ на выходе расширителя импульсов отделяют сигналы сообщений от высокочастотных составляющих напряжения.

Для демодуляции сигналов с ШИМ можно пропустить видеоимпульсы через фильтр нижних частот ФНЧ с граничной частотой  $F_v$ , где  $0,5F_n > F_v > F_{max}$ . Для ослабления помех во время приема импульсов и пауз нужно использовать двусторонний ограничитель (ДО), действие которого поясняется рис. 2.29, или электронное реле, которое будет перебрасываться во время прохождения напряжения сигнала через порог ограничения  $U_{пор}$ . Уровень ограничения следует выбирать из условия

$$U_{пор} \approx 0,5U_{и} \quad (2.57)$$

где  $U_{и}$  — амплитуда видеоимпульсов. В этом случае уровень ограничения попадает на участок наибольшей крутизны фронта импульсов и действие помех станет минимальным. Двусторонний ограничитель включают между ДРИ и КС, тем самым уменьшая необходимое число активных элементов (рис. 2.30).

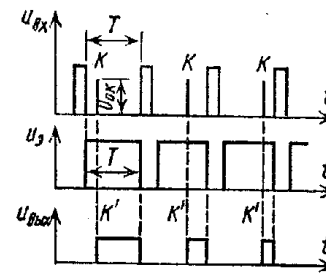


Рис. 2.31. Эюра напряжений при преобразовании сигналов с ВИМ в сигналы с ШИМ.

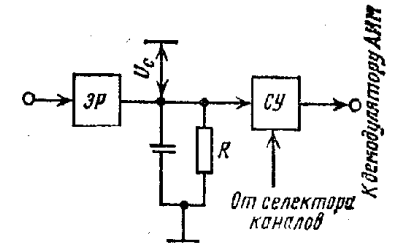


Рис. 2.32. Демодулятор сигналов с КИМ.

Для демодуляции сигналов с ВИМ нельзя ограничиться пропуском сигнала через ФНЧ с  $0,5F_n > F_v > F_{max}$ , так как в спектре видеоимпульсов с ВИМ амплитуды составляющих частот сообщений малы. Поэтому сигналы с ВИМ следует преобразовать в сигналы с ШИМ (реже в сигналы с АИМ) (рис. 2.31). Селекторные им-

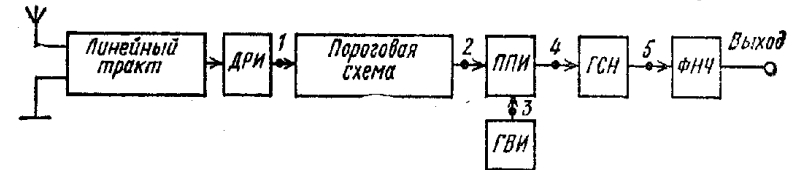


Рис. 2.33. Схема приемника сигналов с дельта-модуляцией и АМ (ДМ-АМ).

пульсы запускают электронное реле, которое дает импульсы  $u_a$  с длительностью  $T$ . Импульсы напряжения  $u_a$  открывают усилительный каскад, который работает, начиная от момента приема сигнального импульса  $K$  до конца импульса  $u_a$ . Таким образом, импульсы  $K$  с ВИМ превращаются в импульсы  $K'$  с ШИМ. Сигналы с ШИМ демодулируются описанным ранее способом. Для борьбы с помехами за счет увеличения крутизны фронта порог срабатывания двустороннего ограничителя выбирается равным

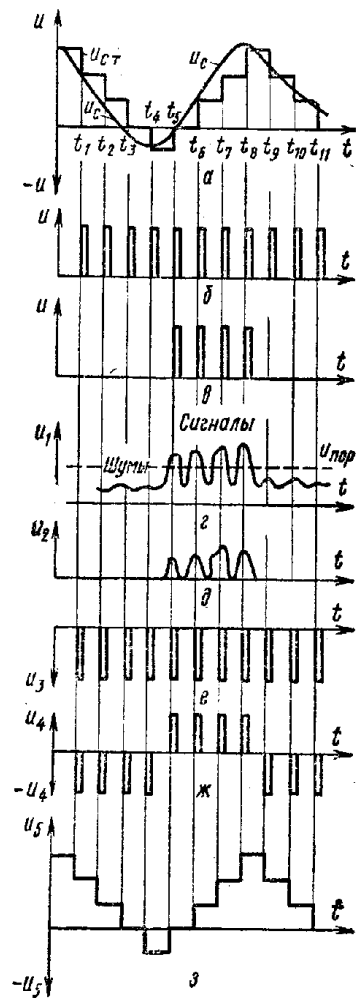
$$U_{пор} \approx 0,5U_{ок} \quad (2.58)$$

Преобразование ВИМ в АИМ труднее совместить с селективностью и борьбой с помехами.

Демодуляция сигналов с КИМ ведется путем преобразования их в сигналы с АИМ по схеме рис. 2.32, если «вес» импульсов нарастает с удалением от начала кодовой комбинации. Каждый импульс кодо-

вой комбинации заряжает конденсатор  $C$  через электронное реле (ЭР), увеличивая напряжение  $U_C$  на фиксированную величину  $E_0$ . За время паузы между соседними импульсами конденсатор  $C$  разряжается через резистор  $R$  и напряжение на нем падает в два раза. В конце приема кодовой комбинации из  $n$  импульсов селектор канала открывает считывающее устройство (СУ) и подает остаточное напряжение  $U_p$  с конденсатора  $C$  на вход демодулятора сигналов с АИМ. Остаточное напряжение

$$U_p = E_0 \frac{(1 \text{ или } 0)}{2^{n-1}} + E_0 \frac{(1 \text{ или } 0)}{2^{n-2}} + \dots + E_0 \frac{(1 \text{ или } 0)}{2} + E_0 (1 \text{ или } 0) = 1(1 \text{ или } 0) + 2(1 \text{ или } 0) + \dots + 2^{n-1}(1 \text{ или } 0), \quad (2.59)$$



т. е. равно уровню напряжения, который передается данной кодовой комбинацией. После считывания  $U_p$  конденсатор  $C$  разряжается и начинается прием следующей кодовой комбинации.

Демодуляция сигналов с ДМ-АМ реализуется по схеме на рис. 2.33. Как показано на рис. 2.34, при передаче сигналов ДМ-АМ модулирующее напряжение  $u_c$  сравнивается со ступенчатым напряжением  $u_{ct}$  с постоянной длительностью  $T_c$  и высотой  $\Delta u_{от}$  ступеньки. Если  $u_c < u_{ct}$  (в моменты времени  $t_1, t_2, t_3, t_4$  и  $t_9, t_{10}, t_{11}$  рис. 2.34, а), то вырабатывается отрицательный перепад ступенчатого напряжения; если  $u_c > u_{ct}$  (при  $t_5, t_6, t_7$  и  $t_8$  рис. 2.34, а) — то положительный перепад. Видеоимпульсы с фиксированной амплитудой, длительностью и частотой, показанные на рис. 2.34, б, поступают на вход модулятора передатчика лишь тогда, когда напряжение  $u_c > u_{ct}$ , как показано на рис. 2.34, в, и лишь в эти моменты передатчик будет излучать радиоимпульсы с постоянной ам-

Рис. 2.34. Эюра напряжений при передаче сигналов с ДМ-АМ.

плитудой и несущей частотой. Приемник рис. 2.33 состоит из линейного тракта, детектора ДРИ, преобразующего радиоимпульсы в видеоимпульсы, и пороговой схемы, которая устраняет действие шумов в паузах между приемом видеоимпульсов, как показано на рис. 2.34, г и д. Сигналы  $u_3$  с помощью переключателя полярности импульсов (ППИ) изменяют полярность видеоимпульсов  $u_3$ , вырабатываемых генератором калиброванных видеоимпульсов (ГВИ), синхронизированных с импульсами передатчика (рис. 2.34, б).

На выходе ППИ получаем двусторонние видеоимпульсы  $u_4$ , которые с помощью ГСН преобразуются в ступенчатое напряжение  $u_5$ . ФНЧ преобразует ступенчатое напряжение в сигнал по форме, подобный напряжению  $u_0$  передатчика.

При передаче сигналов с ДМ шумы квантования больше, чем при передаче сигналов с КИМ, что вынуждает брать частоту следования на порядок выше, чем при КИМ.

При ДМ-ЧМ и ДМ-ФМ передача радиоимпульсов ведется скачкообразным изменением частоты и фазы несущей передатчика соответственно.

## 2.10. РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ПРИЕМНИКИ

Звуковое радиовещание служит для передачи речевых и музыкальных монофонических и стереофонических программ. Здесь рассматриваются только приемники наиболее распространенных монофонических передач. При приеме радиовещательных программ нуж-

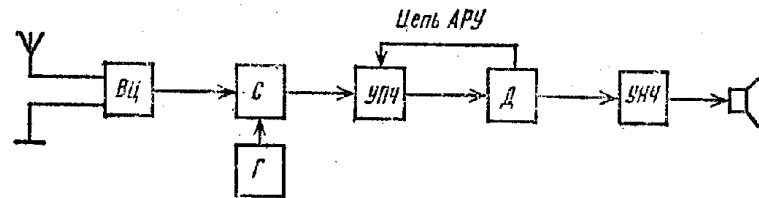


Рис. 2.35. Типовая схема радиовещательного приемника IV класса.

на высокая точность воспроизведения сигналов, так как важно правильное отображение не только смысловой информации, но и характера передачи (тембра голоса и т.д.).

Радиовещательные приемники должны быть дешевыми, иметь несложную схему и простое управление, поскольку они рассчитаны на массовое производство и служат для индивидуального пользования. Чувствительность их должна быть относительно малой (десятки и сотни микровольт), так как мощности радиовещательных передатчиков значительны. Многие радиовещательные приемники позволяют также воспроизводить звукозапись электропроигрывателем.

Стандартные приемники делятся на 5 классов, качественные показатели которых должны удовлетворять ГОСТ 5651—64. Типовая схема приемников IV класса показана на рис. 2.35, приемников III класса — на рис. 2.36, приемников I и II классов на рис. 2.37.

Радиовещание ведется на длинных (километровых), средних (гектаметровых), коротких (декаметровых) и ультракоротких (метро-

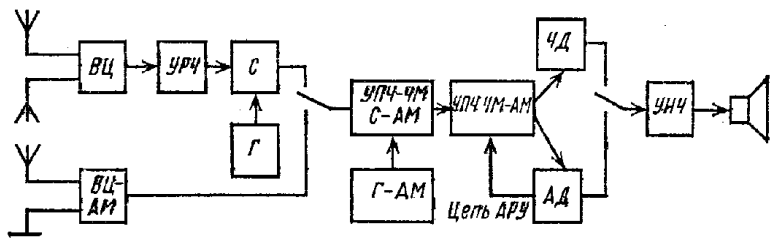


Рис. 2.36. Типовая схема радиовещательного приемника III класса.

вых) волнах. Вещанию в СССР отведены участки: на длинных волнах 150—408 кГц; на средних волнах 525—1605 кГц; на ультракоротких волнах 65,8 — 73 МГц. На коротких волнах вещанию отведено 7 узких участков: 3950 — 4000 кГц (75-метровый); 4750 — 4995 кГц (тропический); 5005—5060 кГц (тропический); 5950—6200 кГц (49-

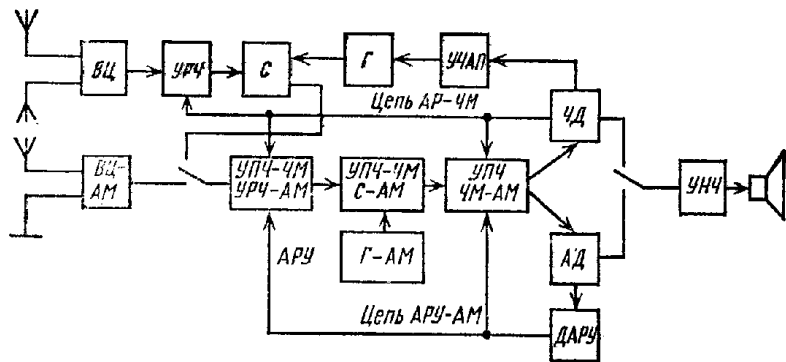


Рис. 2.37. Типовая схема радиовещательного приемника I и II классов.

метровый); 7100—7300 кГц (41-метровый); 9500—9775 кГц (31-метровый) и 11 700—11 975 кГц (25-метровый). На УКВ применяется частотная модуляция (ЧМ), а на остальных волнах — амплитудная модуляция (АМ). На один радиовещательный канал с АМ отводится полоса частот 10 кГц; на один канал с ЧМ — 300 кГц.

Приемники IV класса принимают сигналы лишь на длинных и средних волнах (ДВ и СВ) с АМ и имеют линейный тракт без УРЧ. Приемники III класса принимают сигналы на ДВ и СВ с АМ и на УКВ с ЧМ. Линейный тракт приемника сигналов с АМ состоит из ВЦ — АМ, смесителя С-АМ с гетеродином Г-АМ и УПЧ-АМ. Для

приема сигналов с ЧМ служит отдельный блок УКВ, состоящий из ВЦ, УРЧ, смесителя (С) и гетеродина (Г). С выхода смесителя сигналы подаются на С-АМ и УПЧ-АМ, схемы которых позволяют использовать их в качестве УПЧ сигналов с ЧМ. Приемники более высоких классов кроме сигналов на ДВ и СВ с АМ и УКВ с ЧМ принимают также сигналы на КВ с АМ. Их схемы имеют УРЧ-АМ, которые используются и в качестве УПЧ-ЧМ, как показано на рис. 2.37. В приемниках II класса применение растянутых КВ диапазонов не обязательно, в остальных — обязательно.

Автомобильные приемники, выполненные по схеме рис. 2.36, принимают сигналы на ДВ и СВ с АМ и на УКВ с ЧМ (часть из них принимает также сигналы на КВ с АМ); приемники, выполненные

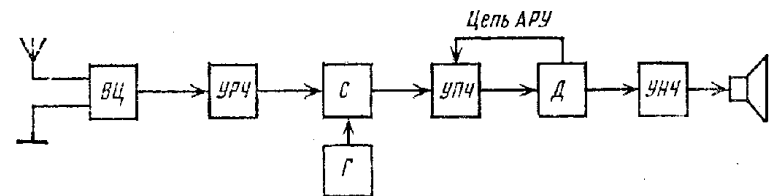


Рис. 2.38. Возможная схема автомобильного радиовещательного приемника.

по схеме рис. 2.38, принимают сигналы на ДВ и СВ с АМ. Существуют (особенно среди приемников более ранних выпусков) приемники, выполненные по другим схемам и с другим набором диапазонов принимаемых частот.

Обычно во входной цепи, усилителе радиочастоты и гетеродине применяют резонансные контуры с сосредоточенными постоянными и одноручечной настройкой конденсаторами переменной емкости с воздушным диэлектриком, обеспечивающими наибольшее перекрытие поддиапазонов  $k_{\text{пд}}$ . Настройка конденсаторами переменной емкости с твердым диэлектриком применяется в переносных приемниках для уменьшения габаритов конденсаторных блоков. Настройка переменными индуктивностями применяется в автомобильных приемниках во избежание микрофонного эффекта, а также при приеме на УКВ, малом перекрытии диапазона  $k_{\text{пд}}$  и возможности сопряжения настройки только в одной точке.

Для настройки контуров на ДВ, СВ и УКВ используется по одному поддиапазону. На КВ из-за большой плотности настройки нужно иметь 2—3 поддиапазона. Для уменьшения плотности настройки можно использовать ряд поддиапазонов, «растянутых» на отдельные участки коротковолнового вещания (25, 31, 41 и т. д. метров). На УКВ и растянутых поддиапазонах коротких волн можно использовать фиксированную настройку контуров ВЦ и УРЧ, если промежуточная частота высока и требования подавления зеркальных и комбинационных помех умеренны.

Радиовещательные приемники могут работать на ДВ, СВ и КВ от паружной антенны. На ДВ и СВ широко используют встроенные

магнитные антенны, на УКВ — штыревые, телескопические или петлевые (шлейф-вибраторы Пистолькорса). В переносных приемниках применяют встроенные магнитные антенны для приема на ДВ, СВ (а в некоторых приемниках и на КВ), штыревые телескопические — для приема на КВ и УКВ и наружные антенны для приема на ДВ, СВ и УКВ. В автомобильных приемниках обычно используют штыревые телескопические антенны.

### Особенности составления схемы линейного тракта

Входная цепь ВЦ и усилитель радиочастоты УРЧ должны обеспечить заданную чувствительность приемника, ослабление дополнительных каналов приема, снижение внеполосных помех и излучения гетеродина. Для уточнения схемы ВЦ и УРЧ сначала определяем шумовую полосу линейного тракта:

$$P_{ш} \approx (1, 1 \dots 1, 2) П, \quad (2.60)$$

где П подсчитываем по (1.1). Величину  $P_0$  (1.1) находим из соотношения

$$P_0 = 2F_{max} \quad (2.61)$$

для приема сигналов с АМ на всех волнах, кроме УКВ, и

$$P_0 \approx П \quad (2.62)$$

для приема сигналов с ЧМ на УКВ. Величины  $F_{max}$  и П регламентированы ГОСТ 5651—64. Затем при приеме АМ сигналов рассчитываем требуемое отношение сигнал/шум на входе приемника:

$$\gamma_{вх} = \gamma_{вых} \sqrt{F_{max} (k_n^2 + m_a^2) / m_a^2 П_{ш}}, \quad (2.63)$$

где  $m_a$  — коэффициент модуляции сигнала,  $\gamma_{вых}$  — отношение сигнал/шум на выходе приемника.

При принятой методике испытаний приемников синусоидально модулированным генератором  $m_a = 0,3$  и  $k_n = \sqrt{2}$ . После этого подсчитываем требуемый коэффициент шума по (1.7) или (1.8) и решаем вопрос о введении УРЧ согласно рекомендациям гл. 1.

При приеме ЧМ сигналов

$$\gamma_{вх} = \gamma_{вых} / B_{чд} B_{чф}, \quad (2.64)$$

где  $B_{чд}$  и  $B_{чф}$  — выигрыши в отношении сигнал/шум, даваемые системой ограничитель — частотный детектор и фильтром компенсации предискажений, равные

$$B_{чд} = \sqrt{3m_a^2 П_{ш} / k_n^2 F_{max}}, \quad (2.65)$$

$$B_{чф} = (2\pi\tau_\phi F_{max}) / 3(1 - \text{arctg} 2\pi\tau_\phi F_{max} / 2\pi\tau_\phi F_{max}). \quad (2.66)$$

При принятой методике испытаний приемников с помощью синусоидально модулированного сигнала  $k_n = 1,4$ . Для радиовещания выбирают  $\tau_\phi = 50$  мкс;  $m_a = \Delta f_{мч} / F_{max}$ , где  $\Delta f_{мч} = 75$  кГц —

максимальная девиация частотно-модулированного сигнала;  $F_{max}$  — граничная частота спектра модуляции передатчика. Для обеспечения работы частотного детектора в надпороговом режиме и получении выигрыша  $B_{чд}$  согласно (2.65) нужно иметь

$$\gamma_{вх} \geq 10 \dots 16 \text{ дБ}. \quad (2.67)$$

Очевидно, следует получить  $\gamma_{вх}$  таким, чтобы удовлетворить одновременно соотношения (2.64) и (2.67). Затем нужно найти  $N_d$  из (1.7) и решить вопрос о целесообразности введения УРЧ согласно рекомендациям, изложенным в § 1.3. Обычно на ДВ и СВ не требуется УРЧ, на КВ не нужно более одного каскада УРЧ и на УКВ не нужно более двух каскадов УРЧ.

Далее следует выбрать число и схему резонансных контуров преселектора и УПЧ. Эти контуры должны обеспечить заданное ослабление зеркального канала  $Se_{зк}$  и такую неравномерность резонансной характеристики в полосе пропускания преселектора  $Se_{пр}$  и УПЧ  $Se_{уп}$ , которая позволит получить заданную кривую верности приемника. Помехи на промежуточной частоте ослабляются режекторными фильтрами в антенной цепи, а побочные каналы относительно не опасны и с ними можно не считаться при выборе числа каскадов преселектора и УПЧ.

При приеме сигналов на УКВ с ЧМ минимальная полоса линейного тракта П определяется не частотными, а нелинейными искажениями. Согласно ГОСТ 5651—64  $П = 0,12 \dots 0,18$  МГц. Поэтому частотные искажения, определяемые только громкоговорителем УНЧ и детектором, должны быть не более 14 дБ для заданной  $F_{max}$ .

Наименьшее ослабление зеркального канала  $Se_{зк}$ , даваемое одним резонансным контуром,

$$Se_{зк} \approx \sqrt{1 + (2 \cdot 2f_u / d_{ор} f_{omax})^2} \approx 45, \quad (2.68)$$

что достаточно для всех классов приемников. Выбираем из конструктивных соображений *аперриодическую входную цепь и первый каскад УРЧ с одиночным резонансным контуром.*

Ослабление, даваемое преселектором на границе полосы  $Se_{пр}$ , линейного тракта

$$Se_{пр} \approx \sqrt{1 + (2 \cdot 0,5П / d_{ор} f_{omax})^2} \approx 1,17. \quad (2.69)$$

Оно настолько мало, что с ним можно не считаться при выборе резонансных контуров УПЧ.

При подсчете  $Se_{зк}$  и  $Se_{пр}$  по формулам (2.68) и (2.69) принято согласно ГОСТ 5651—64  $f_{omax} = 65,8$  МГц;  $f_{omax} = 73$  МГц;  $f_u = 6,5$  МГц и допущено, что  $d_{ор} = 0,008$ .

Перейдем к выбору схем резонансных контуров УПЧ. Согласно ГОСТ 5651—64 ширина ската  $П_{сб}$  характеристики УПЧ на уровнях от 6 до 20 дБ должна составлять  $П_{сб} = (26-6)$  дБ/ $S_n$  дБ/кГц  $\approx 80 \dots 120$  кГц. Это значит, что коэффициент прямоугольности

$K_{п,1}$  УПЧ должен составлять от 1,9...2,35 для приемников высшего класса, до 2,5...3 для приемников III класса.

При приеме сигналов на ДВ, СВ и КВ с АМ нужно учитывать, что неравномерность кривой верности  $M = 14$  дБ складывается из неравномерностей, обусловленных линейным трактом ( $M_{л}$ ), детектором ( $M_{д}$ ), усилителем выходных сигналов (усилителем звуковой частоты) ( $M_{н}$ ) и громкоговорителем ( $M_{г}$ ):

$$M = M_{л} + M_{д} + M_{н} + M_{г}. \quad (2.70)$$

Для обеспечения избирательности линейного тракта желательно иметь  $M_{л} = 9...13$  дБ и получить  $M_{д} + M_{н} + M_{г} \leq 5$  дБ. Так как неравномерность  $M_{г}$  может достигать 14 дБ, то чтобы выполнить последнее условие, можно: 1) использовать громкоговоритель с более широкой полосой пропускания; 2) использовать несколько громкоговорителей, каждый из которых воспроизводит только часть заданного звукового спектра или 3) зашунтировать звуковую катушку громкоговорителя малым выходным сопротивлением УНЧ. Для дальнейшего уменьшения  $M_{г} + M_{н} + M_{д}$  можно снабдить УНЧ регулятором тембра, который позволяет поднять усиление верхних частот звукового спектра и получить  $M_{г} + M_{н} + M_{д} \leq 5$  дБ для заданной  $F_{max}$ .

Если приемник сигналов с АМ предназначен также для воспроизведения грамзаписи, то верхнюю границу частотной характеристики УНЧ обычно выбирают из условия  $F_{н} \geq (2...3)F_{max}$  и получают  $M_{н} \approx 0$ . Уменьшая при этом  $M_{г}$  указанными ранее способами, можно также получить  $M_{г} + M_{н} + M_{д} \leq 5$  дБ. Все эти меры позволяют допустить в полосе П линейного тракта искажения  $M_{л} = 9$  дБ при приеме сигналов с АМ на частотах  $f_0 \geq 250$  кГц и  $M_{л} = 13$  дБ (в соответствии с данными ГОСТ) при приеме на частотах  $f_0 < 250$  кГц.

Неравномерность линейного тракта  $M_{л} = M_{пр} + M_{п}$ , где  $M_{пр}$  и  $M_{п}$  — неравномерности преселектора и УПЧ, соответственно. Возьмем  $M_{пр} = 3$  дБ и  $M_{п} = 6$  дБ для получения большего ослабления сигналов соседних каналов и улучшения устойчивости кривой верности.

Для выбора числа резонансных контуров преселектора и схемы их соединений определяем затухания  $d_{зр}$ , которые обеспечивают ослабления зеркального канала  $Se_{зк}$ , требуемые ГОСТом на максимальных частотах диапазонов  $f_{0max}$ . Затем находим ослабления  $Se_{пр}$  на границах полосы П приемника, которые вызываются преселектором с контурами, имеющими затухания  $d_{зр}$  на минимальных частотах диапазона  $f_{0min}$ . Примем  $\Pi = 2F_{max}$ , что допустимо на ДВ, СВ и КВ. Эти вычисления проводим последовательно для различных комбинаций контуров, диапазонов волн и классов приемников. Расчеты показали, что для приема сигналов на КВ достаточное ослабление  $Se_{зк}$  дают два одиночных контура с затуханиями  $d_{зр} = 0,1...0,3$  для II, I и высшего классов приемников. Такие контуры легко реализуемы и дают  $Se_{пр} \approx 1$  на границах полосы  $\Pi = 2F_{max}$ .

Поэтому для приема сигналов на КВ можно использовать ВЦ и УРЧ с одиночными настроенными контурами. Как мы видели, каскад УРЧ нужен и для обеспечения чувствительности при приеме на КВ.

Для приема сигналов на СВ достаточное ослабление  $Se_{зк}$  дает одиночный контур с затуханием  $d_{зр} = 0,11...0,054$  для приемников I—IV классов. Контуры легко реализуемы и дают ослабление  $Se_{пр} \approx 1$  на границах полосы  $\Pi = 2F_{max}$ . Поэтому в приемниках I—IV классов на СВ можно взять в преселекторе один резонансный контур.

Одиночный контур в приемниках высшего класса для удовлетворения требований ГОСТа на СВ должен иметь затухание порядка 0,002, что недопустимо. Поэтому в приемниках высшего класса на СВ рационально использовать ВЦ и УРЧ с двумя одиночными настроенными контурами, имеющими затухание порядка 0,06 и  $Se_{пр} \approx 1,1$ , что вполне допустимо.

Расчеты показали, что в приемниках III—IV классов на ДВ для требуемого ослабления зеркального канала  $Se_{зк}$  нужен одиночный контур с  $d_{зр} = 0,165...0,33$  и  $Se_{пр} \approx 1$ , что реализуемо и допустимо. Поэтому в приемниках III—IV классов на ДВ можно использовать в преселекторе одиночный резонансный контур так же, как на СВ.

В приемниках II, I и высшего классов на ДВ для требуемого ослабления зеркального канала  $Se_{зк}$  нужна пара контуров с критической связью и  $d_{зр} = 0,24...0,27$ , которая дает  $Se_{пр} = 1...1,16$ , что реализуемо и допустимо. Поэтому в приемниках II, I и высшего классов на ДВ можно использовать ВЦ с парой контуров с критической связью и широкополосный каскад УРЧ.

Учитывая возможность неточности одноручечной настройки приемника, целесообразно выбрать полосу преселектора порядка 1,2П.

Усилители промежуточной частоты (УПЧ) могут выполняться: с парами связанных контуров в каждом каскаде (с распределенной избирательностью); с фильтром сосредоточенной избирательности ФСИ (из контуров с катушками индуктивности и конденсаторами); с пьезокерамическими или магнитострикционными фильтрами.

ФСИ включается обычно на входе УПЧ с аperiodическими резистивными каскадами (иногда с непосредственной связью) или с широкополосными резонансными каскадами, мало влияющими на резонансную характеристику приемника. Он обеспечивает меньшее изменение формы резонансной характеристики и большее ослабление взаимных помех сигналов, чем УПЧ с распределенной избирательностью.

УПЧ с распределенной избирательностью можно использовать при желании уменьшить число каскадов УПЧ в приемниках ЧМ сигналов и АМ сигналов с умеренными требованиями к ослаблению соседних каналов.

В приемниках, предназначенных для приема и АМ и ЧМ сигналов, в УПЧ резонансные контуры, настроенные на различные промежуточные частоты для усиления сигналов с АМ или ЧМ, включаются последовательно в коллекторные цепи транзисторов.



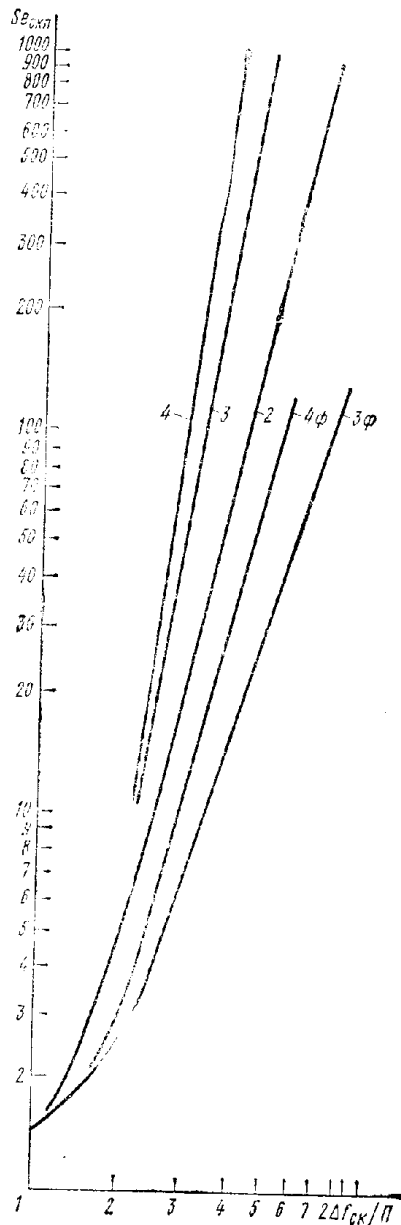


Рис. 2.39. Ослабления сигналов соседних каналов  $Se_{ск}$  при расстройке  $\Delta f_{ск}$  и полосе  $\Pi$  на уровне  $M_{\Pi} = 3$  дБ для УПЧ радиовещательных приемников с 2, 3 и 4 парами связанных контуров (кривые 2, 3, 4) и с трехзвенными и четырехзвенными фильтрами (кривые  $3\phi$  и  $4\phi$ ).

В УПЧ с распределенной избирательностью связь между парами контуров следует выбирать критической для обеспечения устойчивости формы резонансной характеристики или немного большей критической, если необходимо увеличить полосу пропускания УПЧ.

Для выбора схем УПЧ можно использовать кривые рис. 2.39, из которых следует, что требования к ослаблению соседнего канала могут обеспечиваться в приемниках: IV класса — трехзвенным или четырехзвенным фильтром или двумя парами связанных контуров; III класса — 2—3 парами связанных контуров; I и высшего классов — многозвенным фильтром. Реальные УПЧ могут обеспечивать большее ослабление помех, чем это следует из рис. 2.39, так как в них выбирают  $M_{\Pi} = 6$  дБ, связь выше критической между парами контуров УПЧ и различные резонансные характеристики УРЧ и УПЧ.

УПЧ содержат обычно 2—3 каскада для приема сигналов АМ и до 4 каскадов для приема сигналов ЧМ.

Преобразователи частоты можно выполнять на транзисторах с совмещенными или отдельными смесителем и гетеродином. Желательно выбирать  $f_r > f_c$  для уменьшения необходимых коэффициентов поддиапазонов гетеродина  $k_{\text{дд}}$ , что приводит к ослаблению зависимости коэффициента передачи преобразователя от частоты и

интенсивности свистов на некоторых частотах настройки приемника. Для увеличения коэффициента передачи преобразователя напряжение гетеродина на входе смесителя должно составлять 0,1—0,15 В.

При приеме сигналов на УКВ для устранения помех, которые может создать излучение гетеродина радиовещательного приемника приему телевидения, частоту лучше преобразовывать на второй гармонике гетеродина.

При приеме сигналов на УКВ используется устройство автоподстройки гетеродина с управлением частоты на варикапе, причем в качестве детектора АПЧ можно взять дробный частотный детектор приемника и использовать устройство АПЧ для обратной связи по частоте.

В качестве детекторов АМ сигналов можно использовать полупроводниковые диоды с амплитудой входного сигнала 0,5 В. Детекторы ЧМ сигналов обычно дробные — реализуются на полупроводниковых диодах с амплитудой входного сигнала 0,2—0,4 В.

Номинальные выходные мощности миниатюрных, малогабаритных переносных и большинства стандартных переносных приемников обычно лежат в пределах от 25 до 150 мВт, комнатных и меньшей части стандартных переносных — до 1,5 Вт, автомобильных — до 2 Вт. Выходные каскады работают обычно на громкоговоритель, номинальная мощность которого в 2—3 раза больше номинальной мощности выходных каскадов, а номинальный диапазон частот равен или больше диапазона частот, охватываемого кривой верности приемника. При очень высоких требованиях к кривой верности приемники могут иметь два громкоговорителя, воспроизводящих верхнюю и нижнюю части спектра звуковых частот, и регулятор тембра в области верхних и нижних участков звуковых частот.

Каскады УНЧ охватываются отрицательной обратной связью, которая уменьшает их нелинейные и частотные искажения. УНЧ могут использоваться для усиления и воспроизведения сигналов грамзаписи с входным напряжением 0,25 В. На входе УНЧ устанавливается ручной регулятор громкости принимаемой программы.

При номинальных выходных мощностях от 25 до 150 мВт можно применять двухтактные выходные каскады в режиме АВ на универсальных транзисторах (МП40, МП41, ГТ108, ГТ109 и др.) с согласующим выходным трансформатором.

В миниатюрных приемниках с малой номинальной мощностью выходные каскады могут быть бестрансформаторными и использовать среднюю точку катушки громкоговорителя для подачи напряжения питания на коллектор.

При номинальных мощностях от 150 до 500 мВт двухтактные выходные каскады, обычно работающие в режиме АВ (чаще всего) или В, реализуются на специальных мощных транзисторах (П201, П201А, П213Б, ГТ402Б и др.) и имеют согласующие выходные трансформаторы. При выборе транзисторов для выходных каскадов, работающих в режиме АВ, рекомендуется обеспечить соотношение

$$P_{\text{н вых}} \leq \eta_{\text{д}} \xi_{\text{к}} P_{\text{к max}}, \quad (2.71)$$

где  $P_{н\text{ вых}}$  — номинальная выходная мощность каскада;  $\eta_T = 0,7 \dots 0,8$  — к. п. д. выходного трансформатора;  $\xi_k = 0,8 \dots 0,95$  — коэффициент использования коллекторного напряжения;  $P_{k\text{ max}}$  — допустимая мощность рассеяния на коллекторе.

При выборе транзисторов для выходных каскадов, работающих в режиме В, нужно обеспечить соотношения

$$P_{н\text{ вых}} \leq 1,5\eta_T \xi_k^2 P_{k\text{ max}}. \quad (2.72)$$

Напряжение на коллекторе  $U_{KЭ}$  следует выбирать из условия

$$U_{KЭ} \leq (0,3 \dots 0,4) U_{KЭ\text{ max}}, \quad (2.73)$$

где  $U_{KЭ\text{ max}}$  — допустимое напряжение на коллекторе.

При двухтактных выходных каскадах с  $P_{н\text{ вых}} \leq 0,5$  Вт применяются предоконечные фазоинверсные, обычно трансформаторные каскады на универсальных транзисторах.

При номинальных мощностях от 0,5 до 2 Вт двухтактные выходные каскады реализуют по последовательной схеме с бестрансформаторным входом на специальных транзисторах. При этом предоконечные фазоинверсные каскады могут быть как трансформаторными, так и бестрансформаторными, на универсальных транзисторах различной структуры ( $p-n-p$  и  $n-p-n$ ). Наиболее распространенная схема УНЧ с чувствительностью 0,2—0,25 мВт содержит каскад усиления напряжения с непосредственной связью, предоконечный и выходной каскады. Коэффициент усиления мощности выходного каскада обычно равен 30—100, остальных каскадов с общим эмиттером 30—300 раз.

Автоматическая регулировка усиления в приемниках II и высшего классов ведется при приеме сигналов как с АМ, так и с ЧМ. Отдельные детекторы АРУ управляют током базы транзисторов УРЧ и одного-двух каскадов УПЧ. Ток базы последнего каскада УПЧ регулируется во избежание роста нелинейных искажений. Для усиления действия АРУ используется диод, шунтирующий один из контуров УПЧ.

В приемниках III и IV классов функции АРУ выполняет основной детектор приемника, который управляет током базы транзистора I-го каскада УПЧ. При этом в приемниках III класса АРУ используется лишь при приеме сигналов с АМ.

Согласно § 2.1 число регулируемых каскадов  $n$  должно быть равно

$$n = \lg L_0 / \lg L_1, \quad (2.74)$$

где  $L_1 = 6 \dots 10$  — изменение коэффициента усиления на каскад;  $L_0$  — изменение коэффициента усиления приемника под действием АРУ. Величина

$$L_0 = \delta U_{вх} / \delta U_{вых}, \quad (2.75)$$

где  $\delta U_{вх}$  — изменение входного напряжения приемника;  $\delta U_{вых}$  — изменение выходного напряжения приемника под действием АРУ. Согласно требованиям ГОСТа в приемниках II—IV классов доста-

точно иметь один регулируемый каскад, в приемниках I класса — два и высшего класса — три. Для улучшения параметров АРУ можно применять шунтирующий диод. Для высококачественного приема местных станций с полосой УПЧ 12 кГц полосу пропускания приемника увеличивают до 12 кГц, скачкообразно увеличивая индуктивную связь между парами контуров УПЧ.

Транзисторные переносные приемники обычно питаются от гальванических батарей, элементов и дисковых аккумуляторов (заряжаемых от специальных устройств и обеспечивающих работу в течение 100—150 циклов).

Комнатные приемники и радиолы с выходной мощностью не менее 1 Вт могут питаться от сети переменного тока с потреблением мощности до 50 Вт.

Автомобильные приемники питаются от автомобильной сети напряжением порядка 12 В с потреблением тока до 200 мА.

Существенным параметром приемников с автономным питанием является продолжительность его работы от одного комплекта батарей (элементов) или за один цикл зарядки аккумуляторов. Этот параметр зависит от емкости источника и потребления энергии приемника, которое, в свою очередь, зависит от его номинальной выходной мощности. Продолжительность работы определяется при средней громкости приема, которая соответствует громкости разговора без шумов.

Миниатюрные приемники с номинальной выходной мощностью 25—40 мВт обычно потребляют 10 мА при 2,5 В; работают от двух аккумуляторов Д-0,1 (емкостью 0,1 А/ч).

Стандартные переносные приемники при 150 мВт потребляют 10 мА при 9 В, работают от элементов 0,65—6,5 А/ч в течение 20—100 ч; при 500 мВт потребляют 25 мА при 9—12 В, от элементов 6,5 А/ч в течение 50—120 ч.

## 2.11. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ

Несущая передатчика модулируется телевизионными сигналами (рис. 2.40) по амплитуде с частичным подавлением боковой полосы частот. Изображение передается 25 раз в секунду, т. е. число кадров  $n = 25$ . Применяется чересстрочная развертка на  $Z = 625$  горизонтальных строк. Спектр частот телевизионных сигналов (рис. 2.40) простирается от  $F_{min} = 25$  Гц до  $F_{max} = 0,38knZ^2 \approx 5$  МГц, где  $k = 4/3$  — формат кадра, т. е. отношение ширины изображения к его высоте. Сигнал звукового сопровождения с ЧМ имеет среднюю частоту  $f_{ов} = f_{он} + 6,5$  МГц (где  $f_{он}$  — несущая изображения), девиацию 75 кГц и спектр частот модуляции 50—15 000 Гц. На рис. 2.41 изображен используемый в СССР полный спектр частот телевизионного сигнала, совместно с несущей изображения  $f_{ониз}$  и звука  $f_{онзв}$  соседних каналов.

Для телевизионного вещания отведено 12 каналов по 8 МГц на метровых волнах (48—100 и 170—230 МГц) и 21 канал на деци-

Таблица 2.6

| Номер канала | $f_{0н}$ , МГц | Номер канала | $f_{0н}$ , МГц | Номер канала | $f_{0н}$ , МГц | Номер канала | $f_{0н}$ , МГц | Номер канала | $f_{0н}$ , МГц | Номер канала | $f_{0н}$ , МГц |
|--------------|----------------|--------------|----------------|--------------|----------------|--------------|----------------|--------------|----------------|--------------|----------------|
| 1            | 49,25          | 6            | 175,25         | 11           | 215,25         | 24           | 495,25         | 29           | 535,25         | 34           | 575,25         |
| 2            | 59,25          | 7            | 183,25         | 12           | 223,25         | 25           | 503,25         | 30           | 543,25         | 35           | 583,25         |
| 3            | 77,25          | 8            | 191,25         | 21           | 471,25         | 26           | 511,25         | 31           | 551,25         | 36           | 591,25         |
| 4            | 85,25          | 9            | 199,25         | 22           | 479,25         | 27           | 519,25         | 32           | 559,25         | 37           | 599,25         |
| 5            | 93,25          | 10           | 207,25         | 23           | 487,25         | 28           | 527,25         | 33           | 567,25         | 38           | 607,25         |
|              |                |              |                |              |                |              |                |              |                | 39           | 615,25         |

метровых волнах (470—638 МГц). Частоты  $f_{0н}$  каналов приведены в табл. 2.6.

Телевещательные приемники могут выполняться с отдельными и общим трактом усиления сигналов изображения и звука, причем последний случай получил наибольшее распространение. В таком

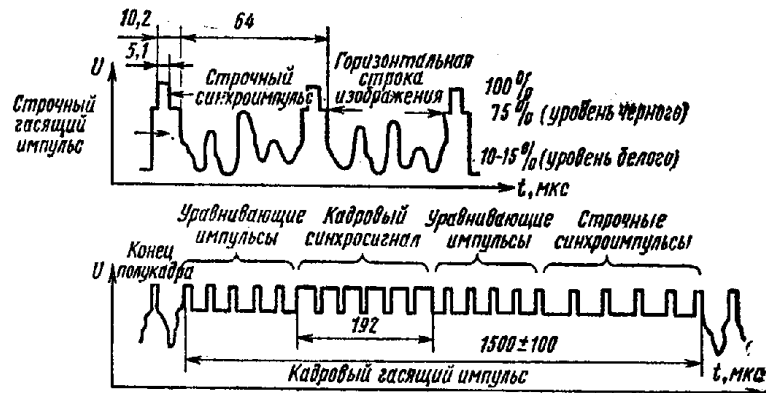


Рис. 2.40. Стандартный телевизионный сигнал изображения СССР.

приемнике (рис. 2.42) суммарный сигнал изображения, звука и синхронизации проходит через общий линейный тракт. Сигналы изображения, демодулированные амплитудным детектором-смесителем (ДС) и усиленные видеосулителем (ВУ), управляют яркостью луча приемной электронно-лучевой трубки (кинескопа) ПТ.

Напряжение биений со средней частотой 6,5 МГц подается на УПЧ звука, ограничитель звуковых частот, ЧД, УНЧ и громкоговоритель (Г).

Гасящие и синхронизирующие импульсы выделяются в блоке синхронизации (БС) и с помощью БР управляют разверткой луча кинескопа и гасят луч во время обратных ходов развертки. Помехоустойчивые схемы БС устраняют срывы синхронизации при сильных помехах.

В телевизорах применяются переключение каналов, ручная подстройка гетеродина, АПЧ, АРУ, авторегулировка яркости (АРЯ), АРК (авторегулировка контрастности), ручные регулировки громкости (РРГ), тембра (РРТ) и контрастности (РРК).

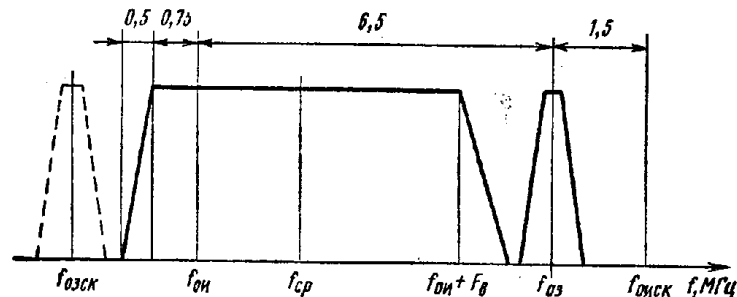


Рис. 2.41. Полный спектр телевизионного стандартного сигнала СССР.

Входная цепь (ВЦ) согласовывает входное сопротивление телевизора с волновым сопротивлением антенного кабеля 75 Ом и тем самым устраняет нечеткость изображений. Входная цепь должна быть одноконтурной для повышения чувствительности.

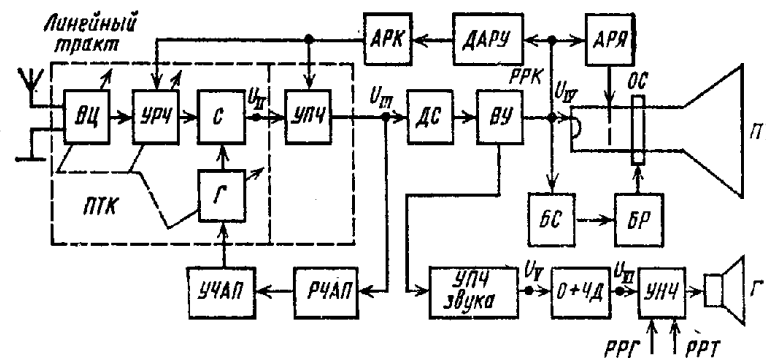


Рис. 2.42. Схема телевизионного приемника с общим трактом изображения и звука.

УРЧ имеет один-два каскада с малыми  $N$  и большими  $K_p$  для повышения чувствительности. Для уменьшения частотных искажений и увеличения избирательности преселектор (ВЦ и УРЧ) настраивается на  $f_{ср} = \sqrt{f_{0н}f_{0з}}$ , имеет полосу пропускания 8 МГц с неравномерностью 3 дБ и резонансную характеристику, близкую к прямоугольной. Преселектор можно реализовать на одиночных контурах, настроенных на  $f_{ср}$  (рис. 2.43, а), одиночных расстроенных контурах (рис. 2.43, в, г) или парах связанных контуров (рис. 2.43, б). Вариант рис. 2.43, а наиболее прост в настройке, варианты рис. 2.43, б и 2.43, г дают наибольшую избирательность.

При переключении каналов обычно меняются индуктивности контуров ВЦ, УРЧ и гетеродина (Г) с помощью барабанного переключателя телевизионных каналов (ПТК). На метровых и дециметровых волнах применяются два переключателя.

Преобразователь частоты следует выполнять с отдельным смесителем и гетеродином на транзисторах. Частота гетеродина выбирается выше частоты принимаемого сигнала для уменьшения комбинационных помех. Подстройка частоты гетеродина в неболь-

(2...3) $F_{max}$ . Для ослабления частот  $f_{пз}$ ,  $f_{пз ск}$ ,  $f_{пз ск}$  можно использовать режекторные фильтры. УПЧ должен давать усиление

$$K_{0д} = (2...3)U_{111}/U_{11}, \quad (2.76)$$

где  $U_{111}$  — напряжение на входе детектора-смесителя (ДС);  $U_{11} = E_A K_{0 вц} K_{0 урч} K_{0 пч}$ , где  $E_A$  — э. д. с. сигнала в антенне;  $K_{0 вц}$ ,  $K_{0 урч}$ ,  $K_{0 пч}$  — коэффициент передачи входной цепи, УРЧ и преобразователя частоты.

Детектор-смеситель (ДС) можно реализовать на полупроводниковом диоде с входным напряжением (уровня черного)  $U_{111} \approx 0,3$  и  $1,2$  В (при 1-м каскаде ВУ с общим эмиттером и эмиттерным повторителем) и  $K_d = 0,5$  и  $0,7$  соответственно. ДС преобразует также частоту сигнала звука в напряжение со средней частотой  $6,5$  МГц и коэффициентом передачи  $K_0$ .

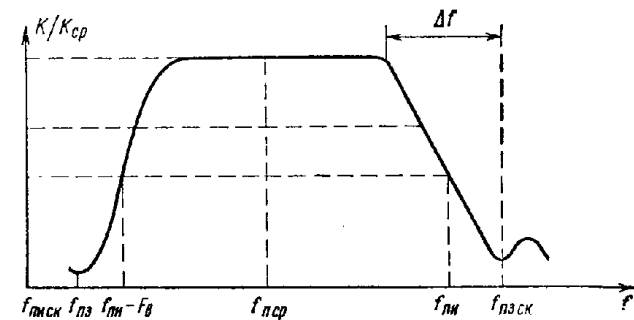


Рис. 2.44 Желательная резонансная характеристика УПЧ телевизионных приемников.

Видеосуилитель (ВУ) должен усиливать сигнал изображения от  $0,15-0,84$  В до напряжения  $U_{1V}$ , необходимого для управления яркостью кинескопа ПТ, и должен иметь полосу пропускания от  $25$  Гц до  $F_{max}$ . Для роста четкости изображения на частотах вблизи  $F_{max}$  допустим подъем усиления. Сигналы звука и изображения могут быть разделены после детектора или 1-го каскада ВУ.

Усилитель промежуточной частоты звука (УПЧЗ) должен иметь: среднюю частоту  $6,5$  МГц, полосу пропускания  $\Pi_a = 2F_{max a} (1 + m_a + \sqrt{m_a})$ , где  $m_a$  — индекс частотной модуляции; коэффициент прямоугোলности резонансной характеристики  $\Pi_{0,95}/\Pi_{0,5} \leq 2$ . Усиление  $K_a = (1,5...2)U_V/U_{111}K_cK_{вз}$ , где  $U_V$  — напряжение сигнала звука на выходе УПЧЗ;  $K_{вз}$  — усиление сигналов звука в ВУ;  $K_c$  — усиление сигналов звука в ДС. При использовании в УПЧЗ связанных контуров связь между контурами должна быть не более критической для устранения нелинейных искажений.

Демодулятором сигналов звука ЧД могут служить детектор отношений или дискриминатор с ограничителем амплитуд. Необходимое напряжение  $U_V = 10...50$  мВ при использовании детектора отношений. Дискриминатор с ограничителем на кремниевых диодах

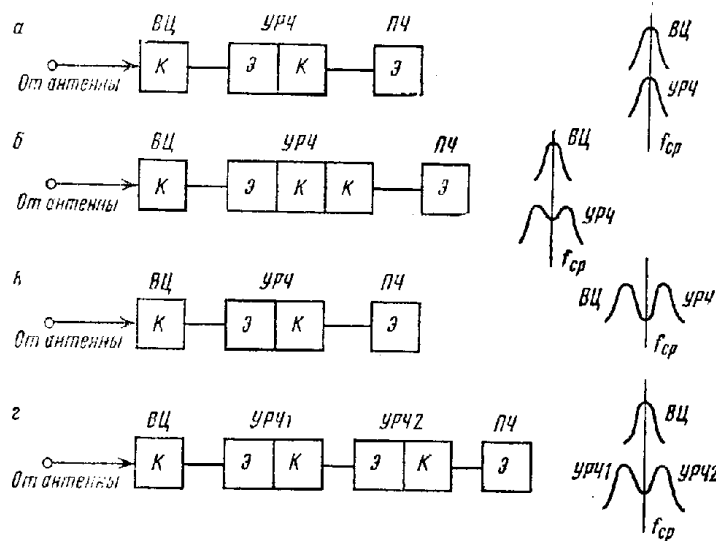


Рис. 2.43. Возможные схемы и резонансные характеристики преселекторов телевизионных приемников.

К — резонансный контур.

ших пределах ведется конденсатором переменной емкости (при механической подстройке) или варикапом (при электронной подстройке).

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) соединяется с ПТК концентрическим кабелем длиной  $15-30$  см. Промежуточной частоте изображения  $f_{пч} = 38$  МГц должна соответствовать середина ската характеристики (рис. 2.44) шириной  $\Delta f = 1,5 - 2$  МГц. На частотах ниже  $f_{пч}$  коэффициент усиления должен быть не менее  $0,7K_{ср}$ , где  $K_{ср}$  — коэффициент усиления на средней частоте. Коэффициент усиления средней промежуточной частоты звука  $f_{пз}$  и частот изображения и звука соседних каналов  $f_{пз ск}$  и  $f_{пз ск}$  должны быть на  $26-30$  дБ ниже  $K_{ср}$ . В УПЧ можно применять каскады с парами связанных или одиночных расстроенных контуров или ФСИ в сочетании с широкополосными резонансными или резистивными каскадами, ширина полосы пропускания которых не менее

требует  $U_V = 300 \dots 500$  мВ, но он проще в настройке и имеет больший коэффициент передачи  $K_{дв}$ .

**Усилитель звуковых частот (УНЧ)** аналогичен усилителям радиовещательных приемников с соответствующими параметрами. Входное напряжение равно  $U_{V1} = U_V K_{дв}$ . Должны быть предусмотрены: введение регулировки громкости (РРГ) и тембра (РРТ); работа от звукоснимателя и на головные телефоны.

**Автоматическая подстройка (АПЧ)** необходима для устранения ручной подстройки гетеродина при приеме. Функции различителей (РЧАП) могут выполнять дискриминаторы или детекторы отношений (с подавленной амплитудной модуляцией или АРУ), а также квадратурно-фазовые детекторы, которые требуют большего входного напряжения. Управителями (УЧАП) обычно служат варикапы (или реактивные транзисторы).

**Автоматическая регулировка усиления (АРУ)** должна сохранять малые изменения напряжения сигналов на входе ДС при изменении уровня сигналов на входе телевизора в сотни и тысячи раз. Детектор АРУ (ДАРУ) использует для создания управляющего напряжения синхронимпульсы с выхода ВУ или ДС. Наилучшую регулировку обеспечивают ключевые ДАРУ, которые открываются стробимпульсами от строчного трансформатора БР. Цепь АРУ охватывает УРЧ и УПЧ.

**Ручная регулировка усиления** (регулировка контрастности) вводится в ВУ для того, чтобы зритель выбирал нужную контрастность при изменении характера изображения и освещенности.

**Автоматическая регулировка яркости (АРЯ)** поддерживает постоянное соотношение яркостей частей изображения при ручной регулировке усиления ВУ (регулировке контрастности). Для этого используют устройства, поддерживающие постоянной интенсивность луча кинескопа, соответствующего черному полю изображения.

**Автоматическая регулировка контрастности (АРК)** вступает в действие при изменении освещенности комнаты, где установлен телевизор. В этом случае в цепи АРУ включается фоторезистор, сопротивление которого уменьшается с ростом его освещенности и который при этом увеличивает коэффициент усиления УРЧ и УПЧ.

При расчете телевизионных приемников нужно поступать следующим образом. Если в требованиях к приемнику указывается необходимая э. д. с. сигналов изображения  $E_{дв}$  и звука  $E_{дз}$  в антенне, ограниченные только усилением, то необходимо определить коэффициенты усиления:

$$K_{0\text{ вч}} K_{0\text{ урч}} K_{0\text{ вч}} K_{0\text{ упч}} \geq U_{ш}/E_{дв}, \quad (2.77)$$

$$K_{0\text{ вч}} K_{0\text{ урч}} K_{0\text{ вч}} K_{0\text{ упч}} K_{с} K_{вз} K_{в} \geq U_V/E_{дз}. \quad (2.78)$$

Если в требованиях к приемнику указывается чувствительность канала изображения, ограниченная шумами  $E_{ш}$ , то следует подсчитать коэффициент шума

$$N_d \leq [E_{ш}^2 / 4kT_0 R_A \Pi_{ш} \gamma_{вых}^2] + 1 - T_A/T_0, \quad (2.79)$$

где  $R_A = 75$  Ом — сопротивление антенны;  $T_0 = 290$  К — абсолютная комнатная температура;  $\Pi_{ш} \approx 1,2 F_{\max}$  — шумовая полоса УПЧ;  $\gamma_{вых} = 38$  дБ — отношение сигнал/шум на выходе приемника;  $T_A$  — температура внешних шумов.

Измерения показали, что для  $f_0 = 30-120$  МГц  $T_A/T_0 = 1,8 \times 10^6/f_0$  (МГц); для  $f_0 \geq 120$  МГц  $T_A/T_0 \approx 1$ .

В приемнике отечественного цветного телевидения (рис. 2.45) два амплитудных детектора АД1 и АД2 выделяют сигналы изображения и звука, тем самым устраняя влияние на канал изображения

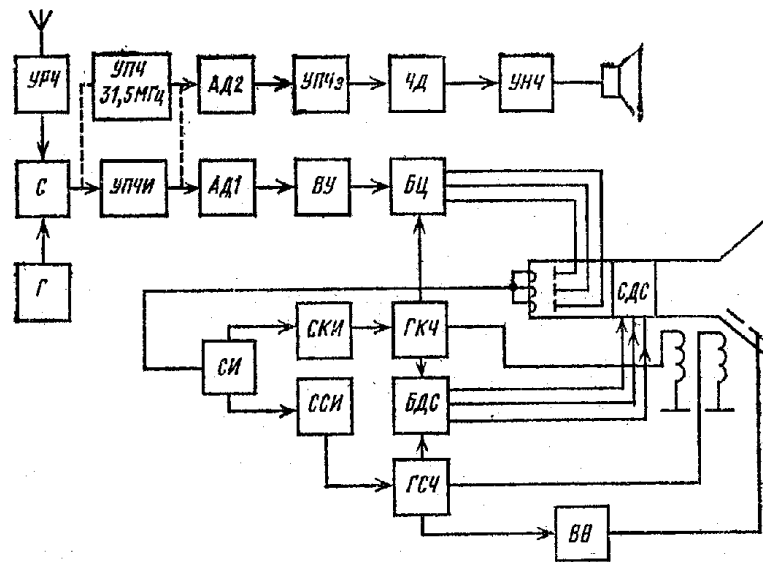


Рис. 2.45. Схема цветного телевизионного приемника.

частот биений, возникающих между колебаниями звука 6,5 МГц и поднесущих цветности 4,406 и 4,25 МГц. Иногда для этой же цели используется отдельный УПЧ на 31,5 МГц. С выхода видеусилителя (ВУ) сигналы изображения подводятся к блоку цветности (БЦ), а оттуда — на катоды трех пушек кинескопа. Блок динамического сведения (БДС) преобразует напряжения кадровой и строчной развертки генераторов ГКС и ГСЧ в параболическую форму для питания катушек системы динамического сведения (СДС).

Блок цветности выделяет из сигналов изображения часть, содержащую информацию о цвете изображения.

## 2.12. РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ

Активные радиолокационные станции (РЛС) облучают объект (самолет, корабль и т. д.) радиоволнами и определяют его параметры (координаты, скорость, ускорение и т. д.), принимая отраженную от объекта энергию радиоволн. Поэтому радиолокационный прием-

ник является частью РЛС и работает от общей приемопередающей антенны. Различают РЛС импульсного и непрерывного излучения. Сейчас наиболее широко применяются импульсные РЛС, которые мы здесь и рассмотрим. Расстояние  $r$  от импульсной РЛС до объекта измеряется по времени  $\Delta t$  прохождения этого расстояния и обратно зондирующими радиоимпульсами:

$$r = 0,5\Delta t c, \quad (2.80)$$

где  $c$  — скорость света.

Направление на объект определяют, вращая остронаправленные антенны и сравнивая интенсивности отраженных сигналов при различных положениях антенны (или при переключении на различные антенны).

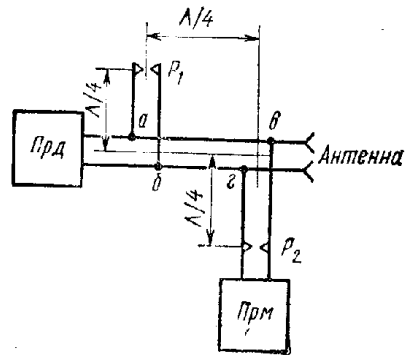


Рис. 2.46. Возможная схема антенного переключателя импульсной РЛС.

Для повышения точности определения расстояния длительность зондирующих (а при малых размерах объектов и отраженных) радиоимпульсов выбирают малыми (обычно от 0,3 до 3 мкс). Период повторения зондирующих радиоимпульсов для однозначного измерения расстояния до объекта (обычно 30—300 км) выбирают от 0,2 до 4 мс. Поэтому скважность обычно составляет от 100 до 1000.

Так как для наилучшего приема импульсных радиосигналов на фоне шумов нужно иметь  $\Pi_c = (1...2)/\tau$ , то полоса пропускания радиочастот приемника должна быть равна

$$\Pi = (1...2)/\tau + 2\Delta f_d + \Pi_{ш}, \quad (2.81)$$

т. е. полоса приемников РЛС должна быть равна  $\Pi = 0,5...20$  МГц, причем приемники РЛС автосопровождения целей должны иметь наибольшую полосу пропускания. Для приемников РЛС можно взять  $\gamma_{вх} = 1...3$ .

Работе приемника РЛС могут мешать:

- 1) просачивание энергии зондирующих сигналов передатчика;
- 2) отражения от предметов, окружающих РЛС или объекты наблюдения;
- 3) организованные помехи;
- 4) пульсации отраженных сигналов.

Для борьбы с помехами первых двух видов следует быстро восстанавливать усиление приемника после воздействия на него сильных помех.

Для защиты приемников от зондирующих радиоимпульсов можно использовать быстрореагирующие антенные переключатели АП

(рис. 2.46), автоматически переключающие антенну с передачи на прием и обратно. Во время излучения зондирующего радиоимпульса передатчика (Прд) разрядники антенного переключателя  $P_1$  и  $P_2$  пробиваются и сопротивления четвертьволновых отрезков в точках  $ab$  и  $bc$  резко увеличиваются. Поэтому энергия зондирующих импульсов поступает в антенну и практически не ответвляется в приемник (Прм). Энергия отраженных сигналов поступает в приемник и не ответвляется в передатчик, так как после окончания излучения импульса передатчика разряд  $P_1$  и  $P_2$  прекращается и в точках  $bc$  сопротивление ответвления к передатчику становится большим, а к приемнику — малым.

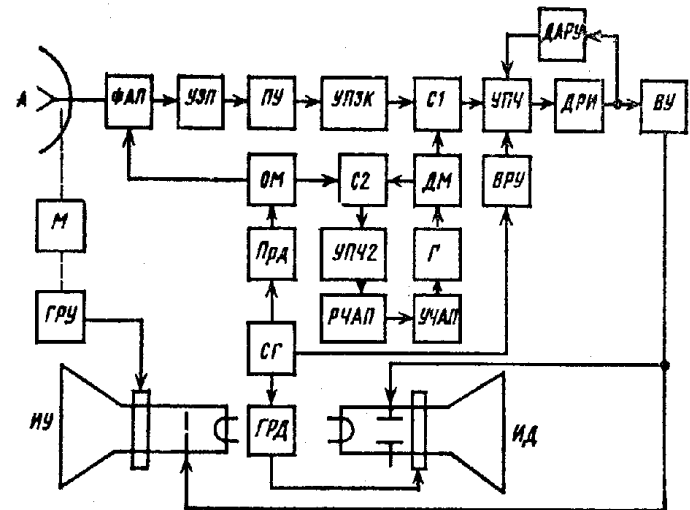


Рис. 2.47. Схема РЛС с визуальным определением дальности и угловых координат объектов.

Разрядник защиты приемника  $P_2$  снабжается резонатором, через который проходит энергия отраженных сигналов и который обеспечивает избирательность по зеркальному каналу.

РЛС, предназначенная для визуального определения координат (рис. 2.47), может быть выполнена так. Мотор ( $M$ ) поворачивает узкую диаграмму направленности антенны ( $A$ ) по азимуту и углу места и с помощью генератора развертки ( $ГРУ$ ) синхронно перемещает луч индикатора ( $ИУ$ ) с большим послесвечением экрана. Отраженные от объекта сигналы увеличивают яркость луча, засвечивая экран в точке, соответствующей направлению на объект.

Синхрогенератор ( $СГ$ ) запускает передатчик ( $Прд$ ) и генератор развертки дальности ( $ГРД$ ), который перемещает по горизонтали луч индикатора дальности ( $ИД$ ) с малым послесвечением экрана. По вертикали луч отклоняется в моменты прихода сигналов. Передатчик и приемник подключаются поочередно к общей антенне с по-

мощью ферритового антенного переключателя (ФАП), Радиоимпульсы передатчика, просачивающиеся через ФАП, ослабляются в устройстве защиты приемника (УЗП).

Для повышения чувствительности приемника можно использовать однокаскадный параметрический УРЧ (ПУ), обычно без охлаждения. Следующее далее устройство подавления зеркального канала (УПЗК) повышает избирательность приемника и снижает уровень шума. Смеситель С1 (обычно балансный) уменьшает рост уровня шумов под действием гетеродина и может быть реализован на диодах с барьером Шоттки (ДБШ).

УПЧ, как правило, имеет высокие частоты (порядка 30—90 МГц). Для ослабления комбинационных помех можно использовать на выходе смесителя ФСИ и после него широкополосный настроенный или резистивный УПЧ. Детектор (ДРИ) и видеоусилитель (ВУ) преобразуют радиоимпульсы в видеоимпульсы, которые подаются на электронно-лучевые трубки индикаторов.

Для автоподстройки гетеродина используют радиоимпульсы передатчика, так как отраженные сигналы могут отсутствовать часть времени обзора. Они ответвляются и ослабляются ответвителем мощности (ОМ), преобразуются в смесителе С2 в промежуточную частоту (с помощью гетеродина (Г)), затем усиливаются в УПЧ2 и с помощью РЧАП и УЧАП подстраивают гетеродин приемника (Г).

Радиоимпульсы передатчика, просачивающиеся через ФАП и УЗП на вход смесителя С1, не подаются на смеситель С2 и не используются, так как они имеют искаженную форму и приводят к неправильному срабатыванию автоподстройки. Для уменьшения мешающего действия отражений предметов, окружающих РЛС, можно использовать временную регулировку усиления (ВРУ), которая представляет собой конденсатор, заряжаемый видеоимпульсами СГ. При заряде конденсатора снижается усиление УПЧ, ослабляя отражения от близких предметов, а при разряде его увеличивается усиление УПЧ для приема слабых отраженных сигналов далеких объектов.

Для различения слабых отраженных сигналов на фоне сильных непрерывных помех (в том числе и шумовых) применяются УПЧ с логарифмической амплитудной характеристикой (ЛАХ). Для ослабления мешающего действия отраженных сигналов от протяженных предметов, окружающих наблюдаемый объект, можно применять быстродействующую авторегулировку усиления (БАРУ) и дифференцирующую RC-цепь, включаемую между детектором и 1-м каскадом видеоусилителя, работающего в режиме ограничения сверху. Эта цепочка предотвращает длительное запираение видеоусилителя приемника помехой. Для устранения перегрузки применяется инерционная АРУ, которая изменяет усиление УПЧ. Для быстрого восстановления усиления после действия помехи и сохранения чувствительности приемника в цепях АРУ и основного канала используют цепи разряда конденсаторов с постоянными времени не более единиц микросекунд. В цепях АРУ регулирующее напряжение с этой целью подают через эмиттерные повторители.

Радиолокационные приемники обычно работают на фиксированных волнах, но при необходимости могут быть снабжены устройствами настройки, РРУ, РРЧХ и т. д.

В РЛС автоматического сопровождения объекта по угловым координатам и дальности с вращающейся антенной (с коническим сканированием) (рис. 2.48) мотор (М) вращает диаграмму направленности антенны (А) (обычно с частотой  $\Omega_A$  в несколько десятков герц) так, что она описывает в пространстве коническую поверхность вокруг оси  $aa_1$  антенного зеркала. Антенна подключается переключо-

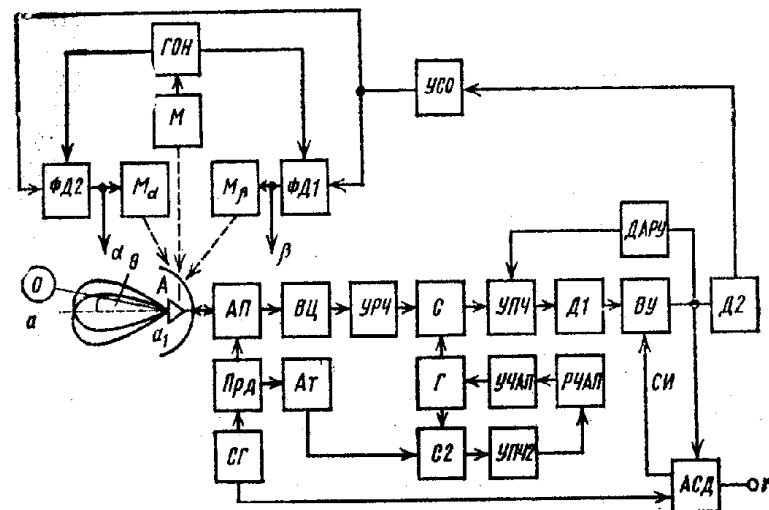


Рис. 2.48. Схема РЛС с автосопровождением объекта по угловым координатам и дальности с вращающейся антенной.

чателем (АП) к приемнику и передатчику, который облучает объект О радиоимпульсами. Если объект сместится относительно оси  $aa_1$  на угол  $\theta$  (по азимуту  $\alpha$  и углу места  $\beta$ ), то амплитуда отраженных радиоимпульсов будет изменяться с частотой  $\Omega_A$ . Величина изменения определяется величиной отклонения  $\theta$ , а фаза — направлением отклонения. Амплитудно-модулированные радиоимпульсы проходят смеситель, УПЧ, Д1, где они преобразуются в видеоимпульсы, ВУ и поступают на пиковый детектор Д2. Здесь они преобразуются в напряжение  $U_d = U [1 + m \cos(\Omega t + \varphi)]$ .

Сигнал ошибки (переменная составляющая  $Um \cos(\Omega t + \varphi)$ ) усиливается в усилителе УСО и поступает на фазовые детекторы ФД1 и ФД2, куда одновременно подаются два напряжения частоты  $\Omega_A$  со сдвигом фаз на  $90^\circ$  от генератора опорного напряжения (ГОН), ротор которого вращается мотором (М) синхронно с антенной. Напряжения на выходе ФД1 и ФД2, пропорциональные углам отклонения объекта от оси  $aa_1$  по азимуту и углу места, воздействуют на

моторы  $M_\alpha$  и  $M_\beta$ , которые поворачивают ось  $aa_1$  так, чтобы сигнал ошибки стремился к нулю, а ось  $aa_1$  совмещалась с направлением на объект. Напряжения частоты  $\Omega_A$  на выходе ФД1 и ФД2 отфильтровываются фильтрами нижних частот. Описанная система обеспечивает автоматическое сопровождение объекта по угловым координатам АСУ (по азимуту и углу места). Амплитудно-частотная характеристика следающей системы соответствует характеристике фильтра нижних частот с граничной частотой

$$F_B \approx (0,35 \dots 0,45) / t_y, \quad (2.82)$$

где  $t_y$  — время установления в системе антенна — моторы  $M_\alpha$  и  $M_\beta$ .

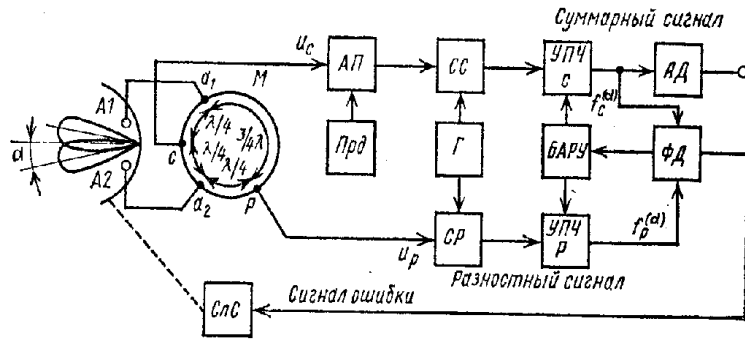


Рис. 2.49. Схема моноимпульсной РЛС автосопровождения объектов по направлению (АСН) в одной плоскости с суммарно-разностной обработкой сигналов.

Результирующая ошибка, обусловленная инерционностью системы и действием шумов на входе приемника, будет минимальной при  $F_B = P_{\text{опт}}$ , где  $P_{\text{опт}}$  — оптимальная полоса следающей системы. Для современных РЛС

$$P_{\text{опт}} = 0,1 \dots 0,3 \text{ Гц}, \quad (2.83)$$

причем тем меньше, чем меньше скорость перемещения объектов и больше уровень шумов.

Устройство АПЧ и различных регулировок усиления аналогичны используемым в приемнике рис. 2.47.

Метод конического сканирования с автосопровождением объекта по азимуту и углу места используется в радиоастрономических пеленгаторах, измеряющих угловые координаты внеземных источников излучения. В отличие от РЛС, радиоастрономический пеленгатор не имеет передатчика и роль отраженных сигналов выполняет вносимое шумовое излучение, воздействующее на антенну приемника. При коническом сканировании шумовое напряжение внеземного источника модулируется по амплитуде частотой сканирования, что облегчает использование модуляционного метода приема и отделение сигналов внеземного источника излучения от внутриприем-

ных шумов. При проектировании таких пеленгаторов нужно учесть, что угловые скорости и ускорения космических источников много меньше, чем у самолетов и ракет, и что большие размеры их антенн усложняют создание следающих систем.

РЛС с автосопровождением цели по направлению (АСН) и коническим сканированием антенного луча подвержены влиянию специфических помех (например, воздействию спектральных составляющих флюктуаций амплитуд сигналов, близких к частоте сканирования луча). Моноимпульсные РЛС с АСН свободны от этого недостатка. Наилучшими являются моноимпульсные РЛС, работа которых основана на суммарно-разностном методе сравнения и выделения сигнала. В этом случае отсутствуют погрешности, обусловленные неидентичностью фазовых характеристик или коэффициентов усиления каналов сравнения.

В таком приемнике (рис. 2.49) сравниваются амплитуды сигналов на выходе облучателей антенн А1 и А2 до приемных каналов, что позволяет исключить влияние неравенства коэффициентов усиления каналов. Для этого используется мостовая схема (М), изготовленная из отрезков волноводов, полосковых или коаксиальных линий в зависимости от диапазона частот РЛС. Излучатели А1 и А2 симметрично смещены относительно фокуса антенного зеркала и подсоединены к точкам  $a_1 a_2$  суммарно-разностного моста М.

Передатчик (Прд) через антенный переключатель подключен к точке с моста, находящейся на расстояниях  $a_1 c = a_2 c = 0,25\lambda$  от точек  $a_1$  и  $a_2$ . Излучатели А1 и А2 питаются синфазными напряжениями и образуют суммарную диаграмму излучения  $f_c(\alpha)$ , показанную на рис. 2.50. В режиме приема отраженные сигналы, принятые излучателями А1 и А2, сохраняя свои фазы, приходят в точку с моста, где и суммируются, причем зависимость суммарного напряжения  $U_c$  от угла  $\alpha$  между направлением на объект и осью антенны аналогична диаграмме излучения. В точке р моста, которая отстоит от отвода  $a_1$  на  $0,5\lambda$  дальше, чем от отвода  $a_2$ , образуется разностное напряжение  $u_p$ , так как сигналы приходят сюда со сдвигом фаз на  $180^\circ$  (см. зависимость  $f_p(\alpha)$  на рис. 2.50). Суммарный и разностный сигнал подводятся к суммарному и разностному каналам приемника. Если объект отклоняется от равносигнального направления в сторону А1, то фаза  $u_p$  становится противоположной фазе  $u_c$ : Если объект отклоняется от равносигнального направления в сторону А2, фазы  $u_p$  и  $u_c$  совпадают. Разностная диаграмма показывает величину и знак рассогласования.

Напряжения  $u_c$  и  $u_p$  преобразуются смесителями СС и СР в промежуточную частоту, сохраняя фазовый сдвиг с помощью общего

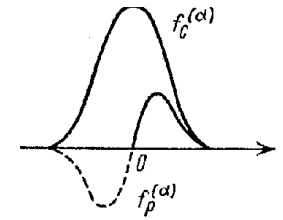


Рис. 2.50. Зависимость суммарного и разностного напряжения  $u_c$  и  $u_p$  от угла рассогласования  $\alpha$  между направлением на объект и осью антенны РЛС (рис. 2.49).