



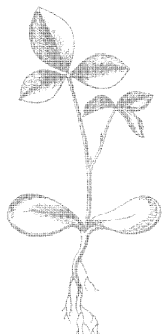
**Краткий
радиотехнический
справочник**

**Б. М. БОГДАНОВИЧ
Э. Б. ВАКСЕР**

Краткий радиотехнический справочник



**Техника
радиовещательного
приема**



**МИНСК
«БЕЛАРУСЬ»
1976**

6Ф2
Б 73

УДК 621.37(031)

В справочнике приведены краткие сведения о всех звеньях радиоприемного тракта, типовые и практические схемы, использованные в наиболее распространенных приемниках и усилителях, выпускаемых отечественной промышленностью, а также в любительской аппаратуре, и др. Отдельная часть справочника посвящена интегральным микросхемам и их применению в усилителях низкой частоты и радиовещательных приемниках.

Предназначен для широкого круга инженерно-технических работников, занимающихся эксплуатацией, ремонтом и конструированием современной приемно-усилительной аппаратуры, а также радиолюбителей.

Рецензент канд. техн. наук В. А. ПРОХОРЕНКО.

В $\frac{30402-208}{М 301(05)-76}$ 106-76

© Издательство «Беларусь», 1976

ПРЕДИСЛОВИЕ

Выпускаемая в нашей стране радиоэлектронная аппаратура постоянно совершенствуется, повышаются ее технический уровень, надежность, улучшаются качественные показатели и внешний вид.

Важное место в бытовой радиоэлектронике занимает радиовещательная приемная аппаратура. Основные направления ее развития на ближайшие годы связаны с улучшением качества звучания, повышением эксплуатационных удобств, широким внедрением новейших полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. Материал, собранный в данном справочнике, должен дать возможность широкому кругу читателей ознакомиться с этими направлениями развития техники радиовещательного приема.

Справочник содержит четыре раздела, каждый из которых является самостоятельным и может рассматриваться независимо от других. Однако, чтобы избежать повторения, в некоторых из них сделаны ссылки на другие разделы. Справочник не является специальным пособием по проектированию. Поэтому в нем не приводятся громоздкие расчетные формулы и не рассматриваются графоаналитические методы расчета. Приведенные же формулы позволяют производить приближенные расчеты с точностью, достаточной для радиолюбительской практики.

В справочнике рассмотрены последовательно все звенья радиоприемного тракта — от антенны до громкоговорителя. Для

каждого звена тракта приведены: важнейшие термины и определения, основные параметры, типовые схемы с учетом действующих стандартов. Для всех узлов радиовещательных приемников приведены практические схемы, использованные в промышленных и любительских конструкциях, которые могут быть легко воспроизведены.

Отдельный раздел справочника посвящен интегральным микросхемам. В нем содержатся сведения, связанные с применением микросхем в усилителях низкой частоты и радиовещательных приемниках.

АВТОРЫ

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Глава 1

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОВЕЩАНИИ И ЭЛЕКТРОАКУСТИКЕ

1.1. ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЙ ТРАКТ

При электроакустической передаче сигналов (рис. 1.1) звуковые волны, распространяясь от источника звука (И), воспринимаются микрофоном (М), преобразующим звуковые колебания в колебания электрического тока — электрические сигналы. Эти сигналы передаются по каналу связи (К) к громкоговорителю (Гр), находящемуся в помещении у

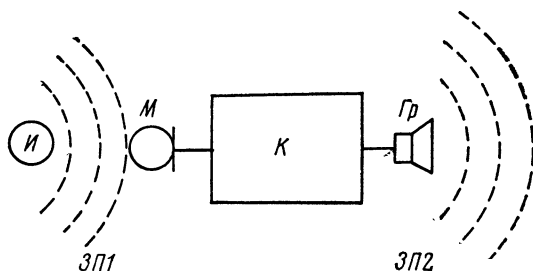


Рис. 1.1

слушателя. Громкоговоритель преобразует электрические сигналы звуковой частоты в звуковые колебания.

Электроакустический тракт содержит: электроакустические преобразователи (микрофон и громкоговоритель) и канал связи. Основное требование, предъявляемое к электроакустическому тракту, — сохранение натуральности звучания. Это значит, что звук, воспроизводимый на выходе тракта, во вторичном звуковом поле (ЗП2), должен быть сходным с натуральным звуком, действующим на входе тракта, в первичном звуковом

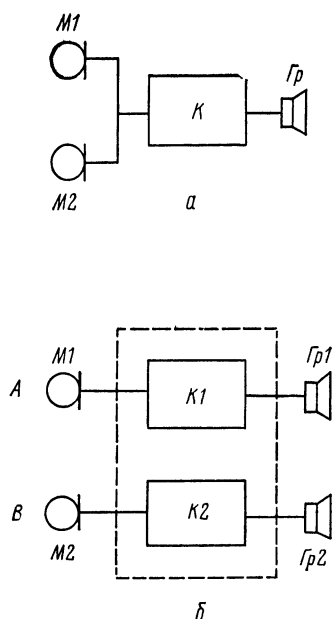


Рис. 1.2

расположенного справа. Стереофоническая система обеспечивает более высокое качество звучания и может создать у слушателя ощущение пространственного распределения различных источников звука.

Основные определения электроакустики

Простое гармоническое звуковое колебание, распространяющееся в окружающей среде в виде звуковой волны, характеризуется частотой и амплитудой. Амплитуда звуковых колебаний оценивается по звуковому давлению или силе звука (интенсивности).

Амплитуда звуковых колебаний воспринимается на слух как громкость. Громкость звука растет пропорционально логарифму силы звука (или связанного с ней звукового давления). Поэтому изменение громкости принято выражать в логарифмических единицах.

Бел (Б) — логарифмическая единица, соответствующая (при частоте 1000 Гц) десятикратному изменению силы звука, Логарифмическая единица, соответствующая $1/10$ бела, называется децибелом (дБ). Одному децибелу соответствует изменение звукового давления в 1,12 раза.

поле (ЗП1). Всякое несоответствие переданного звучания натуральному называется искажением.

Различают две основные системы электроакустической передачи сигналов: монофоническую и стереофоническую.

При **монофонической (одноканальной) системе** (рис. 1.2, а) звуковые колебания, воспринятые в первичном звуковом поле, даже при наличии нескольких микрофонов передаются по одному каналу и на его выходе воспроизводятся только одним громкоговорителем.

При **стереофонической системе** (рис. 1.2, б) звук из двух точек первичного звукового поля передается по двум отдельным каналам. При этом по левому стереоканалу (А) звук передается от микрофона, расположенного слева, а по правому стереоканалу (В) — от микрофона,

Звуковое давление (p) — давление на единицу поверхности, создаваемое звуковой волной. Единица звукового давления — паскаль (Па).

Сила звука (I) — поток звуковой энергии, проходящей в единицу времени через единицу площади (Вт/м^2). Изменяется пропорционально квадрату звукового давления.

Частота звуковых колебаний воспринимается на слух как **высота тона**. Постепенное увеличение частоты звуковых колебаний от 20 Гц до 20 кГц вызывает изменение высоты тона от самого низкого до наиболее высокого.

Октава — ступень изменения высоты тона, которой соответствует изменение частоты в 2 раза ($1/2$ октавы соответствует изменению частоты в 1,41 раза, а $1/3$ октавы — в 1,25 раза). Слышимые человеком частоты (20 Гц—20 кГц) охватывают диапазон 10 октав.

Наибольшая чувствительность человеческого уха к различным по частоте звуковым колебаниям находится в пределах 1—3 кГц.

Дифференциальный порог слышимости по частоте — минимальное относительное изменение частоты, которое человеческое ухо воспринимает как изменение высоты тона. Для частоты 1000 Гц этот порог составляет 0,2—0,3%.

Гармонические колебания воспринимаются на слух как «чистые» или «простые», не музыкальные тоны. В спектре звукового колебания, создаваемого человеческим голосом и музыкальными инструментами, содержатся кроме основного гармонического колебания (основного тона) высшие гармоники (обертоны). Диапазон основных частот музыкальных инструментов составляет 30—4000 Гц, а частоты обертонов различных музыкальных инструментов — 7—16 кГц. Диапазон основных частот человеческого голоса составляет 70—1500 Гц, а частот обертонов — 5—8 кГц.

Тембр — «окраска» звука, определяемая количеством, частотой и интенсивностью обертонов.

Уровень звукового давления (N) — отношение данного звукового давления p к нулевому (стандартному) уровню p_0 , выраженное в дБ:

$$N = 20 \lg \frac{p}{p_0}.$$

Порог слышимости — наиболее тихий звук (при частоте 1000 Гц), который еще слышит человек. Соответствует звуковому давлению $2 \cdot 10^{-5}$ Па, принятому в качестве нулевого (стандартного) уровня p_0 . При частотах ниже 20 Гц или выше 20 кГц слышимость отсутствует при любых звуковых давлениях.

Болевой порог — звуковое давление, вызывающее болевое ощущение. При частоте 1000 Гц болевой порог — 20 Па, что соответствует уровню 120 дБ.

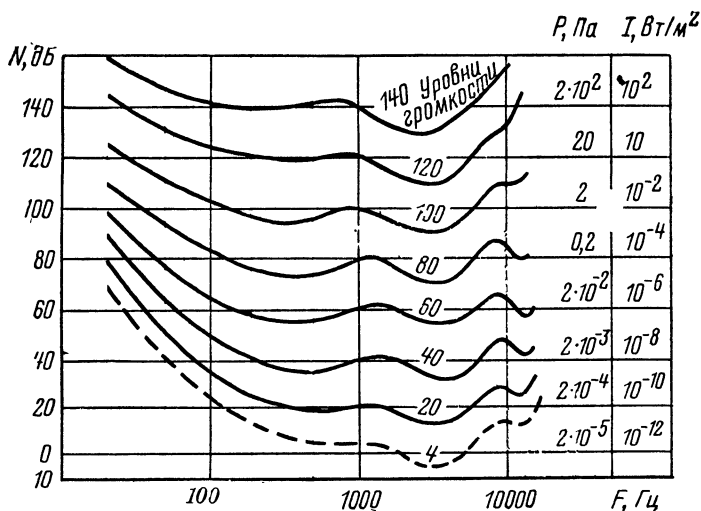


Рис. 1.3

Вследствие неодинаковой чувствительности слуха к различным частотам два звука равной интенсивности, но разной частоты воспринимаются как неодинаково громкие.

Кривые равной громкости (рис. 1.3) — линии, соответствующие таким уровням звукового давления, которые при разных частотах создают впечатление одинаковой громкости.

Динамический диапазон — разность между уровнями звукового давления самого громкого и самого тихого звуков.

Качество звучания

Основные искажения при электроакустической передаче сигналов — частотные и нелинейные.

Частотные искажения возникают при неравномерной передаче спектра звуковых частот. Воспринимаются на слух как искажение тембра звучания.

Частотные искажения определяются по полосе воспроизводимых частот и неравномерности частотной характеристики.

Нелинейные искажения возникают при появлении в спектре передаваемых звуковых частот частотных составляющих, которых не было во входном сигнале. Воспринимаются на слух в виде различных шорохов, потрескиваний и изменений тембра звучания.

Оценка нелинейных искажений производится по коэффициенту гармоник K_g .

Помехи — электрические колебания, возникающие в канале связи и накладываются на полезный электрический сигнал. Помехи делятся на внутренние и внешние.

К внутренним помехам относятся фон и шум.

Фон — электрические колебания с частотами 50, 100, 150 Гц, кратными частоте питающего переменного тока, вызываемые недостаточным сглаживанием выпрямленного тока в выпрямителе (или наводками).

Шум — флуктуационные помехи, обусловленные физической природой электрических цепей и электронных приборов. В отличие от фона спектр шума непрерывен в полосе воспроизводимых частот.

Слышимые фон и шум отличаются от основной передачи, и их обнаружение не требует музыкальности слуха. Наибольшая слышимость помех приходится на паузы в основной программе. Поэтому помехи оцениваются при отсутствии передачи основного сигнала по их относительному уровню.

Уровень помехи (фона, шума) — отношение помехи к номинальному полезному сигналу, выраженное в дБ.

Отношение сигнала к помехе (с/п) — отношение номинального полезного сигнала $U_{ном}$ к помехе $U_{п}$, выраженное в дБ.

Внешние помехи зависят от вида канала связи (см. помехи радиовещательному приему).

Для характеристики качества звучания в зависимости от слышимости искажений ГОСТ 11515—65 принята следующая классификация **заметности искажений**:

а) «совершенно незаметно» — означает, что искажение (или помеха) данной величины заметно приблизительно в 10—15% случаев; это соответствует погрешности (ошибке) в показаниях экспертов, вызванной условиями экспериментов;

б) «практически незаметно» — означает, что искажение (или помеха) данной величины заметно приблизительно в 15—30% случаев; это соответствует условиям, при которых большинство экспертов не замечает искажения;

в) «неуверенно заметно» — означает, что искажение (или помеха) данной величины заметно приблизительно в 50% случаев, при этом вероятность заметить это искажение равна вероятности не заметить его;

г) «уверенно заметно» — означает, что искажение (или помеха) данной величины заметно более чем в 50% случаев; условно принимают заметность в среднем равной приблизительно 75% случаев.

В зависимости от заметности искажений различают четыре класса качества звучания вещательной передачи: высший, I, II и III.

Высшему классу соответствует звучание, при котором искажения и помехи «практически незаметны» высококвалифицированным экспертам и «совершенно незаметны» для остальных экспертов.

I классу соответствует звучание, при котором искажения и помехи «неуверенно заметны» высококвалифицированным экспертам и «практически незаметны» для остальных экспертов при сравнении со звучанием по высшему классу.

II классу соответствует звучание, при котором искажения и помехи «уверенно заметны» высококвалифицированным экспертам и «неуверенно заметны» остальным экспертам при сравнении со звучанием по высшему классу.

III классу соответствует звучание, при котором искажения и помехи «уверенно заметны» при непосредственном сравнении со звучанием по высшему классу.

1.2. КАНАЛ РАДИОВЕЩАНИЯ

Канал радиовещания — комплекс аппаратуры и линий от микрофона в студии до громкоговорителя приемника.

Тракт радиовещания — любая часть канала радиовещания, выполняющая определенные функции.

Звено — любая часть тракта радиовещания, имеющая определенное назначение.

Канал радиовещания (рис. 1.4) содержит: студийный комплекс, коммутационно-распределительную аппаратуру (КРА), радиопередатчик, радиопередающую и радиоприемную антенны и радиоприемник.

Студийная часть тракта радиовещания (от входа микрофонного усилителя до входа КРА) включает комплекс оборудования студийных аппаратных (усилители электрических сигналов звуковой частоты: микрофонный, программный, линейный) и соединительную линию до входа КРА.

Передающая часть тракта радиовещания включает комплекс оборудования от входа КРА до выхода передатчика в антенну.

Приемная часть тракта радиовещания включает радиоприемную антенну и радиоприемник.

Идеальный радиовещательный тракт должен обеспечивать прохождение всего слышимого спектра звуковых частот (20 Гц—20 кГц) при отсутствии искажений и помех.

Для реальных трактов устанавливаются нормы, определяющие воспроизводимый диапазон частот, а также допустимые искажения и помехи.

Основные качественные показатели радиовещательных трактов нормируются ГОСТ 11515 — 65. Для удовлетворения требованиям стандарта тракт должен работать в номинальном режиме и с номинальной нагрузкой.

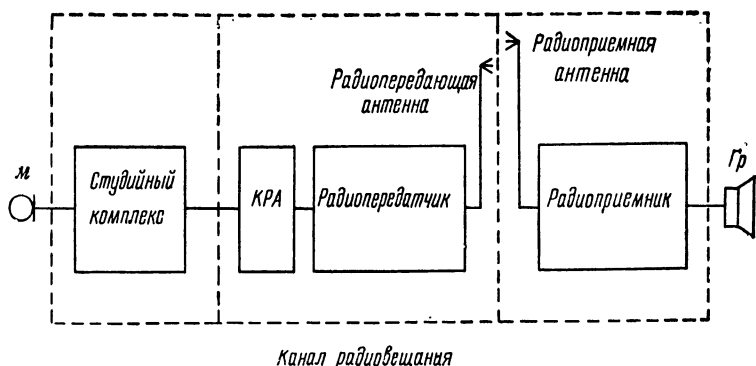


Рис. 1.4

Номинальный режим соответствует режиму, в котором тракт должен обеспечивать качественные показатели, нормированные ГОСТ.

Номинальная нагрузка — расчетная для данного тракта, на которой он обеспечивает передачу с качественными показателями, соответствующими нормированным величинам.

Для определения таких показателей, как воспроизводимый диапазон частот и неравномерность частотной характеристики, измеряют АЧХ — **амплитудно-частотную характеристику** тракта (рис. 1.5, а).

На вход тракта (или звена) от звукового генератора (ЗГ) подается синусоидальный измерительный сигнал звуковой частоты. На входе и выходе тракта измеряют напряжение U_1 и U_2 при различных частотах. При этом напряжение U_1 поддерживается неизменным. При измерениях исследуемый тракт нагружается на номинальную нагрузку или ее эквивалент (R_n). Номинальный режим работы тракта устанавливается на частоте 1000 Гц. АЧХ измеряется при напряжениях 0,5 и 0,1 от номинального на частотах: 30, 50, 100, 200, 400, 1000, 2000, 4000, 6000, 8000, 10 000, 12 000 и 15 000 Гц. Для трактов I и II классов измерительные частоты ограничиваются диапазоном воспроизведения.

Среднеквадратичный коэффициент гармоник (κ_r) измеряется с помощью измерителя нелинейных искажений (ИНИ). Для этого (рис. 1.5, а) на вход тракта (или звена) от звукового генератора подается синусоидальный измерительный сигнал звуковой частоты. Номинальный режим тракта устанавливается на частоте 1000 Гц; κ_r измеряется при номинальном напряжении (или при уровнях, указанных в ГОСТ) на частотах: 30, 60, 120, 400, 1000, 2000, 5000 и 7000 Гц.

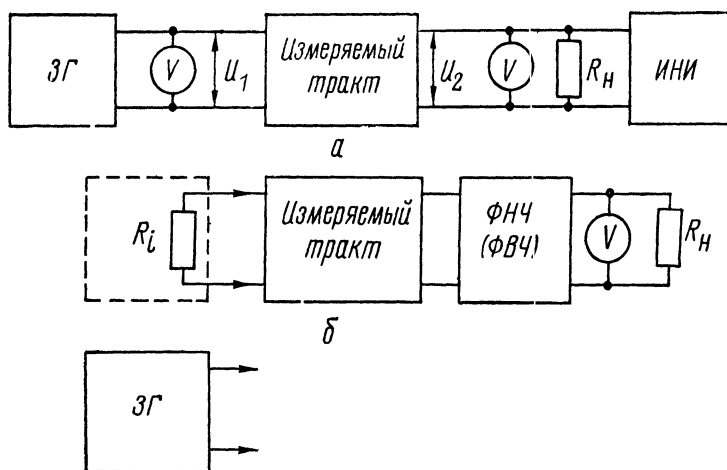


Рис. 1.5

Основные виды помех, нормируемые ГОСТ, — шум и фон. При этом шум рассматривается как высокочастотная часть помехи, а фон — как низкочастотная. Поэтому измерение этих помех производится отдельно, с помощью соответствующих фильтров: нижних (ФНЧ) или верхних частот (ФВЧ). Фон измеряется через ФНЧ с верхней граничной частотой 200 Гц, а шум — через ФВЧ с нижней граничной частотой 200 Гц.

Измерение помех производится по схеме (рис. 1.5, б) с помощью вольтметра эффективных значений. На вход испытуемого тракта подается синусоидальный измерительный сигнал частотой 1000 Гц и устанавливается номинальное напряжение на выходе тракта, нагруженного на номинальную нагрузку или ее эквивалент (R_H). Источник сигнала (звуковой генератор) отключается от входа измеряемого тракта, и подключается экранированное сопротивление, равное внутреннему сопротивлению источника помехи U_n . Отношение сигнала к помехе определяется в дБ.

Тракт радиовещания характеризуется большим диапазоном изменения напряжения электрических сигналов и их мощностей. В связи с этим удобно пользоваться логарифмическими единицами — децибелами.

Если отношение напряжений или мощностей меньше 1, то перед числом децибел ставится знак минус.

При сравнении уровней напряжения и мощности отсчет принято производить относительно нулевого. За **нулевой уровень электрического сигнала** принята мощность в 1 мВт, выделяемая на активной нагрузке сопротивлением 600 Ом. Этой мощности соответствует напряжение 0,775 В, которое принято за нулевой уровень электрического напряжения.

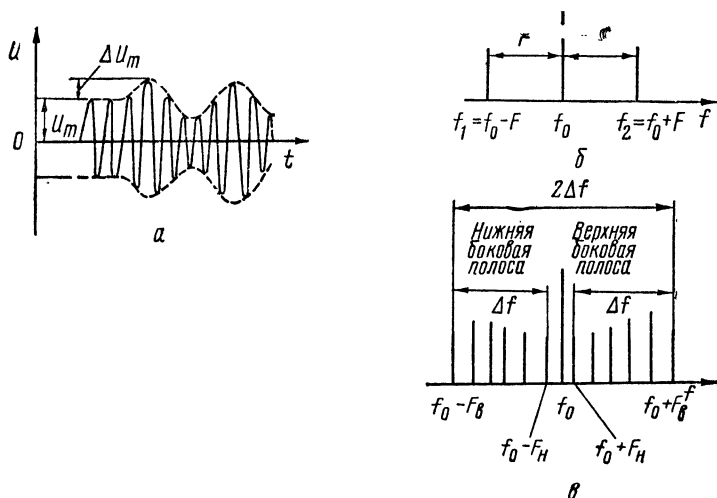


Рис. 1.6

1.3. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЙ ТРАКТ

На вход передающей части тракта радиовещания — радиопередающего тракта поступают электрические сигналы низкой звуковой частоты (НЧ), которые модулируют в радиопередатчике электрические колебания высокой частоты (ВЧ).

Радиосигнал — ВЧ модулированное колебание — с выхода радиопередающего тракта поступает в радиопередающую антенну, преобразующую радиосигнал в электромагнитные волны, излучаемые в пространство.

Для радиовещания используют два основных вида модуляции: амплитудную (АМ) и частотную (ЧМ).

При **амплитудной модуляции** амплитуда ВЧ колебаний изменяется по закону модулирующего НЧ сигнала.

Для простейшего АМ колебания, огибающая которого (рис. 1.6, а) изменяется по гармоническому закону (с частотой модуляции F), **спектр радиосигнала** (рис. 1.6, б) содержит: несущую частоту (f_0), соответствующую длине волны, на которой работает радиопередатчик, и две боковые частоты — нижнюю f_1 и верхнюю f_2 .

Для сложного АМ колебания, огибающая которого изменяется в спектре воспроизводимого диапазона звуковых частот, спектр радиосигнала (рис. 1.6, в) содержит кроме несущей частоты две боковые полосы.

Ширина спектра радиосигнала при двухполосной АМ

$$2\Delta f \cong 2 F_v,$$

где F_v — высшая частота модуляции.

Глубина модуляции АМ сигнала (m) — отношение максимального приращения амплитуды колебания ΔU_m (рис. 1.6, а) к среднему ее значению U_m :

$$m = \Delta U_m / U_m.$$

При **частотной модуляции** амплитуда ВЧ колебаний остается неизменной, а частота изменяется по закону модулирующего НЧ сигнала.

Девияция частоты — отклонение частоты Δf_m от ее исходного значения (несущей частоты f_0), пропорциональное амплитуде модулирующего НЧ сигнала.

Индекс частотной модуляции (M) — отношение максимального значения девиации частоты ($\Delta f_{m \text{ макс}}$), соответствующей самой глубокой модуляции, к верхней частоте модуляции F_v :

$$M = \Delta f_{m \text{ макс}} / F_v.$$

Глубина модуляции ЧМ сигнала — отношение девиации частоты (Δf_m) к максимальному значению девиации частоты ($\Delta f_{m \text{ макс}}$) для данной сети вещания.

Ширина спектра радиосигнала при ЧМ:

$$2\Delta f \cong 2 F_v (1 + M + \sqrt{M}).$$

Диапазоны частот (волн), установленные в СССР для радиовещания, приведены в табл. 1.1.

Для вещания в диапазоне УКВ используется частотная модуляция, а в диапазонах ДВ, СВ и КВ — амплитудная.

В нашей стране принята **система ЧМ вещания** с максимальной девиацией частоты $\Delta f_{m \text{ макс}} = 50$ кГц и $F_v = 15$ кГц. При

Таблица 1.1

Диапазон	Частота, МГц	Длина волны, м
Длинноволновый — ДВ	0,15—0,408	2000—753,3
Средневолновый — СВ	0,525—1,605	571,4—186,9
Коротковолновый — КВ	3,95—12,1	75,9—24,8
Ультракоротковолновый — УКВ	65,8—73,0	4,56—4,11

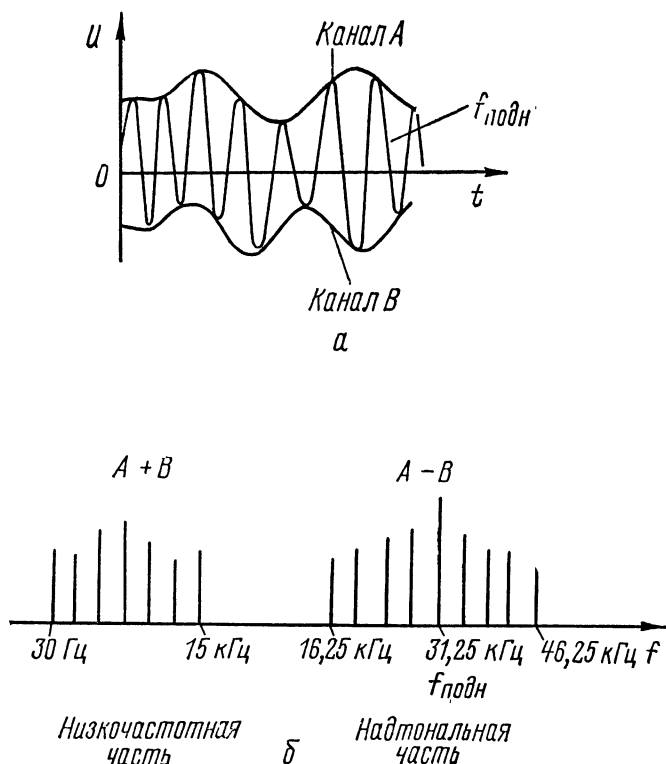


Рис. 1.7

этом индекс модуляции $M \approx 3,3$, а ширина спектра радиосигнала составляет примерно 180 кГц. Ближайший канал отстает от частоты полезного сигнала на 120 кГц (если оба сигнала имеют одну и ту же синфазную модуляцию) или на 180 кГц (если оба сигнала имеют другую модуляцию).

В диапазонах ДВ и СВ несущие частоты радиовещательных станций отличаются на 9 кГц.

Основные качественные показатели радиопередающего тракта должны удовлетворять требованиям ГОСТ 11515—65. При этом радиовещательный тракт от входа микрофонного усилителя до выхода в радиопередающую антенну для УКВ ЧМ вещания должен соответствовать требованиям высшего класса, а для диапазонов ДВ, СВ и КВ (АМ вещания) — требованиям I класса.

Стереофоническое радиовещание в СССР осуществляется в диапазоне УКВ по системе с полярной модуляцией. По этой

системе (ГОСТ 18633—73) частотная модуляция УКВ передатчика осуществляется в режиме стереофонического вещания комплексным стереофоническим сигналом (КСС), который образуется из полярно-модулированного колебания (ПМК).

Спектр КСС (рис. 1.7, б) содержит низкочастотную и надтональную части.

Низкочастотная часть представляет собой сумму частот левого и правого стереоканалов ($A+B$) — суммарный сигнал, который как при обычной, монофонической передаче занимает спектр 30—15 000 Гц.

Спектр надтональной части КСС содержит вспомогательную поднесущую частоту $f_{\text{подн}}$, амплитудно-модулированную разностным сигналом ($A-B$). Огибающая положительных амплитуд изменяется в соответствии с сигналом A (рис. 1.7, а), а отрицательных амплитуд — с сигналом B .

Система с полярной модуляцией совместима: возможен как монофонический, так и стереофонический прием. При этом монофонический приемник будет принимать только низкочастотную часть КСС.

Согласно ГОСТ 18633—73 задается частота поднесущей 31 250 Гц; надтональная часть КСС занимает спектр от 16,25 до 46,25 кГц, и поднесущая частота в КСС подавляется на 14 дБ (в 5 раз).

Если поднесущую частоту передавать без ослабления, то на ее передачу (при отсутствии сигналов в обоих стереоканалах) потребуется использовать около 55% максимальной девиации частоты ($\Delta f_{\text{т макс}}$). Это приведет к уменьшению громкости прослушивания стереофонической передачи в 2,24 раза (на 7 дБ) по сравнению с монофонической. При подавлении поднесущей частоты в 5 раз девиация ее составляет 20% от $\Delta f_{\text{т макс}}$ и громкость при приеме уменьшается только в 1,26 раза (на 2 дБ), что почти не воспринимается на слух.

1.4. РАДИОПРИЕМНЫЙ ТРАКТ

Приемная часть радиовещательного тракта содержит (рис. 1.8, а) радиоприемную антенну и радиоприемник.

Радиоприемная антенна улавливает электромагнитные волны, излучаемые передающей антенной, и преобразует их в радиосигналы. На антенну воздействуют также различные внешние помехи, которые накладываются на полезный сигнал.

Радиоприемник содержит три основных звена: ВЧ тракт, детектор и НЧ тракт.

ВЧ тракт приемника (от антенны до детектора) имеет две основные функции: в нем осуществляется селекция — отделение полезного сигнала от внешних помех, действующих на приемную антенну, и усиление полезного сигнала до уровня, обес-

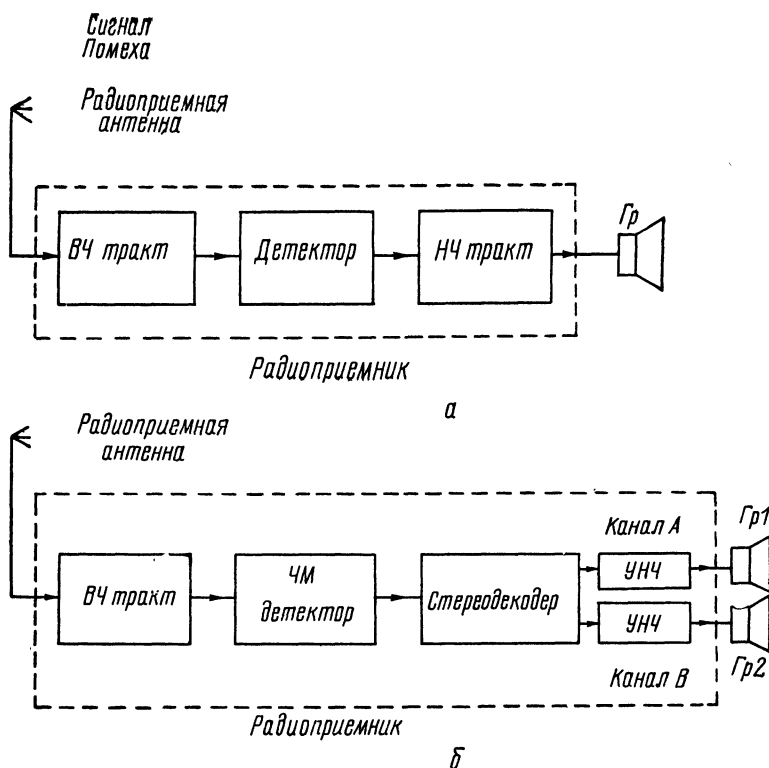


Рис. 1.8

печивающего нормальную работу детектора (в режиме, обеспечивающем малые искажения).

Способы селекции, применяемые для ослабления мешающего действия помех, основаны на том, что радиоприемник отличает сигнал от помехи по некоторым признакам, свойственным только сигналу. Для радиовещательного приема используется частотная селекция (избирательность), осуществляемая с помощью цепей селекции — частотно-селективных цепей (см. 9 1).

В зависимости от структуры ВЧ тракта радиоприемники делятся на два основных типа: прямого усиления и супергетеродинные.

ВЧ тракт приемников прямого усиления содержит усилитель радиочастоты (УРЧ) и цепи селекции — колебательные контуры, настроенные на частоту полезного радиосигнала.

В ВЧ тракте супергетеродинного радиоприемника прини-

маемый сигнал (с частотой f_c) преобразуется в сигнал другой, промежуточной частоты $f_{пч}$ и уже на этой частоте усиливается до детектора. При таком преобразовании должен сохраняться закон модуляции (АМ или ЧМ). Для преобразования частоты используется вспомогательный генератор, входящий в состав приемника, — гетеродин, который генерирует ВЧ колебания с частотой f_r . Промежуточная частота представляет собой разность двух частот — полезного сигнала (f_c) и гетеродина (f_r): $f_{пч} = |f_r - f_c|$.

Основное достоинство супергетеродинного метода приема заключается в том, что усиление и селекция осуществляются на одной, фиксированной частоте ($f_{пч}$), не зависящей от частоты принимаемого сигнала.

В настоящее время супергетеродин — основной тип радиоприемника. Сведения о ВЧ тракте приемников этого типа приведены в главах 10 и 11.

Основная функция детектора — демодуляция, или детектирование, ВЧ сигнала — выделение напряжения, соответствующего модулирующему НЧ сигналу. В зависимости от вида модуляции различают детекторы АМ и ЧМ сигналов. Сведения о детекторах обоих типов приведены в третьем разделе (глава 12).

Тракт НЧ содержит усилитель НЧ, с помощью которого продетектированный сигнал (сигнал после детектора), соответствующий модулирующему НЧ сигналу, усиливается до уровня, требуемого для нормальной работы громкоговорителя. Основные сведения о трактах НЧ приведены во втором разделе.

При приеме стереофонических сигналов структурная схема радиоприемника содержит (рис. 1.8, б) помимо ВЧ тракта и ЧМ детектора специальное декодирующее устройство — стереодекодер. В нем восстанавливается поднесущая частота до первоначальной величины и детектируется полярно-модулированный надтональный сигнал. Тракт НЧ стереофонических приемников содержит два идентичных канала усиления (см. 7.2.3).

1.4.1. Радиоприемные антенны

Радиоприемные антенны, используемые в радиовещательных приемниках, делятся на профессиональные и абонентские (любительские).

Радиоволны, излучаемые передающей антенной, создают в точке приема электромагнитное поле напряженностью E . Оно приводит в приемной антенне ЭДС радиосигнала E_A .

По отношению к радиоприемнику приемная антенна может рассматриваться как генератор с ЭДС E_A и внутренним сопротивлением Z_A (рис. 1.9, а).

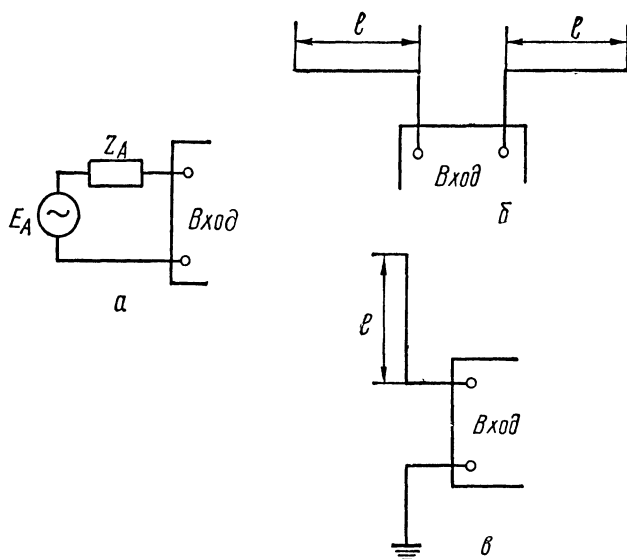


Рис. 1.9

Коэффициент пропорциональности между напряженностью поля E и ЭДС радиосигнала E_A , характеризующий эффективность приема, называется действующей высотой (длиной) h_d : $h_d = E_A/E$.

В большинстве антенн в качестве основных принимающих элементов применяются симметричные или несимметричные вибраторы.

Симметричный вибратор, или диполь (рис. 1.9, б), состоит из двух проводов одинаковой длины, между которыми включается линия, соединяющая антенну с приемником. У полуволнового вибратора длина l выбирается равной половине длины волны принимаемого электромагнитного колебания.

Несимметричный вибратор (рис. 1.9, в) располагается над проводящей поверхностью и имеет один проводник, соединенный с приемником. Второй зажим приемника соединяется с землей.

Основные характеристики приемных антенн: действующая высота (h_d) и сопротивление (Z_A) зависят от конструкции антенны и соответствия ее размеров и длины волны принимаемого колебания.

Абонентские приемные антенны делятся на внешние, находящиеся вне приемника, и внутренние, или встроенные, располагаемые внутри приемника или укрепленные на его корпусе.

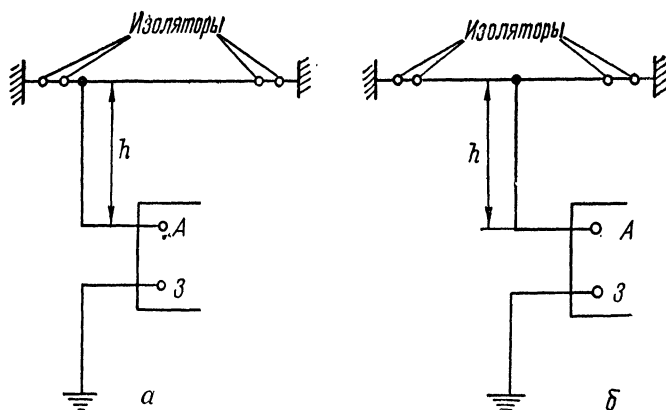


Рис. 1.10

Внешние антенны

К внешним относятся наружные антенны (находящиеся вне помещения) и комнатные.

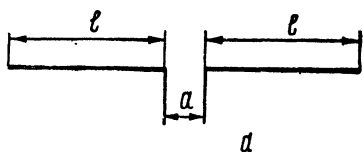
Наружные антенны, используемые в диапазонах ДВ, СВ и КВ,— это в основном разновидности несимметричных вибраторов, Г- и Т-образные антенны (рис. 1.10), имеющие небольшие размеры (по сравнению с длиной волны). Такие антенны подвешиваются к опорам на высоте (h) 10—15 м над землей или 3—8 м над крышей (играющей роль противовеса) и имеют длину горизонтальной части до 20—30 м. Действующая высота Г- и Т-образных антенн (с учетом горизонтальной части) примерно соответствует высоте их подвеса: $h_d \cong h$.

Комнатные антенны, используемые в диапазонах ДВ, СВ и КВ,— короткие несимметричные вибраторы длиной от одного до нескольких метров. Их действующая высота составляет примерно половину их длины: $h_d \cong l/2$.

Сопротивление внешних антенн для ДВ, СВ и КВ комплексное и зависит от диапазона принимаемых частот. В общем случае такие антенны могут рассматриваться как последовательное соединение трех элементов: активного сопротивления R_A , индуктивности L_A и емкости C_A . Величины R_A , L_A и C_A зависят от размеров антенны и длины волны. На КВ влияние реактивных элементов проявляется незначительно, и сопротивление внешних антенн в основном активное (R_A).

Внешние антенны, используемые в диапазоне УКВ,— вибраторы: полуволновой линейный и петлевой (рис. 1.11).

Полуволновой линейный вибратор (рис. 1.11, а) выполняется из металлических трубок диаметром 8—30 мм. Длина плеча вибратора l выбирается равной половине средней длины волны УКВ диапазона $\lambda_{ср}$. Между торцами трубок устанавливается зазор (a) 50—70 мм. Для такой антенны действующая высота $h_d = \lambda/\pi$, а сопротивление чисто активное и равно $R_A = 73$ Ом.



Петлевой вибратор (рис. 1.11, б) также выполняется из металлических трубок диаметром 8—30 мм. Расстояние между осями трубок (b) устанавливается 70—80 мм, а между внутренними концами трубок (c) — 50—70 мм. Крепится такой вибратор к мачте в середине неразрезной части трубки, в точке нулевого потенциала (0). Действующая высота петлевого вибратора $h_d = 2\lambda/\pi$ (в 2 раза больше, чем полуволнового), а сопротивление $R_A = 292$ Ом (в 4 раза больше, чем полуволнового).

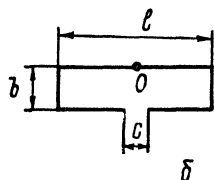
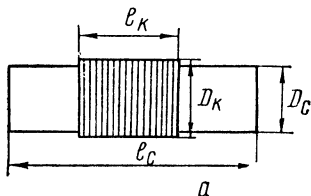


Рис. 1.11

Встроенные антенны

В качестве встроенных антенн используются: ферритовые (преимущественно в диапазонах ДВ и СВ), телескопические (в диапазонах КВ и УКВ) и симметричные УКВ диполи.

Ферритовые антенны (ФА) выполняются в виде катушки (рис. 1.12, а), расположенной на стержневом сердечнике (цилиндрического или прямоугольного сечения) из ВЧ магнитного материала — феррита, имеющего значительную магнитную проницаемость. Размеры ферритовых сердечников и их начальная магнитная проницаемость (μ_0) стандартизованы.



Действующая высота ФА зависит от диаметра катушки (D_K), числа ее витков (w), магнитной проницаемости сердечника (μ_h) и длины волны (λ):

$$h_d \cong 5 \frac{D_K^2 w \mu_h}{\lambda}.$$

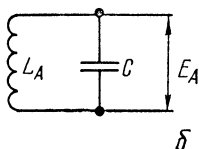


Рис. 1.12

Обычно катушка ФА используется во входном контуре приемника (см. 10.2). При этом ЭДС E_A на зажимах катушки ФА (рис. 1.12, б) будет определяться не только действующей высотой ФА (h_d), но и добротностью катушки Q_A .

Эффективность ФА (η_A) — отношение ЭДС на зажимах ее катушки, включенной в состав колебательного контура, к напряженности поля: $\eta_A = E_A/E = h_d Q_A$.

Действующая высота ФА обычно мала (порядка нескольких мм). Однако за счет высокой добротности Q_A (80—200) эффективность ФА примерно соответствует несимметричному вибратору, имеющему длину 1—2 м.

ФА обладает направленным действием — наводимая в ней ЭДС зависит от угла падения приходящей волны. Для получения наилучших условий приема ФА в стационарных радиоприемниках делаются поворотными. В переносных приемниках ФА жестко закрепляются и наилучшие условия приема достигаются поворотом всего приемника вместе с ФА.

Телескопические антенны (ТА) имеют выдвижную конструкцию с большим числом колен убывающей длины. В развернутом состоянии ТА — несимметричный вертикальный вибратор, т. е. штырь длиной (l) 1—1,2 м.

В диапазоне КВ (длина волны значительно превышает l) действующая высота ТА должна соответствовать половине ее длины: $h_d = l/2$.

У переносных радиоприемников с ТА эффективность приема зависит от электрической емкости корпуса приемника ($C_{\text{корп}}$) относительно земли (рис. 1.13). С учетом $C_{\text{корп}}$ антенна представляет собой емкость величиной

$$C_{\text{экв}} = \frac{C_A C_{\text{корп}}}{C_A + C_{\text{корп}}}.$$

В переносных радиоприемниках ТА обычно является общей для диапазонов КВ и УКВ. При этом в диапазоне УКВ действующая высота ТА и ее сопротивление зависят от длины волны λ . В частности, действующая высота

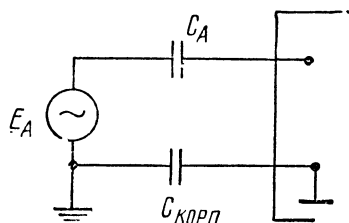


Рис. 1.13

$$h_d = \frac{l}{2\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{\lambda} l.$$

В автомобильных радиоприемниках ТА используются для приема во всех диапазонах волн.

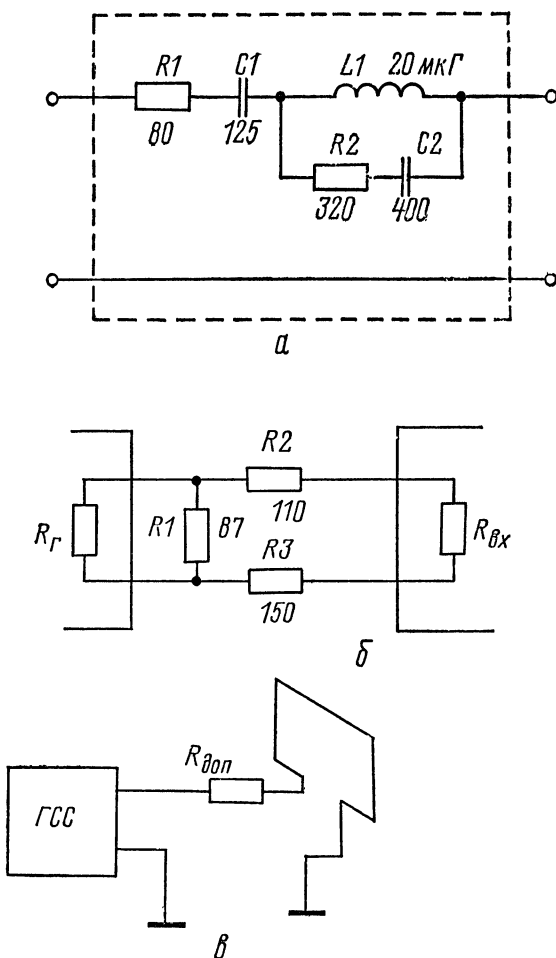


Рис. 1.14

Встроенные УКВ диполи используются в стационарных радиоприемниках. Применяются как полуволновые вибраторы (длина плеч $l = \lambda/2$), так и укороченные ($l < \lambda/2$). Эффективность встроенной антенны в диапазоне УКВ — один из параметров радиовещательных приемников — по ГОСТ 5651—64 (см. 11.1).

Применение тех или иных антенн зависит не только от диапазона принимаемых частот, но и от условий приема.

В связи с большим разнообразием внешних абонентских антенн и неопределенностью их основных характеристик (h_d и Z_A), зависящих от конструкции, геометрических размеров, диапазона частот, при испытаниях радиовещательных приемников вместо антенн включают стандартные эквиваленты и генераторы стандартных сигналов (ГСС) с напряжением $U_{ГСС}$ и выходным сопротивлением R_r .

Эквивалент антенны — электрическая цепь, которая позволяет получить одинаковые напряжения и токи на входе приемника на заданной частоте как в случае воздействия на реальную антенну сигнала с напряженностью поля E , так и при подведении к этой цепи напряжения $U_{ГСС} = E_A = h_d E$.

При испытаниях радиоприемников в диапазонах ДВ, СВ, КВ используется эквивалент наружной антенны, который содержит элементы R , C и L (рис. 1.14, а). Такой эквивалент соответствует наружной антенне, имеющей действующую высоту 5 м. В диапазонах ДВ и СВ эквивалент может рассматриваться как последовательное соединение активного сопротивления и емкости (100—200 пФ), а на КВ — как активное сопротивление 400 Ом. Сопротивление R_1 эквивалента включает и выходное сопротивление ГСС R_r .

При испытаниях радиоприемников в диапазоне УКВ в качестве эквивалента наружной антенны используется согласующее звено между активным выходным сопротивлением генератора R_r и входным сопротивлением приемника $R_{вх}$.

Вход УКВ блока радиоприемника (см. 11.2) может быть несимметричным ($R_{вх}=75$ Ом) и симметричным ($R_{вх}=300$ Ом). Если $R_r=75$ Ом, а $R_{вх}=300$ Ом, то используется согласующее звено (рис. 1.14, б).

При испытаниях приемников с ФА применяется **генератор поля**. Простейший генератор поля, используемый при измерениях параметров переносных радиоприемников в диапазонах ДВ и СВ (рис. 1.14, в), содержит одновитковую рамку площадью 0,38 м², выполненную из медного провода диаметром 4,5—5,0 мм. Такая рамка подключается к ГСС через сопротивление $R_{доп}$. Если $R_{доп}=80$ Ом, то на расстоянии 0,42 м напряженность поля E , создаваемая таким генератором, численно равна напряжению на выходе ГСС ($U_{ГСС}$).

При испытаниях автомобильных радиоприемников нормы (ГОСТ 17692—72) в диапазонах ДВ, СВ, КВ даны при работе приемника от автомобильной антенной системы с эквивалентными параметрами: емкость штыревой части антенны $C_A = 12$ пФ; суммарная параллельная емкость соединительного кабеля и корпуса антенны $C_{пар} \leq 75$ пФ. Данные эквивалента антенны в диапазоне УКВ ГОСТ не предусматривает.

1.4.2. Помехи радиовещательному приему

Помехи радиоприему делятся на внешние (возникающие вне приемника) и внутренние.

К внешним радиопомехам относятся атмосферные, промышленные и помехи от посторонних радиостанций.

Атмосферные радиопомехи вызываются электромагнитным излучением грозовых разрядов и других электрических атмосферных явлений. Интенсивность атмосферных помех уменьшается с ростом рабочей частоты диапазона. Они проявляются в основном в диапазонах ДВ и СВ. Атмосферные помехи по своей структуре являются импульсными и прослушиваются в громкоговорителе как треск или шорох (при дальних грозах). Для ослабления влияния этих помех сужается полоса пропускания радиоприемника (см. 12.2.1).

Промышленные радиопомехи — электромагнитные возмущения, создаваемые различными устройствами, которые могут оказывать мешающее действие радиоприему.

Источники промышленных радиопомех — объекты и устройства, создающие промышленные радиопомехи в любой части диапазона частот от 0,15 до 300 МГц. Такими источниками являются (ГОСТ 16842—71): электроустройства промышленного и бытового назначения; электротранспорт и электрооборудование для него; высоковольтные линии электропередачи; устройства, имеющие двигатели внутреннего сгорания с электрической системой зажигания; аппараты, приборы и оборудование проводной связи; ВЧ приборы и установки промышленного, медицинского, научного назначения; радиовещательные и телевизионные приемники; осветительные установки с люминесцентными лампами; средства вычислительной техники и др.

Промышленные радиопомехи прослушиваются как треск и шелчки. Помехи системы зажигания прослушиваются как треск или жужжание, частота которых определяется частотой искрообразования системы зажигания.

Интенсивность промышленных помех, так же как и атмосферных, уменьшается с ростом рабочей частоты диапазона.

Важной особенностью промышленных радиопомех является то, что с ними можно бороться не только в месте приема, но и в месте их возникновения. Для источников радиопомех стандарты и нормативно-техническая документация устанавливают допустимое значение радиопомех. С помощью мероприятий, предусмотренных в общегосударственном масштабе, промышленные радиопомехи ослабляются до уровней, не выходящих за пределы норм. Эти мероприятия включают: применение искрогасящих устройств; экранирование частей промышленных уста-

новок, излучающих электромагнитные волны; включение защитных фильтров и т. д.

Основные виды промышленных радиопомех, создаваемых радиоприемниками, — излучение на частоте гетеродина, на частотах гармоник гетеродина и на промежуточной частоте. Особую опасность представляет излучение на частоте гетеродина в диапазоне УКВ, так как частота излучения попадает в полосу пропускания 3-го телевизионного канала, а антенна радиоприемника — источник излучения может располагаться вблизи телевизионной антенны. ГОСТ 5651—64 на радиовещательные приемники нормирует допустимое излучение гетеродина в диапазоне УКВ. Стандартом устанавливается величина напряженности поля (в мкВ/м) на расстоянии 3 м от антенны.

Промышленные радиопомехи порождают электромагнитные поля, имеющие преобладающую электрическую составляющую. ФА, как разновидность магнитных антенн, реагирует в большей степени на магнитную составляющую электромагнитного поля. Поэтому ФА могут в определенных пределах ослаблять действие промышленных радиопомех.

Промышленные помехи, вызванные системой зажигания, особенно сильно влияют на автомобильные радиоприемники, где предусматриваются специальные меры по борьбе с помехами.

Промышленные радиопомехи действуют на антенну радиоприемника, наводя в ней ЭДС помехи, и непосредственно на его каскады, а также проникают по цепям питания. Помехи, обусловленные непосредственным воздействием, устраняются путем экранирования, а действующие по цепям питания подавляются с помощью электрических фильтров.

Помехи от посторонних радиостанций возникают при работе мешающих радиостанций как в той же полосе частот, в которой ведется прием, так и на других частотах.

Канал приема — полоса частот со средней частотой, отличной от частоты настройки, на которой входное напряжение вызывает искажение принимаемого сигнала или появление выходного напряжения при отсутствии полезного сигнала либо при немодулированном полезном сигнале.

Различают соседний и дополнительные каналы приема.

Соседний канал приема определяется минимальной (отличной от нуля) расстройкой станций и связан с существующим распределением частот радиовещательных станций. В диапазоне ДВ и СВ несущие частоты соседних станций отличаются на 9 кГц. Для диапазона КВ минимальная расстройка станций составляет примерно 5 кГц. Такую расстройку называют ближайшим каналом.

Дополнительные каналы приема — каналы приема, входное напряжение на которых может с напряжением основной частоты или с напряжением на гармониках гетеродина образо-

вать в преобразователе супергетеродинного приемника напряжение промежуточной частоты.

К дополнительным каналам приема относятся такие, существование которых вызвано супергетеродинным методом приема: зеркальный (симметричный) канал, канал по промежуточной частоте, каналы приема на гармониках гетеродина.

Зеркальный канал — дополнительный канал приема, отличающийся по частоте от частоты настройки приемника на величину, равную удвоенному значению промежуточной частоты.

В ВЧ тракте радиоприемника за счет нелинейности его компонентов увеличивается действие помех. Наиболее вредны нелинейные эффекты: перекрестные искажения и интермодуляция.

Перекрестные искажения — искажения, возникающие вследствие воздействия мешающего сигнала, при котором несущая частота полезного сигнала оказывается модулированной составляющими модуляции мешающего сигнала.

Интермодуляция — образование помехи с частотой, близкой к частоте полезного сигнала (или к промежуточной частоте), за счет действия на нелинейный компонент двух сильных мешающих сигналов.

Для устранения помех, обусловленных нелинейными эффектами, должна быть повышена селективность. Кроме того, цепи радиоприемника, на которые одновременно с полезным сигналом могут действовать сильные помехи из других каналов, должны быть практически линейными.

В диапазоне УКВ атмосферные и промышленные радиопомехи (кроме обусловленных системой зажигания в автомобилях), а также помехи от отдаленных радиостанций мало заметны. Поэтому основной вид помех — внутренние (флуктуационные шумы и фон).

В диапазонах ДВ, СВ и КВ преобладают внешние помехи, внутренние играют меньшую роль.

Наряду с активными помехами, к которым относят внешние и внутренние, различают пассивные помехи, обусловленные особенностями распространения радиоволн. К пассивным помехам относится, в частности, замирание радиоволн, проявляющееся главным образом в диапазоне КВ.

1.4.3. Качество звучания

Радиоприемники, используемые для радиовещания, делятся на профессиональные и абонентские (любительские), или радиовещательные.

Основные показатели качества звучания для профессиональных приемников должны удовлетворять требованиям ГОСТ 11515—65.

На качественные показатели переносных и переносных

радиовещательных приемников, предназначенных для приема радиовещательных станций (кроме занимающих объем менее 0,3 дм³, автомобильных и специальных), а также на комбинированные установки (радиолы, магнитолы и др.) распространяется ГОСТ 5651—64.

Приемники, удовлетворяющие требованиям ГОСТ 5651—64, изготавливаются пяти классов: высший, I, II, III и IV.

На качественные показатели радиовещательных приемников, устанавливаемых в автомобилях и автобусах, а также автомобильно-переносных радиоприемников (при их использовании в автомобильном режиме эксплуатации), предназначенных для приема передач радиовещательных станций, распространяется ГОСТ 17692—72. Приемники, удовлетворяющие требованиям этого ГОСТ, делятся на три класса: I, II, III.

Методы электрических и акустических испытаний радиовещательных приемников нормируются ГОСТ 9783—71. Он предусматривает три различных вида измерения параметров (с учетом громкоговорителя и без него).

Измерение по звуковому давлению — измерение, результат которого выражается в виде звукового давления, создаваемого громкоговорителем на расстоянии 1 м.

Измерение по напряжению — измерение, результат которого выражается в виде напряжения, подводимого к громкоговорителю (или его эквиваленту).

Измерение по всему тракту радиоприемника — измерение параметров радиоприемника, когда испытываемый сигнал подводится к антенне или к гнездам внешней антенны.

ГОСТ на радиовещательные приемники (5651—64 и 17692—72) нормируют показатели качества звучания, предусмотренные для радиовещательных трактов (воспроизводимый диапазон частот, неравномерность частотной характеристики, среднеквадратичный коэффициент гармоник, отношение сигнал/помеха), с учетом специфических особенностей приемников.

Для радиовещательных приемников, удовлетворяющих требованиям ГОСТ 5651—64, предусматривается измерение частотных и нелинейных искажений радиоприемника и громкоговорителя, рассматриваемых как одно целое, — по звуковому давлению. Такие параметры называются акустическими.

Кривая верности — частотная характеристика всего тракта радиоприемника, измеренная по звуковому давлению.

ГОСТ нормирует кривую верности при заданной неравномерности (в зависимости от класса радиоприемника, его назначения и диапазона частот), а также коэффициент нелинейных искажений всего тракта усиления по звуковому давлению (в зависимости от класса радиоприемника и диапазона частот).

Шум и фон оцениваются с помощью параметров: отношение сигнал/шум и уровень фона.

Отношение сигнал/шум — отношение эффективного значения выходного напряжения, содержащего только НЧ составляющие, соответствующие частотам модулирующего напряжения, к эффективному значению выходного напряжения при немодулированном входном сигнале за исключением составляющих фона.

Отношение напряжения полезного сигнала к напряжению шума должно быть не менее 20 дБ в диапазонах ДВ, СВ, КВ и не менее 26 дБ — в диапазоне УКВ.

Уровень фона (по электрическому напряжению), измеряемый в дБ, нормируется как с антенного входа, так и со входа УНЧ (в зависимости от класса радиоприемника).

Для автомобильных радиоприемников, удовлетворяющих ГОСТ 17612—72, предусматривается измерение частотных и нелинейных искажений только радиоприемника, без громкоговорителя — по электрическому напряжению. Основными показателями качества звучания, нормируемыми ГОСТ, являются следующие:

частотная характеристика всего тракта по электрическому напряжению. При этом указывается номинальный диапазон воспроизводимых частот (в зависимости от диапазона волн), а вместо неравномерности АЧХ — допустимое ослабление (в дБ) напряжения верхней граничной частоты диапазона воспроизводимых частот по отношению к напряжению частоты 1000 Гц (в зависимости от диапазона волн);

коэффициент гармоник всего тракта по электрическому напряжению в % (для разных диапазонов волн);

отношение напряжения полезного сигнала к напряжению шума должно быть не менее 20 дБ в диапазонах ДВ, СВ, КВ и не менее 26 дБ — в диапазоне УКВ.

Уровень фона для автомобильных радиоприемников не нормируется, так как их питание осуществляется не от сети переменного тока.

При акустических измерениях, а также при измерениях параметров НЧ тракта и электроакустических приборов рекомендуется выбирать частоты, предусмотренные ГОСТ 12090—66 (Частоты для акустических измерений).

Глава 2

ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

2.1. ГРОМКОГОВОРИТЕЛИ

Громкоговоритель — пассивный электроакустический преобразователь, предназначенный для излучения звука в окружающее пространство. Он может содержать одну или более излучающих головок, необходимое акустическое оформление, необходимые пассивные электрические устройства (фильтры, трансформаторы, регуляторы и т. п.).

2.1.1. Основные определения и характеристики

Основные термины и определения, относящиеся к громкоговорителям, установлены ГОСТ 16122—70.

Головка громкоговорителя — самостоятельный узел громкоговорителя, предназначенный для преобразования сигналов звуковой частоты из электрической формы в акустическую и содержащий все необходимые для такого преобразования конструктивные элементы (излучающую диафрагму, звуковую катушку, магнитную систему и т. п.).

Головка прямого излучения (громкоговоритель динамический диффузорный) — головка громкоговорителя, предназначенная для излучения звука непосредственно в окружающее пространство.

Акустическое оформление — самостоятельный конструктивный элемент громкоговорителя, не участвующий в преобразовании сигналов из электрической формы в акустическую, но обеспечивающий эффективное излучение звука (акустический экран, закрытый, открытый или фазоинверсный ящик, рупор и т. п.).

Рабочий центр — точка, от которой производится отсчет расстояния от громкоговорителя. Для головок прямого излучения — геометрический центр симметрии излучающего отверстия головки.

Рабочая ось — прямая, проходящая через рабочий центр громкоговорителя в направлении преимущественного использования. Обычно прямая, проходящая через рабочий центр громкоговорителя и перпендикулярная к плоскости излучающего отверстия.

К основным электрическим характеристикам громкоговорителя относятся: номинальное электрическое сопротивление, частота основного резонанса и электрические мощности — номинальная и паспортная.

Номинальное электрическое сопротивление — активное сопротивление, которым замещают громкоговоритель при измерении электрической мощности, потребляемой от источника. Определяется минимальным модулем полного электрического сопротивления громкоговорителя в диапазоне частот выше частоты основного резонанса.

Частота основного резонанса — частота, при которой модуль полного электрического сопротивления громкоговорителя имеет первый основной максимум.

Электрическая мощность — мощность, рассеиваемая на сопротивлении, равном по величине номинальному электрическому сопротивлению громкоговорителя, при напряжении, равном напряжению на зажимах громкоговорителя.

Номинальная мощность — электрическая мощность, ограниченная тепловой и механической прочностью громкоговорителя и возникновением нелинейных искажений, превышающих заданную величину.

Паспортная мощность — электрическая мощность, указанная в паспорте громкоговорителя. За паспортную мощность принимают наибольшую неискаженную мощность усилителя, от которого громкоговоритель может длительное время удовлетворительно работать на реальном звуковом сигнале. Паспортная мощность не может быть менее номинальной мощности.

К основным электроакустическим характеристикам громкоговорителя относятся: номинальный диапазон частот, частотная характеристика звукового давления, среднее стандартное звуковое давление и др.

Номинальный диапазон частот — диапазон частот, в котором определяются параметры громкоговорителя (оговаривается в технической документации на громкоговоритель).

Частотная характеристика звукового давления (частотная характеристика) — зависимость от частоты звукового давления, развиваемого громкоговорителем в точке свободного поля, находящейся на определенном расстоянии от рабочего цент-

ра, при постоянном напряжении на зажимах громкоговорителя.

Неравномерность частотной характеристики звукового давления — отношение максимального звукового давления к минимальному в номинальном диапазоне частот, выраженное в децибелах. Пики и провалы частотной характеристики уже $\frac{1}{8}$ октавы не учитываются.

Среднее звуковое давление — среднеквадратичное значение звукового давления, развиваемого громкоговорителем в определенном диапазоне частот в заданной точке свободного поля; усреднение производится по значениям звукового давления на частотах, распределенных равномерно в логарифмическом масштабе.

Характеристическая чувствительность — отношение среднего звукового давления, развиваемого громкоговорителем в номинальном диапазоне частот на рабочей оси на расстоянии 1 м от рабочего центра, к корню квадратному из подводимой электрической мощности.

Среднее стандартное звуковое давление — среднее звуковое давление, развиваемое громкоговорителем в номинальном диапазоне частот на рабочей оси на расстоянии 1 м от рабочего центра при подведении к нему напряжения, соответствующего электрической мощности, равной 0,1 Вт. Среднее стандартное звуковое давление численно равно характеристической чувствительности громкоговорителя, умноженной на корень квадратный из 0,1 Вт.

Коэффициент нелинейных искажений — отношение спектральных компонентов излучаемого громкоговорителем сигнала, отсутствующих в спектре электрического входного сигнала и обусловленных нелинейностью громкоговорителя, к спектральным компонентам выходного сигнала, присутствующим в спектре электрического входного сигнала.

Коэффициент гармонических искажений n -го порядка — коэффициент нелинейных искажений в свободном поле, измеряемый при подведении к громкоговорителю синусоидального сигнала с частотой f и определяемый по спектральной компоненте с частотой nf (n -й гармонике), где n — любое целое число, кроме единицы.

Суммарный коэффициент гармонических искажений — корень квадратный из суммы квадратов коэффициентов гармонических искажений всех порядков.

Дребезг — спектральные компоненты излучаемого громкоговорителем сигнала, вызываемые механическими дефектами громкоговорителя или головки громкоговорителя и слышимые как помеха при его работе в номинальном диапазоне частот.

Призвук — спектральные компоненты излучаемого громкоговорителем сигнала, слышимые как помеха при подведении к нему синусоидального сигнала.

2.1.2. Динамические головки громкоговорителей прямого излучения

На динамические головки громкоговорителей прямого излучения, предназначенные для применения в бытовой радиоэлектронной аппаратуре (в радиовещательных и телевизионных приемниках, магнитофонах, электрофонах и т. п.), распространяется ГОСТ 9010—73. ГОСТ не распространяется на динамические головки громкоговорителей, предназначенные для радиоэлектронной аппаратуры объемом менее 0,3 дм³, и для абонентских громкоговорителей.

Согласно ГОСТ 9010—73 характеристическая чувствительность или среднее стандартное звуковое давление головок должны быть соответственно не менее 0,63 или 0,2 Па. Формы типовых частотных характеристик должны быть указаны в нормативно-технической документации на конкретный тип головки. При этом допустимое отклонение от типовой частотной характеристики не должно быть более ± 6 дБ.

Для головок устанавливается ряд номинальных мощностей: 0,10; 0,25; 0,50; 1,00; 2,00; 3,00; 4,00; 6,00; 8,00; 10,00; 15,00; 20,00; 25,00; 30,00; 50,00 и 100,00 Вт.

Для головок устанавливается ряд номинальных электрических сопротивлений: 2, 4, 8, 15, 25, 50, 100, 400 и 800 Ом. Допускаемые отклонения измеренного электрического сопротивления должны быть в пределах $\pm 15\%$ от значений номинальных электрических сопротивлений.

Для головок устанавливаются также номинальные диапазоны частот (предусмотрено 18 диапазонов) и соответствующие значения суммарного коэффициента гармонических искажений (для оговоренных частот).

Обозначение динамической головки громкоговорителя прямого излучения должно содержать: цифры, указывающие номинальную мощность; буквы «ГД» (головка динамическая); цифры, указывающие порядковый номер разработки, и цифры, указывающие частоту основного резонанса. Так, например, головка 1ГД-3—100 — динамическая головка громкоговорителя прямого излучения с номинальной мощностью 1 Вт, порядковым номером разработки 3, с частотой основного резонанса 100 Гц.

Некоторые сведения о выпускаемых в настоящее время динамических головках прямого излучения приведены в табл. 2.1. Эти головки подразделяются по номинальному диапазону частот на: широкополосные (с полосой от 63 до 12 500 Гц); низкочастотные (от 40 до 5000 Гц); среднечастотные (от 200 до 5000 Гц) и высокочастотные (от 3000 до 20 000 Гц).

Таблица 2.1

Головка	Номинальная мощность, Вт	Номинальный ди- апазон частот, Гц	Неравномерность частотной харак- теристики, дБ	Среднее стандарт- ное звуковое давление, Па	Сопротивление электрическое но- минальное, Ом	Частота основ- ного резонанса, Гц
1	2	3	4	5	6	7
0,25ГД-2	0,25	315—7000	15	0,27	10	310 ± 50
0,25ГД-10	0,25	315—5000	15	0,2	8	290 ± 60
0,5ГД-30	0,5	125—10 000	15	0,3	16	125 ± 50
0,5ГД-31	0,5	200—10 000	15	0,2	16	200 ± 30
0,5ГД-37	0,5	315—7100	15	0,3	8	300 ± 50
1ГД-3	1,0	5000—18 000	10	0,3	12,5	4500 ± 1000
1ГД-36	1,0	100—12 500	10	0,2	8	100 ± 20
		140—12 500				140 ± 20
		100—12 500	12	0,25	8	100 ± 20
1ГД-37	1,0	140—10 000		0,25		140 ± 20
1ГД-39	1,0	200—6300	15	0,2	8	180
1ГД-40	1,0	100—10 000		0,27		100 ± 20
		140—10 000	12	0,3	8	140 ± 20
		180—10 000		0,3		180 ± 20
1ГД-40Р	1,0	100—10 000	12	0,28		100 ± 20
		140—10 000			8	140 ± 20
2ГД-22	2,0	100—10 000	15	0,2	12,5	100
2ГД-36	2,0	8000—20 000	12	0,2	8	2500 ± 50
3ГД-1	3,0	200—5000	10	0,3	8	120 ± 20
3ГД-2	3,0	5000—18 000	10	0,25	15	4500 ± 700
3ГД-31	3,0	3000—18 000	15	0,2	8	—
3ГД-38	3,0	80—12 500	15	0,2	8	—
4ГД-6	4,0	200—5000	10	0,2	8	160 ± 30
4ГД-8Е	4,0	125—7100	18	0,2	4	120
4ГД-35	4,0	63—12 500	10	0,25	4; 8	65
4ГД-36	4,0	63—12 500	10	0,20	4; 8	65
6ГД-2	6,0	40—5000	15	0,27	6; 3	30 ± 3
6ГД-3	6,0	100—10 000	12	0,40	4	85 ± 15

1	2	3	4	5	6	7
6ГД-6	6,0	63—5000	15	0,10	4; 8	80 ± 8
8ГД-1	8,0	40—1000	10	0,20	8	25 ± 5
10ГД-30	10,0	63—5000	15	0,15	8	32 ± 8

2.1.3. Громкоговорители радиовещательных приемников

Для переносных радиоприемников в основном используются динамические головки прямого излучения, имеющие номинальный диапазон частот 100—10 000 Гц и номинальные мощности 0,25, 0,5 и 1,0 Вт. К ним относятся: 0,25ГД-2; 0,25ГД-10; 0,5ГД-30; 0,5ГД-31; 0,5ГД-37; 1ГД-37; 1ГД-39.

В стационарных радиоприемниках I—III классов устанавливают широкополосные головки, имеющие номинальный диапазон частот 63—12 500 Гц при неравномерности частотной характеристики от 15 до 10 дБ и выходной мощности от 1 до 4 Вт. К ним относятся: 1ГД-36; 1ГД-40; 1ГД-40Р; 2ГД-22; 3ГД-38; 4ГД-35 и 4ГД-36.

В автомобильных радиоприемниках используются широкополосные головки с повышенной чувствительностью и высокой механической прочностью. В приемнике высшего класса «АВ-68» устанавливаются головки 6ГД-3, а в приемниках II и III классов — 4ГД-8Е.

В выносных системах бытовой радиовещательной аппаратуры (радиоприемников, радиол, электрофонов и т. п.) с высоким качеством звучания применяются мощные низкочастотные головки (6ГД-2; 6ГД-6; 8ГД-1 и 10ГД-30), среднечастотные (3ГД-1 и 4ГД-6) и высокочастотные (1ГД-3; 2ГД-36; 3ГД-2 и 3ГД-31).

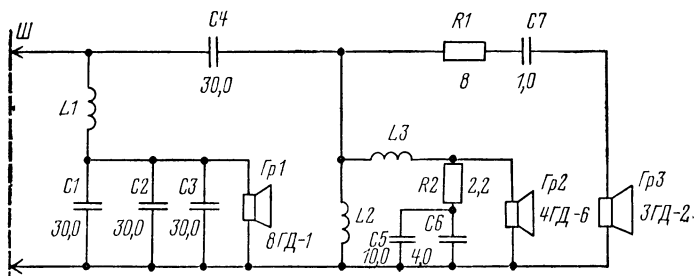


Рис. 2.1

В состав стереофонической радиолы высшего класса «Виктория-001» входят два громкоговорителя, размещенных в отдельных ящиках (размером 675×270×360 мм). Каждый громкоговоритель (рис. 2.1) содержит по три разнотипные головки прямого излучения (с различными частотными характеристиками) и частотно-разделительные фильтры. Среднее стандартное звуковое давление каждого громкоговорителя составляет 1 Па, а номинальный диапазон воспроизводимых звуковых частот — 40 Гц — 16 кГц. В качестве головок используются: низкочастотная — 8ГД-1 — 25; среднечастотная — 4ГД-6 — 160 и высокочастотная — 3ГД-2 — 4500. Фильтры имеют частоты разделения 420 Гц и 5 кГц. Катушки L_1 — L_3 разделительного фильтра громкоговорителя намотаны на цилиндрических каркасах диаметром 40 мм, длина намотки катушек L_1 и L_2 — 28 мм, L_3 — 14 мм. Катушка L_1 содержит 310 витков, L_2 — 235 и L_3 — 72 витка провода ПЭВ-1 1,12.

2.2. ЭЛЕКТРОПРОИГРЫВАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Электропроигрывающее устройство (ЭПУ) — устройство воспроизведения записи граммофонных пластинок, содержащее в основном движущий механизм и звукоосниматель и предназначенное для воспроизведения.

Основные термины, относящиеся к ЭПУ, установлены ГОСТ 13699—68.

Механическая звукозапись — звукозапись, осуществляемая способами механической системы записи.

Звукоосниматель — прибор, предназначенный для воспроизведения механической звукозаписи, содержащий головку звукооснимателя и тонарм.

Головка звукооснимателя — электромеханический преобразователь механических колебаний иглы в электрические сигналы.

Тонарм — держатель головки звукооснимателя, обеспечивающий возможность ее перемещения по фонограмме.

Граммофонная пластинка — фонограмма механической звукозаписи, имеющая форму диска с центровым отверстием.

Подвижная система звукооснимателя — совокупность иглы и деталей головки звукооснимателя, сопряженных с иглой и колеблющихся вместе с ней при воспроизведении механической записи.

Приведенный вес звукооснимателя — вертикальная сила, действующая через иглу на горизонтально расположенную немодулированную канавку.

Частотная характеристика канала воспроизведения механической звукозаписи — зависимость напряжения на выходе канала воспроизведения от частоты при воспроизведении гармо-

нического сигнала, записанного с неизменной амплитудой колебательной скорости.

Предыскажения — искажения формы сигнала (частотные, фазовые, нелинейные), создаваемые в канале записи с целью уменьшения искажений сигнала в канале записи-воспроизведения или в сквозном канале.

Коррекция — искажения формы сигнала (частотные, фазовые, нелинейные), создаваемые в канале воспроизведения с целью уменьшения искажений сигнала в канале записи-воспроизведения или в сквозном канале.

Электропроигрыватель — ЭПУ в футляре.

Электрофон — устройство воспроизведения записи граммофонных пластинок, содержащее ЭПУ, усилитель и электроакустическую систему для прослушивания.

Радиола — сочетание радиоприемника с ЭПУ.

На ЭПУ, предназначенные для электрического воспроизведения механической звукозаписи с граммофонных пластинок и устанавливаемые в электропроигрывателях, электрофонах, радиолах и другой комбинированной радиоаппаратуре бытового назначения, распространяется ГОСТ 18631—73.

По электрическим и эксплуатационным параметрам ГОСТ делит ЭПУ на четыре класса: высший, I, II и III.

Питание ЭПУ должно осуществляться: от сети переменного тока с номинальным напряжением 127 или 220 В частотой 50 Гц

Т а б л и ц а 2.2

Параметры	Класс ЭПУ			
	Высший	I	II	III
Тип звукоснимателя	стерео		стерео или моно	моно
Частоты вращения грампластинок, об/мин (номинальные значения):				
обязательные	33 1/3; 45; 11			
необязательные	16 2/3; 77; 92			
Вид питания ЭПУ	От сети переменного тока			От сети переменного тока или автономных источников постоянного тока

Примечание. Условные обозначения соответственно: 16, 33, 45 и 78 об/мин.

(допускаемое отклонение напряжения питающей сети не больше $\pm 10\%$); от автономных источников постоянного тока с номинальным напряжением 6, 9 или 12 В (допускаемые отклонения напряжения питания от +10 до -30%).

В зависимости от класса ЭПУ исполнение его должно соответствовать указанному в табл. 2.2.

Условное обозначение ЭПУ должно состоять из: обозначения класса — высший (0), I, II, III; букв «ЭПУ»; порядкового номера разработки; буквы «С» (для стереофонических ЭПУ). Так, например, 0-ЭПУ-13С — стереофонический ЭПУ, высшего класса, 13-й разработки.

Параметры, нормируемые ГОСТ 18631—73: приведенный вес звукоснимателя, допускаемые отклонения от номинального значения частоты вращения (при изменении напряжения питания), частотная характеристика (номинальный диапазон воспроизводимых частот), чувствительность и др.

Номинальный диапазон частот, нормируемый ГОСТ для ЭПУ с питанием от сети переменного тока: 20—20 000 Гц (для высшего класса); 31,5—16 000 Гц (для I класса); 50—12 500 Гц (для II класса) и 50—10 000 Гц (для III класса). Для монофонических ЭПУ с питанием от автономных источников постоянного тока номинальный диапазон частот составляет 125—8000 Гц (только для III класса).

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УНЧ

Глава 3

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УНЧ

3.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ

Усилители низкой частоты (УНЧ) применяются во всех частях тракта радиовещания: студийной, передающей и приемной. УНЧ используются также в каналах записи и воспроизведения звука и кроме радиовещания находят широкое применение в различных областях техники.

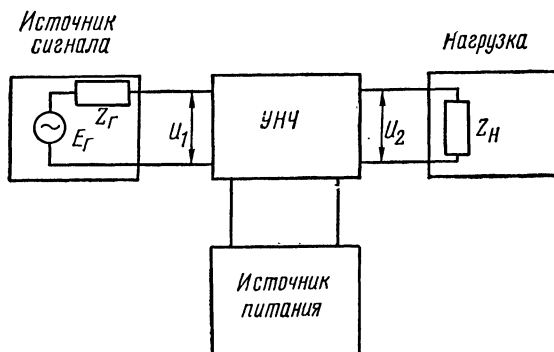


Рис. 3.1

УНЧ являются элементом **усилительного устройства** (рис. 3.1), которое должно содержать также источник сигнала, нагрузку и источник питания.

Основное назначение УНЧ — усиливать мощность сигнала, т. е. при подаче на вход УНЧ электрического сигнала малой мощности получать на нагрузке сигнал той же формы, но большей мощности. Для усиления мощности УНЧ преобразует энер-

гию источника питания с помощью усилительных приборов. В некоторых случаях УНЧ имеет и вспомогательное назначение — осуществляет коррекцию формы сигнала.

Источниками сигнала УНЧ служат: детекторы радиовещательных приемников, головки звукоснимателей, микрофоны, воспроизводящие головки магнитофонов, трансляционные линии и др. Все источники сигнала характеризуются ЭДС, E_r (или напряжением U_r) и внутренним сопротивлением (Z_r).

Нагрузками УНЧ служат: головки громкоговорителей, записывающие головки магнитофонов, телефоны, линии связи (проводочные или коаксиальные) и др. Нагрузки характеризуются: величиной сопротивления Z_n , зависимостью Z_n от частоты и номинальной мощностью (или номинальным напряжением). В ряде случаев, в частности для головок громкоговорителей (см. 2.1), сопротивление нагрузки указывается для средней частоты (1000 Гц), при которой можно не учитывать реактивную составляющую. При этом сопротивление нагрузки рассматривается как чисто активное (R_n).

УНЧ классифицируются по ряду признаков.

По назначению УНЧ делятся в зависимости от нагрузки и источника сигнала. Так, например, в радиовещании используются УНЧ: студийные (у которых источником сигнала служит микрофон, а нагрузкой — линия); записи магнитофона (источник сигнала — микрофон, нагрузка — записывающая головка) и т. д. В УНЧ радиовещательных приемников обычно предусматривается возможность работы не только от детектора, но и от других источников сигнала. В соответствии с ГОСТ 5651—64 УНЧ всех промышленных радиовещательных приемников (до III класса включительно) должны иметь отдельный вход для присоединения звукоснимателя и магнитофона (на воспроизведение). Аналогично в УНЧ автомобильных радиовещательных приемников предусматривается подключение магнитофона на воспроизведение (ГОСТ 17692—72).

По полосе усиливаемых частот (от нижней частоты диапазона F_n до верхней F_v) УНЧ делятся на усилители постоянного и переменного тока. **Усилители постоянного тока (УПТ)** — усилители медленно изменяющихся напряжений или токов, усиливают в полосе частот от $F_n=0$ до F_v . **Усилители переменного тока** усиливают только переменную составляющую тока в полосе частот от $F_n>0$ до F_v . **Усилители звуковых частот** — УНЧ, усиливающие сигналы в полосе частот, воспринимаемых ухом человека. К таким усилителям относятся все УНЧ, используемые в радиовещательной аппаратуре — радиоприемниках, магнитофонах, электрофонах и т. д. В дальнейшем будут рассматриваться только усилители звуковых частот.

По количеству каналов усиления различают одно- и многоканальные УНЧ. Многоканальные УНЧ используются для получения объемного (пространственного) звучания. Стерефо-

нические УНЧ, предназначенные для стереофонического воспроизведения, представляют собой двухканальные УНЧ с идентичными каналами. Монофонические УНЧ для получения объемного звучания могут содержать несколько неидентичных каналов, имеющих различные частотные характеристики.

По способу питания УНЧ бывают: сетевые (с питанием от сети переменного тока); с питанием от автономных источников постоянного тока (батарей или аккумуляторов) и универсального питания.

По качественным показателям УНЧ делятся в соответствии с классом радиовещательной аппаратуры, в которой они используются. В радиолюбительской практике принято делить УНЧ на обычные и высококачественные (*Hi Fi*), у которых предусмотрены специальные меры по повышению качества звучания.

3.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ УНЧ

Для оценки качества УНЧ используются электрические и акустические параметры, различающиеся в зависимости от назначения УНЧ. Ниже приведены некоторые термины и определения, используемые для нормируемых параметров.

Коэффициент усиления напряжения (K) — отношение выходного напряжения U_2 (рис. 3.1) к входному — U_1 : $K=U_2/U_1$. Коэффициент усиления напряжения выражают также в децибелах (G): $G=20 \lg K$. **Сквозной коэффициент усиления напряжения (K_t)** — отношение выходного напряжения U_2 к ЭДС источника сигнала E_r : $K_t=U_2/E_r$. Сквозной коэффициент усиления, выраженный в децибелах, $G_t=20 \lg K_t$.

Рабочий диапазон частот — интервал значений (от нижней частоты F_n до верхней F_v), в котором коэффициент усиления изменяется по определенному закону с известной степенью точности.

Частотная характеристика (АЧХ) — зависимость коэффициента усиления K от частоты. Сквозная частотная характеристика — зависимость сквозного коэффициента усиления K_t от частоты.

Неравномерность частотной характеристики — наибольшее отклонение коэффициента усиления в заданном диапазоне частот от значения, определенного для средней частоты (K_0).

Коэффициент частотных искажений (M) характеризует неравномерность АЧХ. M — отношение коэффициента усиления в области средних частот (K_0) к коэффициенту усиления K на границах заданного диапазона частот. Различаются коэффициенты частотных искажений: в области нижних частот ($M_n=K_0/K_n$) и верхних частот ($M_v=K_0/K_v$). Коэффициенты частотных искажений выражают также в децибелах. При этом: $M_n \text{ дБ}=20 \lg M_n$, а $M_v \text{ дБ}=20 \lg M_v$.

Среднеквадратичный коэффициент гармоник (κ_g) характеризует нелинейные искажения. κ_g — отношение корня квадратного из суммы квадратов выходных напряжений всех высших гармоник, возникающих в результате нелинейных искажений, к выходному напряжению основной частоты при подаче на вход УНЧ синусоидального (гармонического) сигнала. κ_g зависит от частоты этого сигнала, поэтому он обычно указывается для различных, заранее оговоренных частот.

Номинальная выходная мощность ($P_{\text{вых. ном}}$) — мощность, выделяемая УНЧ в нагрузку и заданная техническими требованиями.

Номинальное выходное напряжение $U_{\text{вых. ном}}$ — напряжение на нагрузке, соответствующее номинальной выходной мощности. Это напряжение связано с номинальным сопротивлением нагрузки (R_n) соотношением: $U_{\text{вых. ном}} = \sqrt{P_{\text{вых. ном}} R_n}$.

Номинальное входное напряжение ($U_{\text{вх. ном}}$) — напряжение, подаваемое на вход УНЧ, при котором на выходе создается номинальная мощность. Напряжение $U_{\text{вх. ном}}$ соответствует чувствительности УНЧ.

Входное сопротивление ($Z_{\text{вх}}$) — сопротивление для токов НЧ, измеренное между входными зажимами УНЧ. В области средних частот входное сопротивление обычно оказывается активным ($R_{\text{вх}}$).

Выходное сопротивление ($Z_{\text{вых}}$) — сопротивление для токов НЧ, измеренное между выходными зажимами УНЧ (при условии, что источник сигнала включен, но его напряжение равно нулю). В области средних частот выходное сопротивление обычно оказывается активным ($R_{\text{вых}}$).

Уровень фона — отношение измеренного напряжения фона на выходе УНЧ к напряжению сигнала, соответствующему номинальной выходной мощности, выраженное в дБ.

Уровень шума — отношение измеренного напряжения шума на выходе УНЧ к напряжению сигнала, соответствующему номинальной выходной мощности, выраженное в дБ. В некоторых случаях задается отношение сигнал/шум.

Общая потребляемая мощность (P_0) — мощность, потребляемая УНЧ от источников питания, при номинальной выходной мощности ($P_{\text{вых. ном}}$).

Номинальный промышленный КПД ($\eta_{\text{ном}}$) — отношение номинальной выходной мощности $P_{\text{вых. ном}}$ к общей потребляемой мощности (P_0): $\eta_{\text{ном}} = P_{\text{вых. ном}} / P_0$.

Показатели студийных УНЧ должны удовлетворять нормам ГОСТ 11515—65 на радиовещательные тракты. Для таких УНЧ нормируются: воспроизводимый диапазон частот, неравномерность частотной характеристики, среднеквадратичный коэффициент гармоник и отношение сигнал/помеха (см. 1.2).

Для радиовещательных приемников показатели, характеризующие качество звучания, нормируются ГОСТ 5651—64 по

звуковому давлению. При этом УНЧ рассматривается как составная часть приемника. Для оценки качества непосредственно УНЧ (без громкоговорителя) используются параметры, нормируемые по электрическому напряжению. Различаются номинальная и максимальная выходные мощности.

Номинальная выходная мощность определяет верхний предел выходной мощности, при котором все характеристики качества звучания по электрическому напряжению соответствуют нормам.

Максимальная выходная мощность — выходная мощность, при которой ограничение по максимуму выходного сигнала увеличивает коэффициент гармоник по электрическому напряжению до 10% на частоте 1000 Гц.

Для измерения номинальной выходной мощности ($P_{\text{вых. ном}}$) на вход УНЧ подают напряжение заданной частоты (обычно 1000 Гц) от звукового генератора (ЗГ). Величина подаваемого напряжения должна быть равна норме, заданной на чувствительность УНЧ ($U_{\text{вх. ном}}$). Регулятором громкости устанавливают напряжение на нагрузке ($U_{\text{вых. ном}}$), соответствующее заданной $P_{\text{вых. ном}}$. При этом величина $K_{\text{Г}}$ не должна превышать заданной нормы.

Для измерения максимальной выходной мощности ($P_{\text{вых. макс}}$) с помощью регулятора громкости устанавливают напряжение на нагрузке ($U_{\text{вых. макс}}$), при котором измеренная величина $K_{\text{Г}}$ достигает 10%. $P_{\text{вых. макс}}$ рассчитывается по формуле:

$$P_{\text{вых. макс}} = U_{\text{вых. макс}}^2 / R_{\text{н}}$$

Частотная характеристика УНЧ радиовещательных приемников (в зависимости от класса) должна удовлетворять требованиям всего тракта усиления, предусматриваемого ГОСТ (5651—64 и 17692—72) как по номинальному диапазону воспроизводимых частот, так и по допустимой неравномерности. Среднеквадратичный коэффициент гармоник, так же как и частотная характеристика, нормируется для всего тракта усиления.

Для радиовещательных приемников, у которых предусмотрено на работа от звукоснимателя, ГОСТ 5651—64 нормирует (со входа «звукосниматель») входное сопротивление, чувствительность и уровень фона. Эти параметры относятся непосредственно к УНЧ.

Чувствительность тракта звуковой частоты — чувствительность при номинальной выходной мощности, когда под входным сигналом понимается напряжение, подводимое ко входу УНЧ. Чувствительность определяется типом применяемого звуко-снимателя: для пьезоэлектрических она должна быть 250 мВ, а для магнитоэлектрических — 5 мВ.

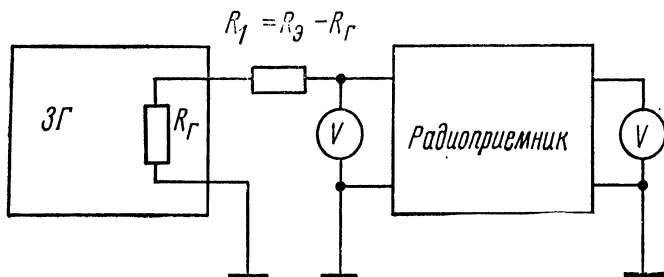


Рис. 3.2

Измерение чувствительности со входа «звукосниматель» проводится на частоте 1000 Гц (рис. 3.2) при установке регулятора громкости в максимальное положение, а регуляторов тембра — в положение, соответствующее наиболее широкой полосе. ЗГ (с сопротивлением R_r) подключается ко входу через сопротивление (R_1) так, чтобы суммарное сопротивление, шунтирующее вход приемника ($R_1 + R_r$), равнялось эквивалентному сопротивлению звукоснимателя R_z . Для пьезоэлектрического звукоснимателя R_z должно быть равно 200 кОм, а для магнитоэлектрического — 600 кОм. Добиваются равенства выходной мощности номинальному значению и определяют напряжение на гнездах для звукоснимателя.

Входное сопротивление должно обеспечить требуемые мощность входного сигнала и частотную характеристику всего тракта воспроизведения грамзаписи. Для пьезоэлектрического звукоснимателя входное сопротивление должно быть не менее 400 кОм, а входная емкость — не более 150 пФ; для магнитоэлектрического соответственно — не менее 47 кОм и не более 150 пФ.

Фон — среднеквадратическая сумма спектральных составляющих выходного сигнала, возникающих в результате недостаточной фильтрации напряжения питания. Уровень фона ($\Phi_{эл}$) оценивается по электрическому напряжению:

$$\Phi_{эл} = 20 \lg \frac{\sqrt{U_{50}^2 + U_{100}^2 + U_{150}^2 + U_{200}^2}}{U_{2ном}},$$

где U_{50} , U_{100} , U_{150} , U_{200} — выходные напряжения, измеренные на соответствующих частотах, при входе, замкнутом на сопротивление 200 кОм.

УНЧ, входящие в состав радиовещательных приемников, должны содержать различные вспомогательные устройства, предусматриваемые ГОСТ, и, в частности, регуляторы громкости и тембра звучания. Специфические параметры, нормируемые ГОСТ для таких регуляторов, — диапазон регулирования

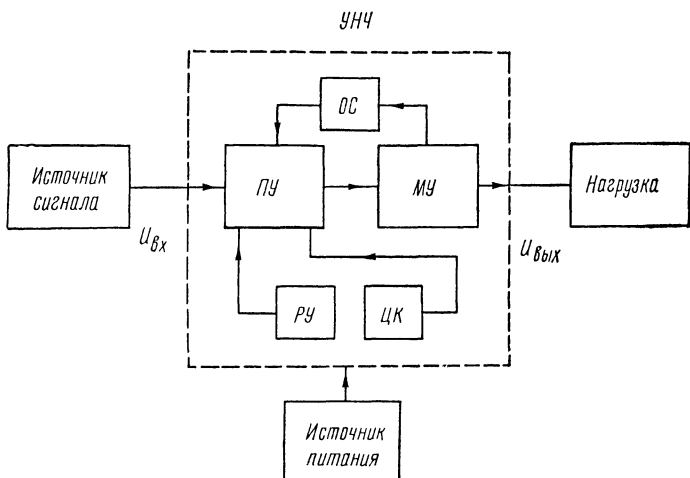


Рис. 3.3

громкости, действие тонкомпенсации при регулировании громкости, пределы регулирования тембра — рассмотрены в главе 7.

Для стереофонического воспроизведения используются двухканальные УНЧ с одинаковыми каналами. Основное требование к таким усилителям — полная идентичность каналов как по коэффициенту усиления, так и по частотной характеристике. Специфические особенности стереофонических УНЧ и предъявляемые к ним требования рассмотрены в главе 7.

3.3. ЭЛЕМЕНТЫ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ УНЧ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

Основными элементами структурной схемы УНЧ (рис. 3.3) являются предварительный усилитель (ПУ) и мощный усилитель (МУ). К дополнительным элементам УНЧ относятся: регулятор усиления (РУ), цепи коррекции (ЦК) и цепи обратной связи (ОС).

Мощный усилитель (или оконечный) служит для создания необходимой мощности в нагрузке УНЧ. Может содержать один или несколько каскадов усиления.

Предварительный усилитель (или усилитель напряжения) предназначен для получения необходимого напряжения на входе мощного усилителя. Содержит один или несколько усилительных каскадов (входной и промежуточные).

Регулятор усиления предназначен для изменения пределов

усиления. В усилителях звуковых частот регулятор усиления является регулятором громкости.

Цепи коррекции используются для изменения частотной характеристики УНЧ в нужном направлении.

Цепи обратной связи широко используются в УНЧ для улучшения качественных показателей.

Для всех **усилительных каскадов** (мощных и предварительных УНЧ) общими параметрами являются рабочий диапазон частот, определяемый рабочим диапазоном всего УНЧ, и неравномерность частотной характеристики (по напряжению), устанавливаемая для каждого каскада в зависимости от его назначения. Обычно задаются коэффициентами частотных искажений в области нижних частот (M_n) и верхних частот (M_v). При этом результирующий коэффициент частотных искажений всего УНЧ в дБ ($M_{(дБ)}$) определяется как сумма коэффициентов частотных искажений отдельных каскадов ($M_1(дБ)$, $M_2(дБ)$ и т. д.): $M_{(дБ)} = M_1(дБ) + M_2(дБ) + \dots + M_n(дБ)$. Нормы частотных искажений на каскад обычно не превышают 0,5—1 дБ.

Для любого усилительного каскада под входным сопротивлением ($R_{вх}$) понимается сопротивление для токов НЧ, измеренное между его входными зажимами, а под выходным ($R_{вых}$) — сопротивление для токов НЧ, измеренное между выходными зажимами каскада.

Для оконечных каскадов мощных УНЧ специфическими параметрами являются: номинальная отдаваемая мощность ($P_{вых. ном}$); коэффициент гармоник (κ_r); выходное сопротивление ($R_{вых}$) и электрический КПД (η). Основные сведения о каскадах мощных УНЧ приведены в главе 6.

Для каскадов предварительных усилителей специфическим параметром является коэффициент усиления по напряжению (K) — отношение напряжения усиливаемого сигнала на выходе каскада к напряжению сигнала на его входе. Результирующий коэффициент усиления предварительного усилителя ($K_{пу}$) определяется как произведение коэффициентов усиления отдельных его каскадов: $K_{пу} = K_1 \cdot K_2 \dots K_n$. Если коэффициенты усиления выражаются в децибелах, то соответственно $G_{пу} = G_1 + G_2 + \dots + G_n$. Основные сведения о каскадах предварительных УНЧ приведены в главе 5.

Регуляторы громкости и предъявляемые к ним требования рассмотрены в главе 7.

Цепи частотной коррекции бывают нерегулируемые и регулируемые. Нерегулируемые цепи используются для коррекции зависимости сопротивления громкоговорителя от частоты, частотной характеристики звукоснимателя, частотной характеристики сквозного канала магнитофона и других целей. Регулируемые цепи частотной коррекции — **регуляторы тембра** — бывают плавные и ступенчатые (тонрегистры). Плавные регуля-

торы тембра дают возможность изменять (в известных пределах) усиление крайних частот диапазона (нижних и верхних) в зависимости от желания слушателя. Тонрегистры изменяют частотную характеристику сразу в нужном направлении в зависимости от прослушиваемой программы и имеют различные фиксированные положения: «Речь», «Оркестр», «Джаз», «Басы», «Соло».

Основные сведения о цепях частотной коррекции приведены в главе 7.

Цепи обратной связи влияют на такие параметры УНЧ (и отдельных усилительных каскадов), как сквозной коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления, стабильность коэффициента усиления, частотная характеристика, коэффициент гармоник, уровень фона. Основные сведения об обратной связи приведены в главе 7.

Глава 4

ЭЛЕМЕНТЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

4.1. Усилительные приборы

Усилительный каскад содержит усилительный прибор (УП), цепи питания, нагрузку и цепи связи с последующим каскадом.

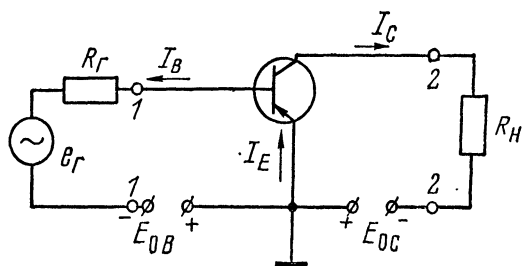
В качестве УП в транзисторных УНЧ используются биполярные и полевые транзисторы.

4.1.1. Биполярные транзисторы

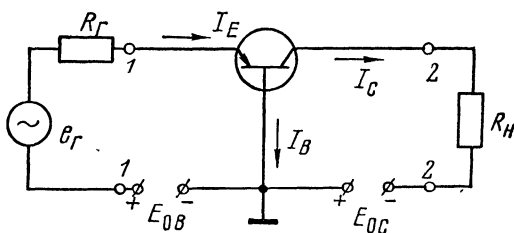
Для биполярных транзисторов возможны три схемы включения, которые обладают способностью усиливать мощность (рис. 4.1): с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК). Схемы отличаются способом включения источника сигнала и нагрузки (R_n).

Для всех схем включения транзистора при отсутствии сигнала, подаваемого от источника (e_r), необходимо установить начальный режим по постоянному току — режим покоя. При этом эмиттерный переход должен быть открытым, а коллекторный — закрытым. Для транзисторов $p-n-p$ это достигается подачей отрицательного напряжения на коллектор (коллекторного напряжения E_{oc}) и отрицательного напряжения на базу (напряжения смещения $E_{обв}$). Для транзисторов $n-p-n$ полярность этих напряжений должна быть противоположной. Режим покоя транзистора определяется положением его рабочей точки, которое зависит от тока эмиттера I_E (практически равного току коллектора I_C и зависящего от $E_{обв}$) и от напряжения E_{oc} .

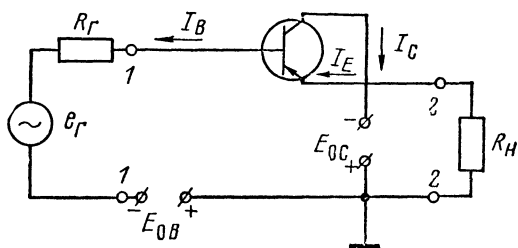
Усилительные свойства транзисторов для малого переменного сигнала оцениваются с помощью различных систем параметров, связывающих входные токи и напряжения. Различают



a



б



в

Рис. 4.1

ся параметры: проводимости (y), сопротивления (z), гибридные (h) и др.

Наиболее удобны для измерения гибридные, h — параметры. К ним относятся: h_{11} — входное сопротивление (при коротком замыкании на выходе); h_{12} — коэффициент обратной связи по напряжению (при холостом ходе на входе); h_{21} — коэффициент передачи тока (при коротком замыкании на выходе); h_{22} — выходная проводимость (при холостом ходе на входе). Режим

короткого замыкания на выходе соответствует $R_n=0$, а холостой ход на входе — $R_r=\infty$.

h -параметры зависят от схемы включения транзистора и поэтому обозначаются индексами: h_e — для ОЭ; h_b — для ОБ и h_c — для ОК. Если известны h -параметры для одной из схем включения (например, h_e), то они могут быть пересчитаны в параметры для другой схемы включения с помощью соответствующих формул:

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}; \quad (4.1)$$

$$h_{12b} = \frac{h_{11e} h_{22e}}{1 + h_{21e}} - h_{12e}; \quad (4.2)$$

$$h_{21b} = -\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}; \quad (4.3)$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}}; \quad (4.4)$$

$$h_{11c} = h_{11e}; \quad (4.5)$$

$$h_{12c} \cong 1; \quad (4.6)$$

$$h_{21c} = -(1 + h_{21e}); \quad (4.7)$$

$$h_{22c} = h_{22e}. \quad (4.8)$$

Порядок величин h -параметров для разных схем включения транзисторов характеризуется табл. 4.1.

Т а б л и ц а 4.1

Схема включения	h_{11} , Ом	h_{12}	h_{21}	h_{22} , мксм
ОЭ	1000	$2 \cdot 10^{-3}$	30	100
ОБ	33	$1,3 \cdot 10^{-3}$	-0,97	3,3
ОК	1000	1	<31	100

Параметры h_e , приведенные в табл. 4.1, соответствуют транзистору МП39 (в режиме $I_E=1$ мА; $U_c=5$ В) и измерены на частоте 1000 Гц.

К параметрам проводимости, y -параметрам, относятся: y_{11} — входная проводимость (при коротком замыкании на выходе); y_{12} — проходная проводимость (при коротком замыкании на входе); y_{21} — проводимость прямой передачи (при коротком замыкании на выходе); y_{22} — выходная проводимость (при коротком замыкании на входе). Режим короткого замы-

кания на выходе соответствует $R_n=0$, а короткого замыкания на входе — $R_r=0$.

y -параметры (так же как и h) зависят от схемы включения транзистора и поэтому обозначаются индексами; y_e , y_b и y_c . Если известны y -параметры для одной из схем включения (например, y_e), то они могут быть пересчитаны в параметры для другой схемы с помощью соответствующих формул

$$y_{11b} = y_{11e} + y_{12e} + y_{21e} + y_{22e}; \quad (4.9)$$

$$y_{12b} = -(y_{12e} + y_{22e}); \quad (4.10)$$

$$y_{21b} = -(y_{21e} + y_{22e}); \quad (4.11)$$

$$y_{22b} = y_{22e}; \quad (4.12)$$

$$y_{11c} = y_{11e}; \quad (4.13)$$

$$y_{12c} = -(y_{11e} + y_{12e}); \quad (4.14)$$

$$y_{21c} = -(y_{11e} + y_{21e}); \quad (4.15)$$

$$y_{22c} = y_{11e} + y_{12e} + y_{21e} + y_{22e}. \quad (4.16)$$

Связь y - и h -параметров (для одинаковых схем включения) устанавливается с помощью приведенных ниже формул:

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}; \quad (4.17)$$

$$y_{12} = -\frac{h_{12}}{h_{11}}; \quad (4.18)$$

$$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}; \quad (4.19)$$

$$y_{22} = h_{22} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}}; \quad (4.20)$$

$$h_{11} = \frac{1}{y_{11}}; \quad (4.21)$$

$$h_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}}; \quad (4.22)$$

$$h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}}; \quad (4.23)$$

$$h_{22} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11}}. \quad (4.24)$$

Порядок величин y -параметров для разных схем включения транзисторов характеризуется табл. 4.2.

y -параметры, приведенные в табл. 4.2, найдены расчетным путем. Для этого использованы h -параметры транзистора МП39 (табл. 4.1) и формулы пересчета (4.17—4.20).

Таблица 4.2

Схема включения	$ y_{11} $, мСм	$ y_{12} $, мКСм	$ y_{21} $, мСм	$ y_{22} $, мКСм
ОЭ	1	2	30	40
ОБ	31	38	30	40
ОК	1	1000	31	$31 \cdot 10^3$

Параметры транзистора (h или y) дают возможность определить основные параметры усилительного каскада: коэффициент усиления по напряжению (K), коэффициент усиления по току (K_i), входное ($Z_{вх}$) и выходное ($Z_{вых}$) сопротивления. Параметры усилительного каскада зависят не только от параметров транзистора, но и от сопротивления нагрузки R_H и сопротивления источника R_r . Формулы для определения этих параметров (для разных схем включения транзистора) приведены в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Параметры усилительного каскада	Схема включения транзистора		
	ОЭ	ОБ	ОК
$ K $	$\frac{y_{21e}}{y_{22e} + \frac{1}{R_H}}$	$\cong \frac{y_{1e}}{y_{22e} + \frac{1}{R_H}}$	$\frac{y_{21e} R_H}{1 + y_{21e} \cdot R_H}$
$ K_i $	$\frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} R_H}$	$\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e} + h_{22e} R_H}$	$\cong \frac{h_{21e}}{1 + h_{22e} R_H}$
$Z_{вх}$	$\cong h_{11e}$	$\frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$	$\cong (1 + h_{21e}) R_H$
$Z_{вых}$	$\cong \frac{1}{h_{22e}}$	$\frac{1 + h_{21e}}{h_{22e}}$	$\frac{h_{11e} + R_r}{1 + h_{21e}}$

Порядок величин параметров K , K_i , $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ для разных схем включения транзисторов характеризуется табл. 4.4. Входные и выходные сопротивления усилительного каскада в области НЧ чисто активны и обозначаются: $Z_{вх} = R_{11}$, $Z_{вых} = R_{22}$.

Параметры усилительного каскада, приведенные в табл. 4.4, рассчитаны с помощью формул табл. 4.3. При этом параметры транзистора взяты из табл. 4.1 и 4.2; $R_H = 5$ кОм; $R_r = 0$.

Малосигнальные параметры транзисторов (h и y) зависят от частоты. Приведенные в табл. 4.1 и 4.2 значения h и y -пара-

Таблица 4.4

Параметры усилительного каскада	Схема включения транзистора		
	ОЭ	ОБ	ОК
$ K $	125	125	1
$ K_i $	20	0,95	20
$Z_{вх} = R_{11}$, кОм	1	0,033	155
$Z_{вых} = R_{22}$, кОм	10	300	0,033

метров справедливы только в области НЧ. С ростом частоты параметры h_{11} и h_{21} (а также y_{21}) уменьшаются, а h_{12} и h_{22} (а также y_{11} , y_{12} и y_{22}) — возрастают. В результате ухудшаются усилительные свойства каскада: уменьшаются K и K_i и снижаются входное и выходное сопротивления ($Z_{вх}$ и $Z_{вых}$). Для оценки частотных свойств транзисторов используются граничные и предельные частоты.

$f_{h_{21}}$ — предельная частота, при которой параметр h_{21} уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ); $f_{\nu_{21}}$ — предельная частота, при которой параметр y_{21} уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (на 3 дБ); f_T — граничная частота, при которой параметр h_{21} для схемы ОЭ (h_{21e}) уменьшается до 1.

Частоты $f_{h_{21}}$ и f_T связаны соотношениями

$$f_{h_{21b}} = m f_T;$$

$$f_{h_{21e}} = \frac{f_{h_{21b}}}{m(1 + h_{21e})},$$

где m — коэффициент, зависящий от конструкции транзистора и равный 1,2 для диффузионных транзисторов и 1,6 — для дрейфовых.

ГОСТ 15172—70 делит биполярные транзисторы в зависимости от граничной частоты f_T на три группы: низкочастотные ($f_T \leq 3$ МГц), среднечастотные (f_T в пределах от 3 до 30 МГц) и высокочастотные ($f_T > 30$ МГц).

К малосигнальным параметрам относятся также параметры эквивалентной схемы транзистора. На рис.4.2 изображена эквивалентная схема транзистора с ОЭ для малого сигнала. Параметрами ее являются: $r_{b'b}$ — ВЧ сопротивление базы; $r_{b'e}$ — сопротивление эмиттерного перехода; $C_{b'e}$ — емкость эмиттерного перехода; C_c — емкость коллектора; S — внутренняя крутизна транзистора.

В области НЧ (и, в частности, для усилителей звуковых частот) влияние емкостей $C_{b'e}$ и C_c проявляется незначительно.

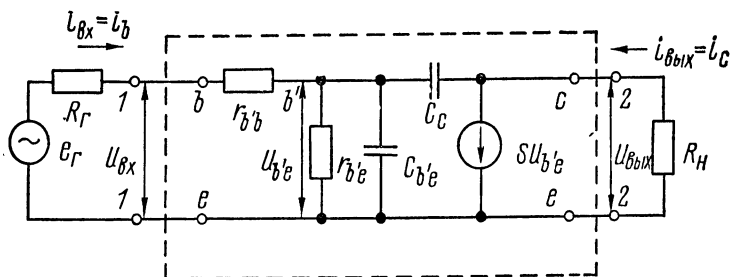


Рис. 4.2

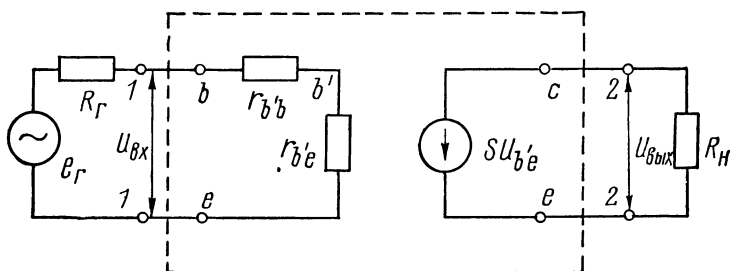


Рис. 4.3

Поэтому используется низкочастотная эквивалентная схема (рис. 4.3). Об учете влияния $C_{b'e}$ и C_c см. 9.2.1.

Параметр эквивалентной схемы $r_{b'b}$ для НЧ транзисторов имеет порядок 100—200 Ом. Параметры S и $r_{b'e}$ зависят от дифференциального сопротивления эмиттера r_e (которое определяется током эмиттера I_E). Если известны I_E и h_{21e} , то S и $r_{b'e}$ могут быть определены с помощью приведенных ниже формул:

$$r_{e(\text{Ом})} = \frac{26}{I_E (\text{мА})}; \quad (4.25)$$

$$S_{(\text{мСм})} = \frac{1000}{r_{e(\text{Ом})}}; \quad (4.26)$$

$$r_{b'e(\text{Ом})} = h_{21e} r_{e(\text{Ом})}. \quad (4.27)$$

Связь параметров низкочастотной эквивалентной схемы транзистора ОЭ с h - и y -параметрами характеризуется следующими формулами:

$$h_{11e} = r_{b'b} + r_{b'e}; \quad (4.28)$$

$$h_{12e} = 0; \quad (4.29)$$

$$h_{21e} = S r_{b'e}; \quad (4.30)$$

$$h_{22} = 0; \quad (4.31)$$

$$y_{11e} = \frac{1}{r_{b'b} + r_{b'e}}; \quad (4.32)$$

$$y_{12e} = 0; \quad (4.33)$$

$$y_{21e} = S \frac{r_{b'e}}{r_{b'b} + r_{b'e}}; \quad (4.34)$$

$$y_{22e} = 0. \quad (4.35)$$

В реальных условиях $r_{b'e} \gg r_{b'b}$. При этом (с точностью, достаточной для радиолюбительской практики) можно дополнительно считать, что $h_{11e} \cong h_{21e} r_e$; $y_{21e} \cong S$.

Ориентировочно основные параметры усилительного каскада (K , K_i и $Z_{вх}$) могут быть определены (для разных схем включения транзистора) с помощью формул табл. 4.5.

Таблица 4.5

Параметры усилительного каскада	Схема включения транзистора		
	ОЭ	ОБ	ОК
$ K $	SR_H (1)	SR_H (2)	$\frac{SR_H}{1 + SR_H}$ (3)
$ K_i $	h_{21e} (4)	$\frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}$ (5)	h_{21e} (6)
$Z_{вх} = R_{11}$	$h_{21e} r_e$ (7)	r_e (8)	$h_{21e} R_H$ (9)

ГОСТ 15172—70 для НЧ транзисторов нормирует только два основных малосигнальных параметра: h_{21e} и f_T (или $f_{h_{21e}}$). Зная параметр транзистора h_{21e} для заданного режима покоя (I_E), можно с помощью формул (4.25—4.27) и формул табл. 4.5 определить основные параметры усилительного каскада в области НЧ.

Пример. Для транзистора $h_{21e} = 50$. Определить при $I_E = 1$ мА и $R_H = 1$ кОм: K и R_{11} для схемы ОЭ. Используя формулы (4.25—4.27), находим: $r_e = 26$ Ом; $S = 38$ мСм; $r_{b'e} = 1,3$ кОм, а используя формулы (1) и (7) табл. 4.5, находим: $K = 38$; $R_{11} = 1,3$ кОм.

Области применения усилительных каскадов ОЭ, ОБ и ОК определяются их свойствами (см. табл. 4.3 и 4.4).

Каскад ОЭ обеспечивает усиление как по напряжению, так и по току. Его входное сопротивление порядка сотен Ом, а выходное — десятков кОм. Отличительная особенность — изменяет фазу усиливаемого сигнала на 180° . Обладает лучшими усилительными свойствами по сравнению с ОБ и ОК и поэтому является основным типом каскада для усиления малых сигналов.

Каскад ОБ обеспечивает усиление только по напряжению (практически такое же, как ОЭ). Входное сопротивление каскада в $(1+h_{21e})$ раз меньше, чем ОЭ, а выходное — в $(1+h_{21e})$ раз больше. В отличие от ОЭ каскад ОБ не изменяет фазы усиливаемого сигнала. Малое входное сопротивление каскада ОБ ограничивает его применение в УНЧ: практически он используется только как элемент дифференциального усилителя (см. 5.1.3).

Каскад ОК обеспечивает усиление только по току (практически такое же, как ОЭ). В отличие от ОЭ каскад ОК не изменяет фазы усиливаемого сигнала. При $K \cong 1$ каскад ОК как бы повторяет усиливаемое напряжение по величине и фазе. Поэтому такой каскад называется **эмиттерным повторителем**. Входное сопротивление ОК зависит от сопротивления нагрузки R_n и велико (почти в h_{21e} раз больше R_n), а выходное сопротивление зависит от сопротивления источника сигнала R_r и мало (почти в h_{21e} раз меньше R_r). Каскад ОК благодаря большому входному и малому выходному сопротивлениям находит применение как в предварительных, так и мощных УНЧ.

Наряду с тремя возможными схемами включения транзисторов (ОЭ, ОБ и ОК) в усилительных каскадах используются **сложные транзисторы** — комбинация из нескольких различным образом соединенных транзисторов. Для оценки усилительных свойств сложный транзистор может рассматриваться как один эквивалентный транзистор с новыми свойствами, имеющий три электрода.

Разновидностью сложных транзисторов являются составные транзисторы, образованные путем непосредственной связи двух и более транзисторов. На рис. 4.4 приведены примеры составных транзисторов. Соединение двух транзисторов (рис. 4.4, а) одинаковой структуры (например, $p-n-p$) эквивалентно транзистору такой же структуры, у которого $h_{21e} = h_{12e1} h_{21e2}$. Соединение двух транзисторов разной структуры (рис. 4.4, б) эквивалентно одному транзистору со структурой, соответствующей первому транзистору (Т1), у которого $h_{21e} = h_{21e1} h_{21e2}$. Составные транзисторы могут быть включены по различным схемам: ОЭ, ОБ, ОК.

Сложные транзисторы бывают также каскодные и каскадные. **Каскодным** называется соединение простых транзисторов

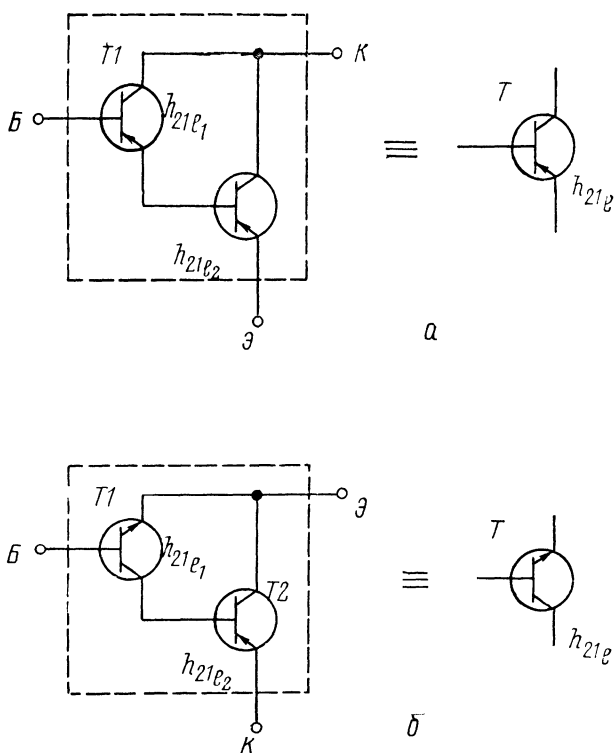


Рис. 4.4

при различных схемах их включения (например, ОЭ — ОБ), а каскадным — соединении простых транзисторов при одинаковых схемах их включения (например, ОЭ — ОЭ).

4.1.2. Полевые транзисторы

Для полевых транзисторов, так же как и для биполярных, возможны три схемы включения, которые обладают способностью усиливать мощность: с общим истоком (ОИ), общим затвором (ОЗ) и общим стоком (ОС). Эти схемы показаны на рис. 4.5 для полевого транзистора с управляющим переходом и каналом типа n . Для обозначения электродов полевого транзистора приняты: S — исток, D — сток и G — затвор.

Для всех схем включения полевого транзистора, показанных на рис. 4.5, в режиме покоя на сток должно быть подано положительное напряжение (стоковое напряжение E_{0D}), а на затвор — отрицательное (напряжение смещения E_{0a}). Для

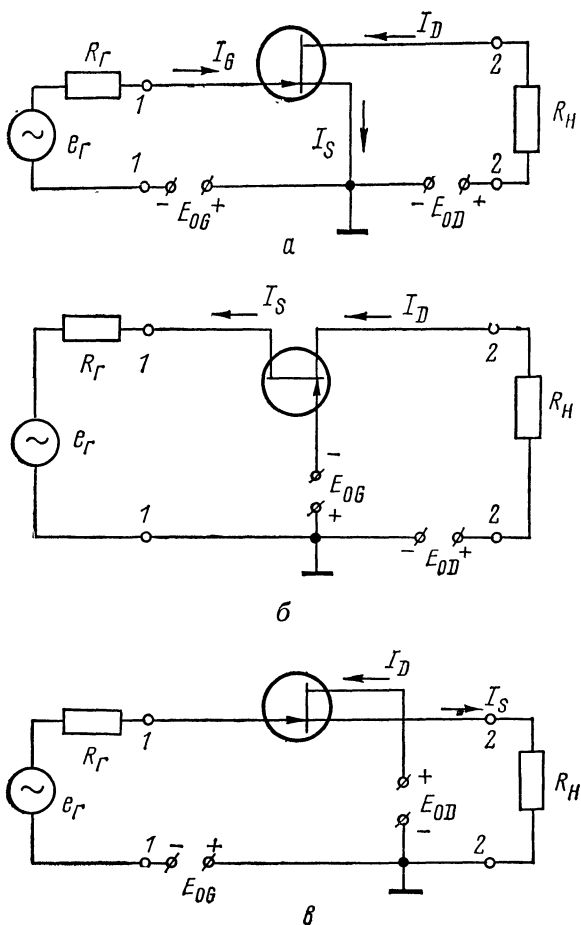


Рис. 4.5

полевых транзисторов с управляющим переходом и каналом типа p полярность напряжений E_{0D} и $E_{0\Gamma}$ должна быть противоположной. Режим покоя полевого транзистора определяется положением его рабочей точки, которое зависит от тока стока I_D (практически равного току истока и зависящего от $E_{0\Gamma}$) и напряжения E_{0D} .

Эквивалентная схема полевого транзистора с управляющим переходом для малого сигнала показана на рис. 4.6, *a*. Параметрами такой схемы с ОИ являются: R_{gs} — сопротивление

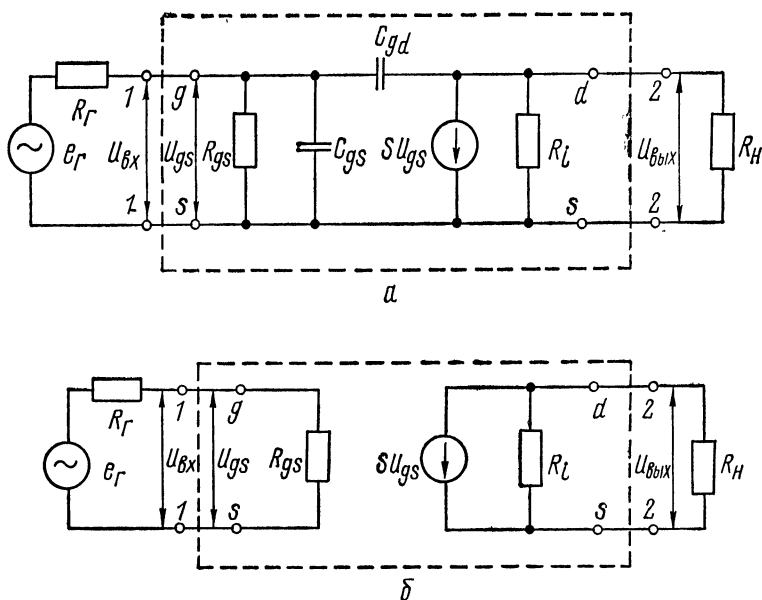


Рис. 4.6

обратносмещенного перехода затвор — исток; C_{gs} — емкость этого перехода; C_{gd} — емкость перехода затвор — сток; S — крутизна характеристики транзистора; R_i — внутреннее сопротивление. В справочных данных для полевых транзисторов обычно указываются только некоторые параметры эквивалентной схемы: крутизна S (измеренная при $E_{ог}=0\text{В}$); входная емкость транзистора ($C_{gs}+C_{gd}$) и проходная емкость (C_{gd}). Значения сопротивлений R_{gs} и R_i в справочных данных не указываются, так как эти сопротивления практически не влияют на работу усилительного каскада. Сопротивление R_{gs} имеет большую величину и достигает сотен МОм и более. Поэтому входное сопротивление каскада с полевым транзистором обычно зависит от включаемого параллельно R_{gs} сопротивления утечки затвора (R_g), используемого для подачи напряжения смещения $E_{ог}$. Сопротивление R_i имеет порядок десятков кОм и практически всегда значительно больше, чем сопротивление нагрузки R_H . Порядок величин параметров S , C_{gs} и C_{gd} характеризуется данными табл. 4.6, в которой приведены значения этих параметров для некоторых типов полевых транзисторов с управляющим переходом, используемых в УНЧ.

В диапазоне частот, в котором влияние емкостей C_{gs} и C_{gd}

Таблица 4.6

Тип тран- зистора	Тип ка- нала	Параметры полевых транзисторов					
		S , мСм	$(C_{gs} + C_{gd})$, пФ	C_{gd} , пФ	I_{DSS} , мА	$U_{GS(off)}$, В	$F_{ш}$, дБ
КП102	p	0,25—1,3	5	2	0,18—6,0	2,8—10	3
КП103	p	0,7—4,4	10	4	0,6—12,0	1,4—5	3
КП302	n	5,0—7,0	20	8	3,0—43,0	5—10	3

проявляется незначительно, используется НЧ эквивалентная схема (рис. 4.6, б).

Области применения усилительных каскадов ОИ, ОС и ОЗ в УНЧ определяются их свойствами, которые (для НЧ) аналогичны соответствующим каскадам на биполярных транзисторах: ОЭ, ОК и ОБ.

Каскад ОИ имеет свойства, аналогичные каскаду ОЭ. Коэффициент усиления по напряжению (K) каскада ОИ может быть определен по той же формуле, что и для каскада ОЭ (см. табл. 4.5), однако входное сопротивление каскада ОИ значительно выше, чем ОЭ, и практически определяется сопротивлением утечки.

Каскад ОС имеет свойства, аналогичные каскаду ОК, и используется как **истоковый повторитель**. Коэффициент передачи по напряжению (K) каскада ОС может быть определен по той же формуле, что и для каскада ОК (см. табл. 4.5).

Каскады ОИ и ОС применяются в основном в предварительных УНЧ.

Каскад ОЗ обладает недостатками каскада ОБ и поэтому имеет ограниченное применение.

Наряду с параметрами эквивалентной схемы для оценки свойств полевых транзисторов используются такие электрические параметры, которые не зависят от схемы включения транзистора: начальный ток стока, напряжение отсечки и коэффициент шума.

Начальный ток стока (I_{DSS}) — ток стока при напряжении между затвором и стоком, равном нулю, и при напряжении на стоке, равном или превышающем напряжение насыщения.

Напряжение отсечки ($U_{GS(off)}$) — напряжение между затвором и истоком, при котором ток стока достигает заданного низкого значения.

Коэффициент шума полевого транзистора ($F_{ш}$) — отношение полной мощности шумов на выходе полевого транзистора к той ее части, которая вызвана тепловыми шумами сопротивления источника сигнала.

О порядке Величин параметров I_{DSS} , $U_{GS(off)}$ и $F_{ш}$ можно судить по данным табл. 4.6. Коэффициент шума регламентирует-

ся только для некоторых типов полевых транзисторов и для НЧ транзисторов измеряется обычно при частоте 1 кГц с генератором, имеющим внутреннее сопротивление 1 МОм. Так, например, для транзисторов КП302А при этих условиях $F_{ш}$ должен быть не более 3 дБ ($U_{GD}=0$, $U_{DS}=8$ В). Малое значение коэффициента шума важно для транзисторов, используемых во входных каскадах УНЧ (см. 5.3).

4.2. ЦЕПИ ПИТАНИЯ

Основное требование, предъявляемое к цепям питания усилительных каскадов,— обеспечить заданный режим работы УП, определяемый положением рабочей точки УП. При этом

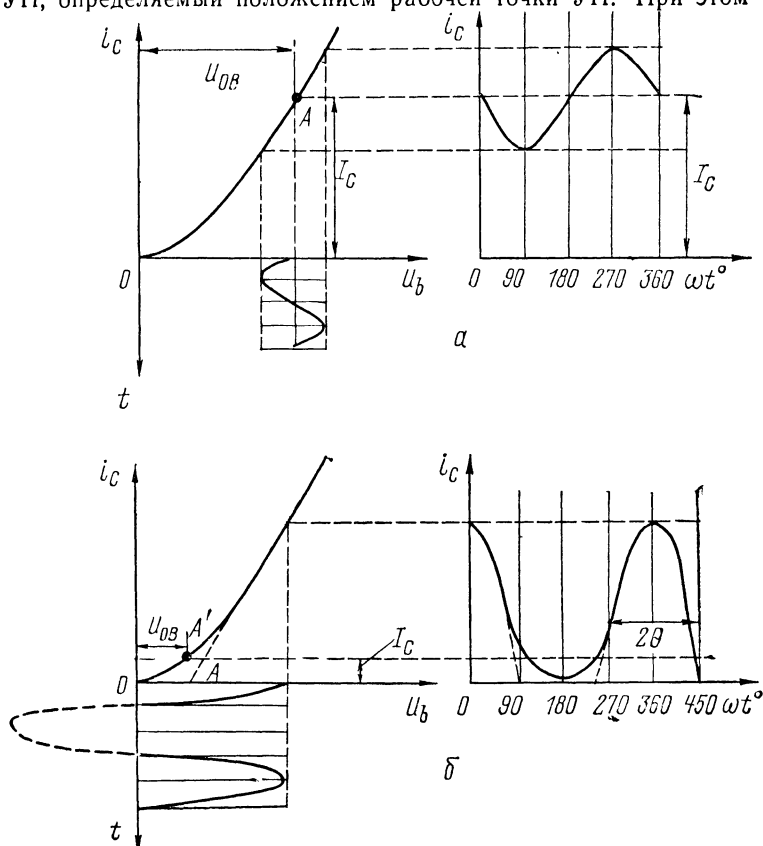


Рис. 4.7

цепи питания должны обеспечивать также постоянство заданного режима работы при воздействии дестабилизирующих факторов: изменении температуры, разбросе параметров УП, колебании питающих напряжений.

Для УП, используемых в усилительных каскадах УНЧ, возможны режимы работы: *А*, *В* и *АВ*. Эти режимы (для биполярных транзисторов) показаны графически на рис. 4.7. Положение рабочей точки покоя определяется током I_c .

При работе в режиме *А* (рис. 4.7, *а*) точка покоя *А* выбирается примерно в средней части проходной характеристики УП и выходной ток УП (коллекторный ток i_c) протекает в течение всего периода гармонического колебания. В этом случае УП работает без отсечки тока (угол отсечки $\theta = 180^\circ$). В режиме *А* работают все каскады предварительных УНЧ.

При работе в режиме *В* в идеальном случае (показан пунктиром на рис. 4.7, *б*) точка покоя *А* выбирается на пересечении проходной характеристики с осью абсцисс и ток покоя I_c равен нулю. УП работает с отсечкой тока ($\theta = 90^\circ$). Практически используется режим *АВ* (точка покоя *А'* на рис. 4.7, *б*). В этом случае УП работает с углом отсечки, близким к 90° . В режимах *В* и *АВ* работают только каскады мощных УНЧ.

Цепи питания усилительных каскадов различаются в зависимости от типа УП.

4.2.1. Цепи питания биполярных транзисторов

Для обеспечения заданного режима работы биполярного транзистора (рис. 4.7) требуется установить положение точки покоя, определяемое током покоя I_c . С этой целью на электроды транзистора должны быть поданы два напряжения: коллекторное U_c и напряжение смещения базы U_b . Полярность этих напряжений зависит от структуры транзистора. Для транзисторов *p—n—p* оба этих напряжения (U_c и U_b) должны быть отрицательными, а для *n—p—n* — положительными. Величины напряжений U_c и U_b оказываются различными; кроме того, различными оказываются и требования к стабильности этих напряжений. Поэтому используются две отдельные цепи питания — коллектора и базы.

Цепи питания коллектора содержат элементы, показанные на рис. 4.8. В многокаскадных УНЧ коллекторные цепи всех каскадов подключаются параллельно к одному общему источнику $E_{ос}$. В этом случае цепь питания коллектора содержит **развязывающий фильтр** $R_\phi C_\phi$. Назначение такого фильтра — устранить паразитную обратную связь через общий источник питания. При питании от сети переменного тока за счет $R_\phi C_\phi$, кроме того, уменьшается пульсация напряжения питания. Резистор R_ϕ включается последовательно с нагрузкой R_n , и на

нем теряется часть коллекторного напряжения. Поэтому рекомендуется сопротивление R_{Φ} выбирать исходя из допустимого падения напряжения: $U_{0\Phi} = I_C \cdot R_{\Phi} \leq \leq 0,1 E_{0c}$. Выбор емкости C_{Φ} влияет на частотную характеристику усилительного каскада (см. главу 5). Напряжение между коллектором и эмиттером транзистора U_{CE} выбирается в пределах $U_C = (0,3—0,5) E_{0c}$. При этом

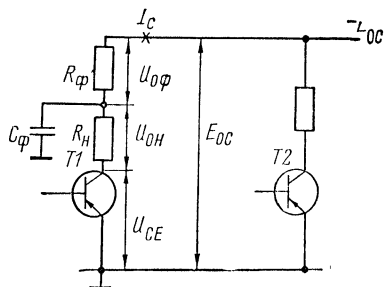


Рис. 4.8

минимальное значение U_C не должно быть менее 0,5 В, иначе рабочая точка переходит в область насыщения и возрастают нелинейные искажения. При необходимости коллекторные цепи питаются от стабилизированных источников (см. 4.2.3). В двухтактных каскадах, используемых в мощных УНЧ (см. главу 6), коллекторные цепи транзисторов могут соединяться по постоянному току параллельно или последовательно.

Цепи питания базы содержат элементы, показанные на рис. 4.9. Заданный режим работы транзистора устанавливается путем подачи на его базу требуемого напряжения смещения U_B или создания в цепи базы требуемого тока смещения I_B . В обоих случаях между эмиттером и базой устанавливается напряжение U_{BE} , равное (в зависимости от I_B) 0,1—0,3 В (для германиевых транзисторов) или 0,5—0,7 В (для кремниевых). Смещение базы может осуществляться от общего с коллектором источника питания E_{0c} или от отдельного источника питания базовых цепей E_{0B} .

При питании от E_{0c} смещение базы может быть фиксированным (по току или напряжению) или автоматическим. На рис. 4.9 показаны различные варианты смещения базы для схемы ОЭ. Схемы с **фиксированным током** (рис. 4.9, а) и с **фиксированным напряжением** (рис. 4.9, б) не обеспечивают стабильности рабочей точки транзистора при изменении температуры.

Схема с автоматическим смещением (рис. 4.9, в), получившая наибольшее распространение, содержит три резистора: R_{b1} , R_{b2} и R_E . За счет отрицательной обратной связи, создаваемой сопротивлением R_E в цепи эмиттера (см. главу 7), достигается требуемая стабилизация рабочей точки. Блокировочный конденсатор C_E используется для устранения нежелательной обратной связи по переменному току. Схема эффективна как для германиевых, так и для кремниевых транзисторов. Для определения величин R_{b1} , R_{b2} и R_E должны быть известны: напряжение источника питания E_{0c} и ток покоя I_C . Ориентиро-

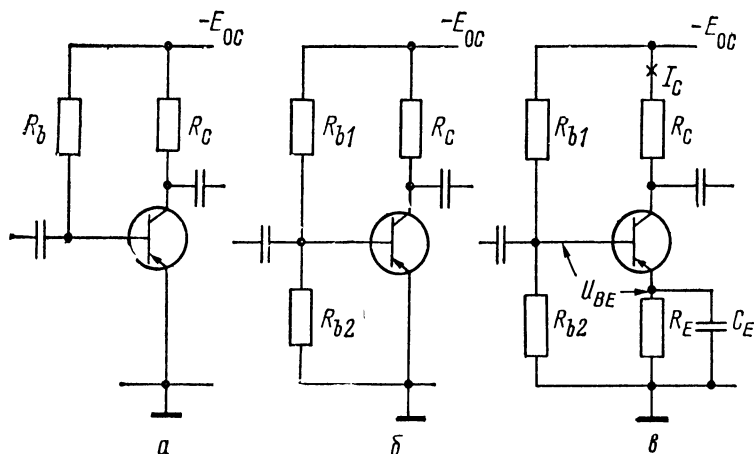


Рис. 4.9

точные значения R_{b1} , R_{b2} и R_E могут быть определены с помощью приведенных ниже формул.

$$R_{E(\text{кОм})} = b \frac{E_{0C(\text{В})}}{I_{C(\text{мА})}}; \quad (4.36)$$

$$R_{b2} = c \left(R_E + \frac{U_{BE}}{I_C} \right); \quad (4.37)$$

$$R_{b1} = c \left(\frac{E_{0C}}{I_C} \right) - R_{b2}; \quad (4.38)$$

$$C_{E(\text{мкФ})} \geq \frac{2500}{F_{\text{н(Гц)}}}. \quad (4.39)$$

Входящие в вышеприведенные формулы b , c и U_{BE} зависят от типа транзистора и режима его работы. Для германиевых транзисторов выбираются: $b \approx 0,2$; c — в пределах 3—5; U_{BE} — в пределах 0,1—0,2 В. Для кремниевых транзисторов: $b \approx 0,1$; c — в пределах 10—25; U_{BE} — в пределах 0,6—0,7 В. При увеличении c и уменьшении b стабильность схемы снижается. Большие значения U_{BE} выбираются для больших значений I_C .

Пример. Для германиевого транзистора МП39 задано: $E_{0C} = 9$ В; $I_C = 1$ мА. Требуется определить R_{b1} , R_{b2} и R_E . Задаваясь $b = 0,2$, $c = 3$, $U_{BE} = 0,1$ В и используя формулы (4.36—4.38), находим: $R_E = 1,8$ кОм; $R_{b2} = 5,7$ кОм; $R_{b1} = 21,3$ кОм. Для R_{b2} и R_{b1} выбираем стандартные значения 5,6 кОм и 22 кОм.

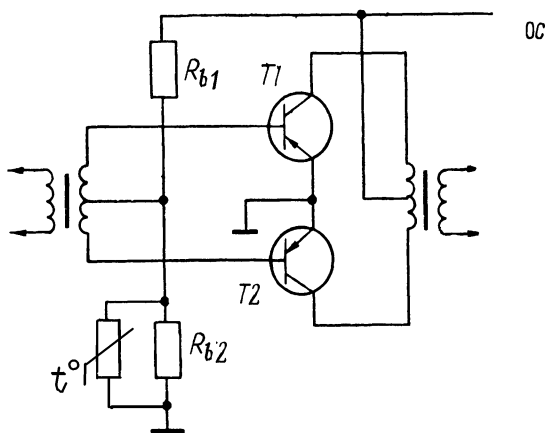


Рис. 4.10

Выбор емкости конденсатора C_E , влияющей на прохождение нижних частот (см. 5.1), зависит от требований к частотной характеристике каскада. Ориентировочно емкость C_E для заданной нижней частоты диапазона F_H может быть определена по формуле (4.39).

Аналогичные цепи питания используются для схем ОБ и ОК.

При питании базовых цепей от отдельного источника общее напряжение питания E_{0B} обычно стабилизируют с помощью стабилизатора напряжения (см. 4.2.3). В этом случае цепи питания базы (как и коллектора) содержат развязывающие фильтры.

В каскадах УНЧ с непосредственной связью смещение базы осуществляется обычно с помощью цепей обратной связи по постоянному току (см. 7.1.2).

В двухтактных каскадах мощных УНЧ, работающих в режимах В или АВ (рис. 4.10), смещение базы осуществляется делителем напряжения $R_{b1}-R_{b2}$. Для повышения стабильности рабочей точки при изменении температуры в этом случае применяется термокомпенсация: параллельно R_{b2} включаются терморезисторы (или диоды), имеющие отрицательный температурный коэффициент. Термокомпенсация используется также для повышения стабильности каскадов с непосредственной связью (см. 7.1.2).

4.2.2. Цепи питания полевых транзисторов

Для обеспечения заданного режима работы полевого транзистора требуется установить положение рабочей точки покоя,

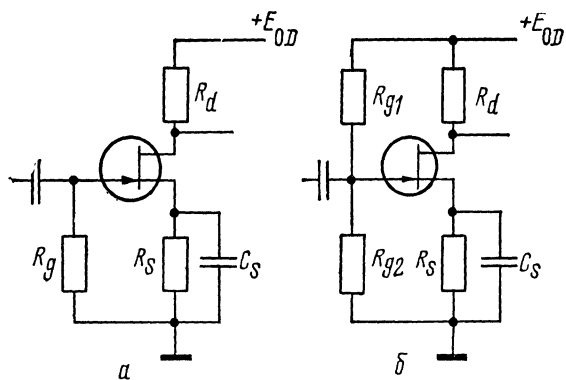


Рис. 4.11

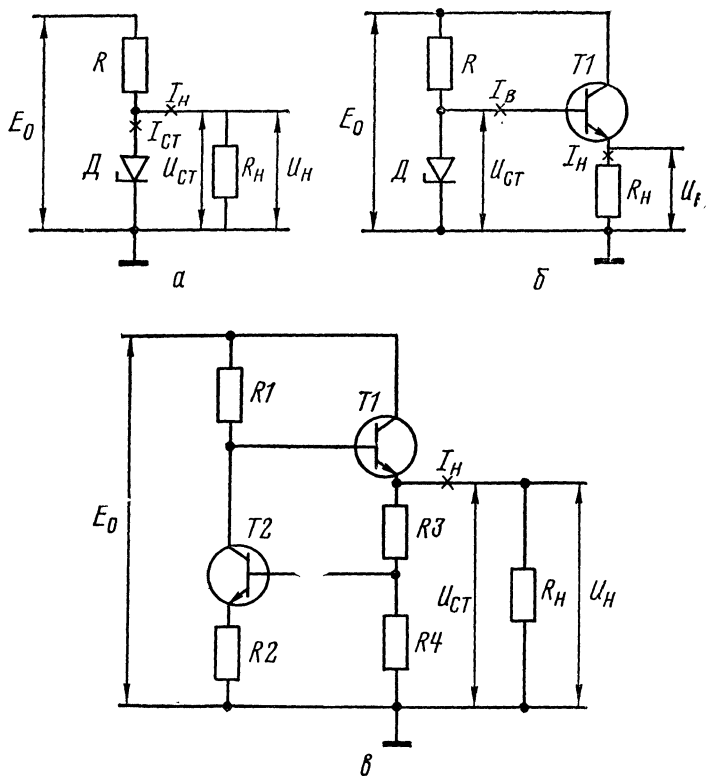


Рис. 4.12

определяемое током стока I_D . С этой целью на электроды транзистора должны быть поданы два напряжения: стоковое U_D и напряжение смещения затвора U_G .

Полярность напряжений U_D и U_G обусловлена разновидностью полевого транзистора и типом проводимости его канала. При этом независимо от типа канала полярность напряжений U_D и U_G полевых транзисторов с управляющим переходом должна быть различна, а транзисторов с изолированным затвором и индуцированным (наведенным) каналом — одинакова. Транзисторы с изолированным затвором и собственным (встроенным) каналом могут работать при нулевом смещении затвора.

Для полевых транзисторов, так же как и для биполярных, используются две цепи питания. **Цепи питания стока** аналогичны коллекторным цепям биполярных транзисторов. При питании **цепей затвора** от общего со стоком источника E_{0D} смещение затвора может быть как фиксированным, так и автоматическим. В связи с большим разбросом параметров полевых транзисторов I_{DSS} и $U_{GS(off)}$ схемы с фиксированным смещением не обеспечивают стабильного положения рабочей точки.

На рис. 4.11, *а* изображена схема с автоматическим смещением для полевого транзистора (с управляющим переходом и каналом типа n) с ОИ. В ней стабилизация положения рабочей точки достигается за счет отрицательной обратной связи по постоянному току, создаваемой сопротивлением R_s . Для подачи напряжения смещения на затвор используется сопротивление утечки затвора R_g . Величина R_s определяется заданными I_D и U_G : $R_s = U_G / I_D$. Лучшие результаты (в отношении стабильности) могут быть получены при комбинированной схеме смещения (рис. 4.11, *б*) за счет использования делителя $R_{g1}—R_{g2}$.

4.2.3. Стабилизаторы напряжений

Для повышения стабильности рабочей точки транзисторов при изменениях напряжения источников питания применяются стабилизаторы напряжения (СН). В УНЧ используются стабилизаторы напряжения трех типов: диодные, диодно-транзисторные и транзисторные (рис. 4.12).

Диодный стабилизатор (рис. 4.11, *а*) содержит диод D и балластный резистор R . Нагрузка (R_H) подключается параллельно диоду. В качестве диодов используются кремниевые стабилитроны и селеновые стабилизирующие диоды. Стабилитроны используются на обратной ветви вольт-амперной характеристики (являются обратносмещенными диодами), а стабилизирующие диоды — на прямой ветви характеристики (прямосмещенные диоды). Селеновые диоды применяются в тех случаях, когда требуется получить малые стабилизированные напряжения

(менее 3 В). Некоторые сведения о наиболее распространенных диодах, используемых в стабилизаторах напряжения для УНЧ, приведены в табл. 4.7.

Т а б л и ц а 4.7

Тип диода	$\Delta U_{\text{ст}}, \pm \%$	$U_{\text{ст}}, \text{В}$	$I_{\text{ст}}, \text{мА}$	$I_{\text{ст.мин}}, \text{мА}$	$I_{\text{ст.макс}}, \text{мА}$	$P_{\text{макс}}, \text{Вт}$
КС133А	10	3,3	10	3	81	0,300
КС156А	10	5,6	10	3	55	0,300
2С168А	10	6,8	10	3	45	0,300
Д808	—	7—8,5	5	3	33	0,280
Д809	—	8—9,5	5	3	29	0,280
Д810	—	9—10,5	5	3	33	0,280
Д813	—	11,5—14	5	3	20	0,280
Д818	—	9	10	3	33	0,300
Д814	—	7—8,5	5	3	36	0,340
Д816	15	22	150	10	230	5,000
Д815Г	15	10	500	25	800	8,000
7ГЕ1АС	10	0,72	1	0,5	10	—
7ГЕ2АС	10	1,74	1	0,5	10	—

П р и м е ч а н и е. В таблице приведены параметры диодов: $U_{\text{ст}}$, $\Delta U_{\text{ст}}$, $I_{\text{ст}}$, $I_{\text{ст.мин}}$, $I_{\text{ст.макс}}$, $P_{\text{макс}}$. Напряжение стабилизации ($U_{\text{ст}}$) — значение напряжения на стабилизаторе при протекании заданного тока стабилизации ($I_{\text{ст}}$); $\Delta U_{\text{ст}}$ — максимально допустимое отклонение значения напряжения стабилизации от номинального значения для стабилизаторов данного типа; $I_{\text{ст.мин}}$ — минимальное значение тока стабилизации, при котором обеспечивается заданная надежность; $I_{\text{ст.макс}}$ — максимальное значение постоянного тока стабилизации, при котором обеспечивается заданная надежность; $P_{\text{макс}}$ — максимально допустимая рассеиваемая мощность стабилизатора.

Приведенные в табл. 4.7 диоды 7ГЕ1АС и 7ГЕ2АС — селеновые стабилизирующие, а остальные — кремниевые стабилитроны: малой (до 0,3 Вт), средней (0,3—5,0 Вт) и большой мощности (более 5,0 Вт). При выборе диода для стабилизатора напряжения исходят из требуемого значения стабилизируемого напряжения $U_{\text{н}}$ и тока нагрузки $I_{\text{н}}$. При этом $U_{\text{н}}$ должно соответствовать $U_{\text{ст}}$, а максимальный ток через нагрузку ограничивается величиной $I_{\text{ст.макс}}$. Величина балластного сопротивления R может быть рассчитана по формуле 4.40.

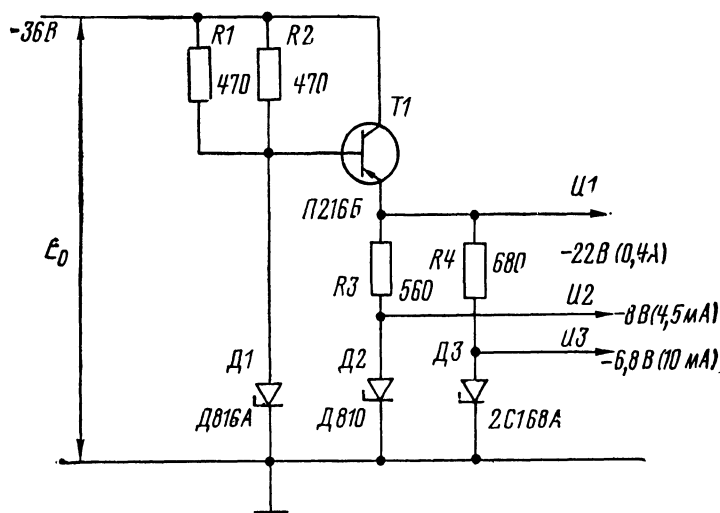


Рис. 4.13

$$R_{(\text{кОм})} = \frac{(E_0 - U_{\text{ст}})(B)}{2I_{\text{н}}(\text{мА})}; \quad (4.40)$$

$$I_B = \frac{I_{\text{н}}}{h_{21e}}; \quad (4.41)$$

$$R_{(\text{кОм})} = \frac{(E_0 - U_{\text{ст}})(B)}{2I_{B(\text{мА})}}. \quad (4.42)$$

Диодно-транзисторный стабилизатор (рис. 4.12, б) содержит диодный стабилизатор (R , D) и транзистор (T_1) с ОК. Нагрузка ($R_{\text{н}}$) включается в эмиттерную цепь T_1 . Напряжение $U_{\text{ст}}$ с выхода диодного стабилизатора передается эмиттерным повторителем к нагрузке. При этом стабилизированное напряжение на нагрузке $U_{\text{н}}$ оказывается меньше $U_{\text{ст}}$ на величину напряжения $U_{\text{вб}}$ транзистора. Величина стабилизированного тока ($I_{\text{н}}$) ограничивается максимально допустимым током коллектора и допустимой мощностью рассеяния на коллекторе. Для диодного стабилизатора нагрузочным током является базовый ток транзистора $I_{\text{в}}$, который в h_{21e} раз меньше тока $I_{\text{н}}$. В этом случае величина балластного сопротивления R может быть рассчитана по формулам (4.41) и (4.42).

На рис. 4.13 изображена практическая схема стабилизатора напряжения, используемого в радиоле «Рига-101» для питания цепей каскадов УНЧ и ВЧ тракта. Схема содержит комбинацию диодных и диодно-транзисторного стабилизаторов. Для питания оконечных каскадов усилителя мощности УНЧ исполь-

зуется напряжение 22 В, а для предварительных каскадов УНЧ — 6,8 В.

Транзисторный стабилизатор напряжения с обратной связью, типа «двойка» (рис. 4.12, *в*), содержит два транзистора: Т1 — включенный по схеме ОК, Т2 — по схеме ОЭ. Стабилизаторы такого типа используются в интегральных микросхемах (см. главы 13 и 14), а также в высококачественной радиовещательной аппаратуре.

4.3. НАГРУЗКИ И ЭЛЕМЕНТЫ СВЯЗИ

Основными видами **нагрузки** усилительных каскадов УНЧ являются резисторы и трансформаторы. В зависимости от этого различаются и типы каскадов: резисторные и трансформаторные. На рис. 4.14, *а* изображена упрощенная схема резисторного каскада ОЭ (без вспомогательных элементов), у которого в качестве коллекторной нагрузки используется резистор R_c . На рис. 4.14, *б* дана упрощенная схема трансформаторного каскада ОЭ, у которого в качестве коллекторной нагрузки используется трансформатор Тр. Применяются также и динамические нагрузки. На рис. 4.14, *в* приведена упрощенная схема каскада ОЭ, в которой транзистор Т2 играет роль динамической нагрузки для усилительного транзистора Т1. Оба транзистора включены по постоянному току последовательно. Сопротивление динамической нагрузки по переменному току определяется выходным сопротивлением транзистора Т2. Для увеличения этого сопротивления транзисторы Т1 и Т2 должны иметь противоположную структуру (как показано на рис. 4.14, *в*).

Связь между каскадами может быть непосредственной (гальванической) или осуществляться с помощью реактивных элементов (резисторно-емкостная и трансформаторная).

Резисторно-емкостная связь (рис. 4.15, *а*) создается конденсатором связи C_p и сопротивлениями R_c и $R_{вх.сл} \cdot R_{вх.сл}$ — сопротивление входной цепи последующего каскада (включающее как входное сопротивление УП, так и сопротивление цепи питания); R_c — коллекторная нагрузка транзистора Т1, основной элемент связи с последующим каскадом. Через R_c подается напряжение питания на коллектор Т1. Резисторно-емкостная связь приводит к частотным искажениям в области нижних частот. Для уменьшения этих искажений величина емкости C_p должна быть достаточно большой. C_p может быть выбрана с помощью формул (4.43) и (4.44).

$$C_p(\text{мкФ}) = \frac{160}{F_{н(\Gamma_{ц})} \sqrt{M^2 - 1} R_{\text{посл(кОм)}}}; \quad (4.43)$$

$$R_{\text{посл}} = R_c + R_{\text{вх.сл}}; \quad (4.44)$$

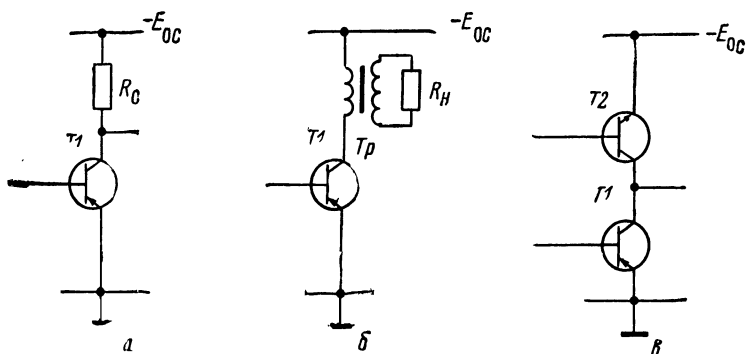


Рис. 4.14

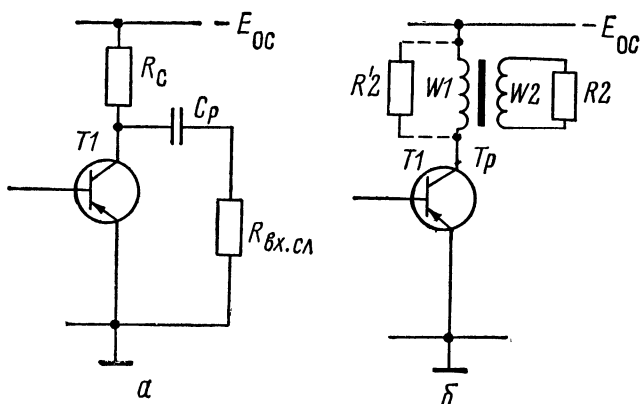


Рис. 4.15

Пример. Выбрать конденсатор C_P , если для $F_H = 100$ Гц коэффициент частотных искажений M_H не должен превышать 1,08 (т. е. 0,5 дБ); $R_C = 4$ кОм; $R_{вх.сл} = 1$ кОм. По формулам (4.43, 4.44) находим: $R_{посл} = 5$ кОм; $C_P \cong 1$ мкФ.

Трансформаторы, используемые в УНЧ в качестве элементов связи, называются **сигнальными** (в отличие от силовых, используемых в источниках питания). Сигнальные трансформаторы характеризуются рядом показателей: коэффициентом трансформации, КПД, частотной характеристикой и др.

Коэффициент трансформации (n) определяется как отношение числа витков его обмоток: вторичной (w_2) и первичной (w_1).

КПД трансформатора ($\eta_{тр}$) определяется как отношение мощности P_2 , отдаваемой нагрузке (подключенной ко вторич-

ной обмотке), к мощности P_1 , отдаваемой источником сигнала (подключенным к первичной обмотке). КПД трансформатора зависит от его мощности и имеет значения: 0,65 (до 0,1 Вт), 0,65—0,75 (от 0,1 до 1,0 Вт) и 0,75—0,85 (от 1 до 10 Вт).

Частотная характеристика (АЧХ) трансформатора неравномерна: ослабляются как нижние, так и верхние частоты. При этом ослабление нижних частот обусловлено влиянием индуктивности первичной обмотки (L_1), а ослабление верхних — влиянием индуктивности рассеяния обмоток (L_s). Для подъема нижних частот следует увеличивать L_1 (что требует увеличения размеров магнитопровода и числа витков первичной обмотки), а для подъема верхних частот — снижать L_s (что связано с усложнением конструкции трансформатора).

Трансформатор как элемент связи дает возможность изменения сопротивления нагрузки со стороны входа и выхода. Так, если ко вторичной обмотке трансформатора подключено сопротивление R_2 (рис. 4.15, б), то это сопротивление, измеренное со стороны первичной обмотки (или приведенное сопротивление) R'_2 , зависит от коэффициента трансформации. Соответственно сопротивление R_1 , подключенное к первичной обмотке, измеренное со стороны вторичной обмотки (приведенное сопротивление), также зависит от n . Для идеального трансформатора ($\eta_{тр}=1$) значения R'_2 и R'_1 могут быть рассчитаны по формулам (4.45—4.47).

$$n = \frac{\omega_2}{\omega_1}; \quad (4.45)$$

$$R'_2 = \frac{R_2}{n^2}; \quad (4.46)$$

$$R'_1 = R_1 n^2. \quad (4.47)$$

Пример. Трансформатор имеет: $\omega_1 = 1000$ в; $\omega_2 = 100$ в. Определить R'_2 и R'_1 при $R_1 = R_2 = 100$ Ом. Используя формулы (4.45), (4.46) и (4.47), находим: $n = 0,1$; $R'_2 = 10$ кОм; $R'_1 = 1$ Ом.

Трансформатор обладает рядом существенных недостатков: помимо частотных искажений (как в области нижних, так и верхних частот) и низкого КПД он чувствителен к наводкам (воздействию внешних помех); является конструктивно сложным компонентом; имеет большие габариты и массу, высокую стоимость и др. Поэтому в настоящее время сигнальные трансформаторы используются в основном в каскадах мощных УНЧ.

При непосредственной связи каскадов цепи постоянного и переменного токов не разделяются. Такая связь обладает рядом достоинств: не требует применения реактивных элементов (конденсаторов и трансформаторов), что особенно важно для создания интегральных микросхем, не вносит частотные иска-

жения и др. Однако при непосредственной (гальванической) связи возникает необходимость соответствующего согласования уровней напряжения постоянного тока на электродах транзисторов связываемых каскадов — T_1 и T_2 . Кроме того, нестабильность режима T_1 непосредственно влияет на режим T_2 . За счет использования обратной связи (общей и местной) удастся создать схемы (см. главу 7), в которых обеспечивается как необходимое согласование уровней напряжения, так и требуемая стабилизация режима по постоянному току.

Глава 5

КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫХ УНЧ

5.1. КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В предварительных УНЧ используются только резисторные каскады на биполярных и полевых транзисторах. Эти каскады различаются в зависимости от схемы включения транзистора и по виду связи с последующим каскадом. Основными показателями для оценки свойств каскадов предварительных УНЧ являются: коэффициент усиления (или передачи) по напряжению в области средних частот (K_0), входное сопротивление ($R_{вх}$); выходное сопротивление ($R_{вых}$), неравномерность частотной характеристики (АЧХ) в рабочем диапазоне частот ($F_H—F_B$).

В предварительных УНЧ применяются резисторные каскады на биполярных транзисторах ОЭ, ОК и на сложных транзисторах.

Каскады на биполярных транзисторах используются как с резисторно-емкостной, так и с непосредственной связью. Наиболее распространенным является резисторный каскад ОЭ.

5.1.1. Резисторный каскад ОЭ

Типовая схема каскада с резисторно-емкостной связью (рис. 5.1) содержит два основных элемента: усилительный прибор (транзистор Т1) и коллекторную нагрузку (резистор R_c). Остальные элементы схемы — вспомогательные. Резисторы R_{b1} , R_{b2} , R_E , R_F и конденсаторы C_E и C_F являются элементами цепей питания (см. 4.2.1), а конденсаторы C_{p1} и C_{p2} — элементами цепей связи (см. 4.3). Конденсатор C_{p1} служит для связи с источником сигнала (на схеме представлен сопротивлением R_r и ЭДС e_r) или с предыдущим усилительным каскадом, а C_{p2} — для связи с последующим каскадом (на транзисторе Т2).

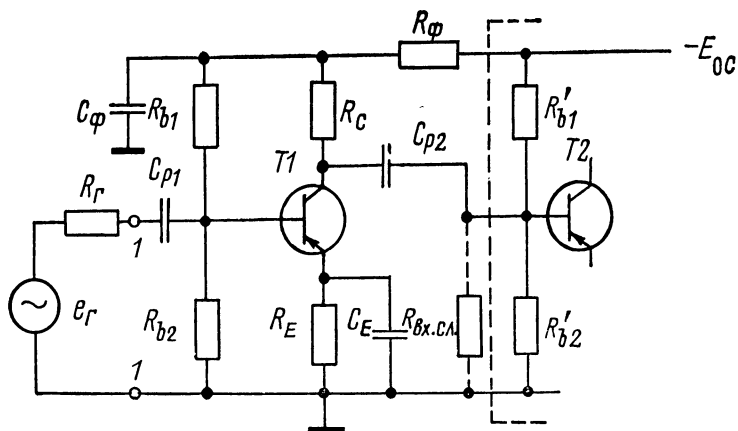


Рис. 5.1

На основные показатели каскада K_0 , $R_{вх}$, $R_{вых}$, а также на АЧХ влияют как основные, так и вспомогательные элементы схемы. Кроме того, существенное влияние оказывает входная цепь последующего каскада.

Входное сопротивление каскада ($R_{вх}$) зависит от входного сопротивления транзистора (R_{11}) и от сопротивления цепи питания базы R_b . Для типовой схемы (рис. 5.1) R_b определяется параллельным соединением сопротивлений делителя R_{b1} и R_{b2} . Сопротивление R_b шунтирует R_{11} , и за счет этого уменьшаются $R_{вх}$.

Выходное сопротивление каскада ($R_{вых}$) зависит от выходного сопротивления транзистора (R_{22}) и сопротивления коллекторной нагрузки (R_c). Сопротивления R_{22} и R_c включены параллельно. Обычно $R_c \ll R_{22}$. Поэтому практически $R_{вых} \cong R_c$.

Коэффициент усиления каскада по напряжению в области средних частот (K_0) зависит от крутизны транзистора (S) и сопротивления нагрузки R_n . Для усиливаемого сигнала входное сопротивление последующего каскада ($R_{вх. сл}$) подключается параллельно R_c и поэтому входит в нагрузку каскада. $R_{вх. сл}$ шунтирует R_c , уменьшает усиление каскада (K_0). Если оба транзистора ($T1$ и $T2$), входящие в типовую схему, одинаковы и $R_{вх. сл} \ll R_c$, то ориентировочно можно считать, что $K_0 \cong h_{21e}$.

На K_0 , зависящий от параметров транзистора (S или h_{21e}), влияют такие дестабилизирующие факторы, как изменения напряжения питания и температуры, технологический разброс параметров. Изменение K_0 под влиянием дестабилизирующих факторов определяется величиной ΔK_0 , а нестабильность K_0 оценивается отношением $\Delta K_0/K_0$.

Ориентировочные значения $R_{вх}$, $R_{вых}$ и K_0 могут быть рас-

считаны с помощью приведенных ниже формул. При этом должны быть известны параметры транзистора h_{21e} , r_e и S , а также величины сопротивлений R_{b1} , R_{b2} , R_c и $R_{вх. сл.}$. r_e и S можно считать по формулам (4.25 и 4.26), а R_{b1} и R_{b2} — по формулам (4.36—4.38).

$$R_{11} = h_{21e} r_e; \quad (5.1)$$

$$R_b = \frac{R_{b1} R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}; \quad (5.2)$$

$$R_H = \frac{R_c R_{вх. сл.}}{R_c + R_{вх. сл.}}; \quad (5.3)$$

$$R_{вх} = \frac{R_{11} R_b}{R_{11} + R_b}; \quad (5.4)$$

$$R_{вых} \cong R_c; \quad (5.5)$$

$$K_0 = S R_H. \quad (5.6)$$

Пример. Определить: $R_{вх}$, $R_{вых}$ и K_0 , если известно, что $h_{21e} = 50$; $r_e = 26$ Ом; $S = 38$ мСм; $R_{b2} = 5,6$ кОм; $R_{b1} = 22$ кОм; $R_c = 3,3$ кОм; $R_{вх. сл.} = 1$ кОм. Используя формулы (5.1—5.6), находим: $R_{11} = 1,3$ кОм; $R_b = 4,5$ кОм; $R_H = 0,77$ кОм; $R_{вх} = 1,0$ кОм; $R_{вых} = 3,3$ кОм; $K_0 = 30$.

Частотная характеристика каскада (АЧХ) неравномерна: имеет место ослабление как нижних, так и верхних частот. При этом ослабление нижних частот обусловлено в основном влиянием конденсаторов связи C_{p1} и C_{p2} (см. 4.3), а ослабление верхних частот — зависимостью параметров транзистора от частоты (см. 4.1.1). При выборе транзистора для резисторного каскада ОЭ его параметр h_{21e} должен ориентировочно соответствовать заданному значению K_0 , а предельная частота f_{h21b} должна быть не менее чем в h_{21e} раз больше верхней частоты рабочего диапазона (F_v).

Для улучшения основных показателей резисторного каскада ОЭ предусматривается ряд мер.

Увеличение $R_{вх}$ достигается за счет применения различных видов обратной связи (см. главу 7). Если в схеме (рис. 5.1) отключить конденсатор C_E , то за счет отрицательной обратной связи по переменному току, создаваемой резистором R_E , возрастает входное сопротивление. Такой метод увеличения $R_{вх}$ используется, например, в схемах каскадов, показанных на рис. 5.2. В схеме (рис. 5.2, а) на увеличение $R_{вх}$ влияет только неблокированная часть эмиттерного сопротивления R_4 . Для уменьшения влияния R_b на входное сопротивление каскада используют положительную обратную связь (см. 7.1.3).

Для повышения K_0 требуется увеличивать крутизну транзистора S и сопротивление нагрузки R_H . Для увеличения R_H

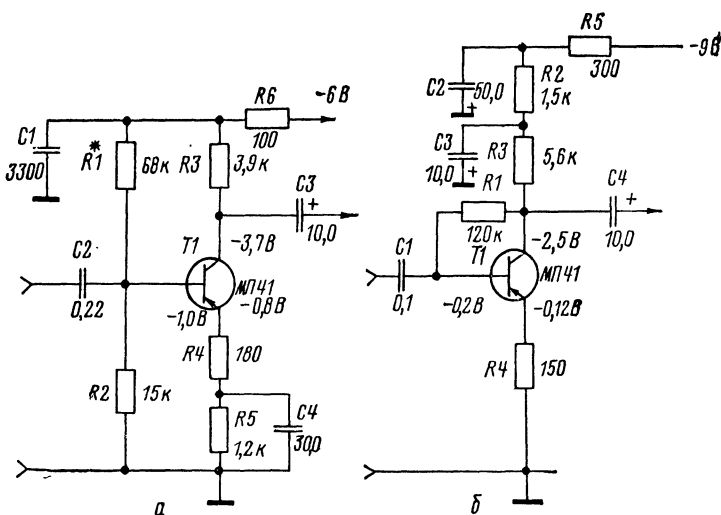


Рис. 5.2

стремятся повысить величину R_c и снизить влияние $R_{вх.сл}$. Для увеличения R_c применяют, в частности, динамические нагрузки (см. 4.3), а повышение $R_{вх.сл}$ достигается с помощью различных видов обратной связи (см. выше). Для уменьшения влияния малого сопротивления $R_{вх.сл}$ на нагрузку каскада используют согласование каскадов с помощью эмиттерных повторителей.

Повышение стабильности K_0 (под влиянием дестабилизирующих факторов) достигается за счет использования отрицательной обратной связи (см. главу 7). Так, например, в схеме (рис. 5.1) при достаточно глубокой отрицательной обратной связи (по переменному току), создаваемой резистором R_E при отключении конденсатора C_E , коэффициент усиления K_0 практически не зависит от параметров транзистора, а определяется только отношением двух сопротивлений: R_n и R_E .

На форму АЧХ можно влиять путем: выбора элементов схемы, использования отрицательной обратной связи, включения специальных корректирующих цепочек. Так, для улучшения прохождения нижних частот следует увеличивать емкости конденсаторов связи C_{p1} и C_{p2} . Улучшить форму АЧХ в области верхних частот можно за счет применения транзисторов с более высокой граничной частотой f_T . На АЧХ влияет выбор емкостей C_ϕ и C_E , с помощью которых можно осуществлять час-

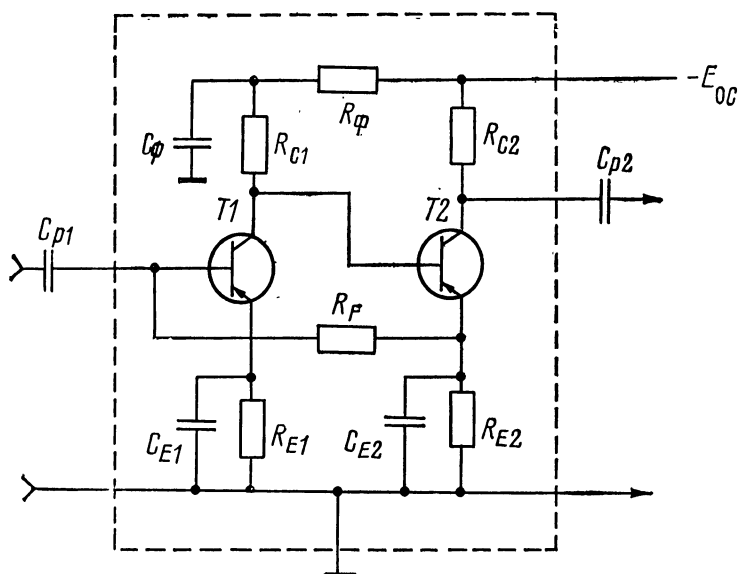


Рис. 5.3

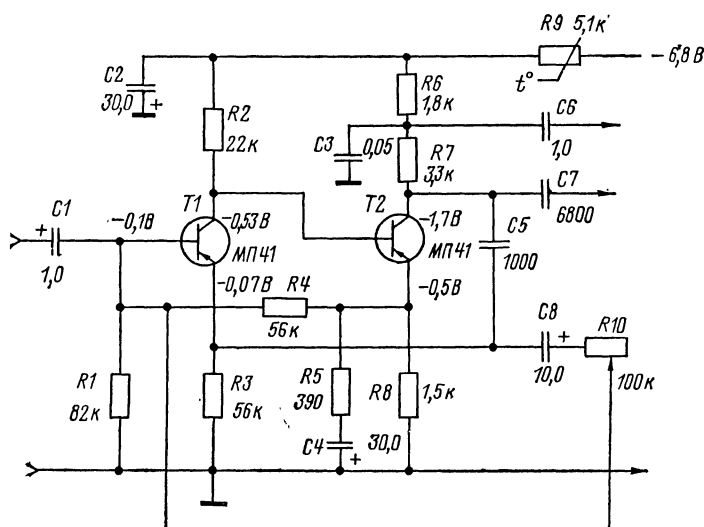


Рис. 5.4

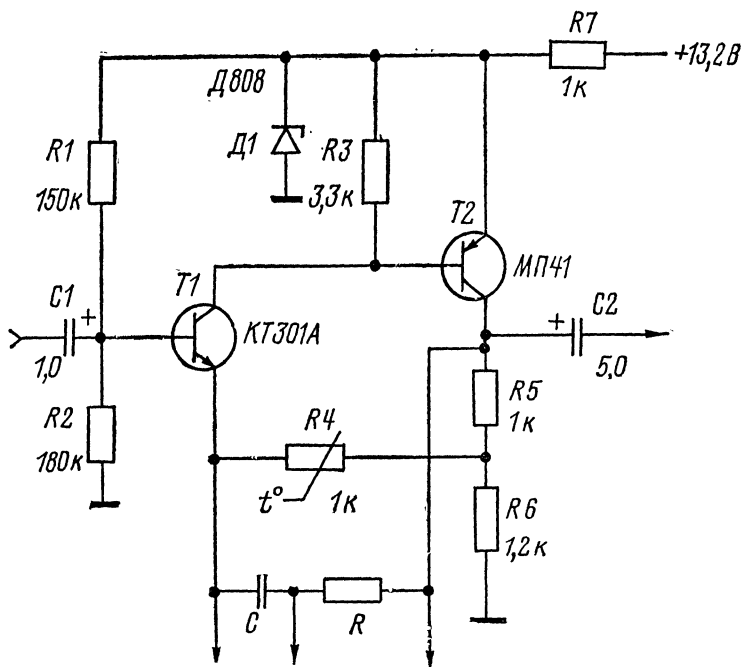


Рис. 5.5

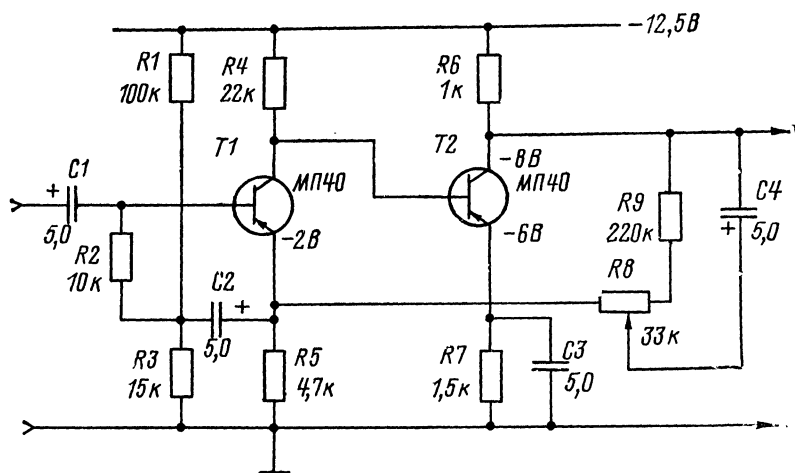


Рис. 5.6

тотную коррекцию. Применение обратной связи и специальных корректирующих цепочек см. в главе 7.

На рис. 5.2 приведены две практические схемы резисторных каскадов ОЭ с резисторно-емкостной связью. Обе схемы используются в УНЧ переносных радиовещательных приемников невысокого класса (при полосе воспроизводимых звуковых частот 300—3500 Гц).

При непосредственной (гальванической) связи резисторных каскадов ОЭ многие их показатели улучшаются. Этому способствует исключение из схемы (рис. 5.1) конденсатора межкаскадной связи C_{p2} , что облегчает использование различных видов обратной связи (как общей, так и местной) по постоянному и переменному току.

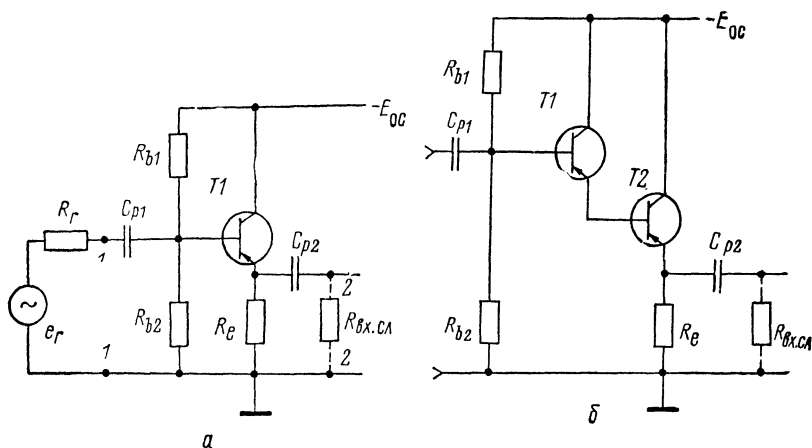
Большое распространение в УНЧ получили схемы с непосредственной связью двух каскадов. Такие схемы обычно рассматриваются как эквивалентный **усилительный каскад — «двойка»**. Связь подобных «двоек» с другими усилительными каскадами осуществляется с помощью конденсаторов связи (C_{p1} и C_{p2}) или также непосредственно.

На рис. 5.3 изображен каскад «двойки» (обведен пунктиром) в виде непосредственной связи двух резисторных каскадов ОЭ. Основными элементами «двойки» являются транзисторы Т1 и Т2 и их коллекторные нагрузки R_{c1} и R_{c2} . Остальные элементы схемы — вспомогательные. Развязывающий фильтр (R_{ϕ} C_{ϕ}), эмиттерные резисторы (R_{e1} , R_{e2}) и конденсаторы (C_{e1} и C_{e2}) являются элементами цепей питания, а резистор R_F — элементом цепи общей обратной связи. Используя различные варианты включения цепей обратной связи (см. главу 7), можно изменять в нужном направлении основные показатели каскада: увеличивать или уменьшать $R_{вх}$ и $R_{вх.сл}$; повышать стабильность K_0 ; изменять форму АЧХ.

На рис. 5.4—5.6 приведены практические схемы «двоек» (с непосредственной связью двух резисторных каскадов ОЭ), используемых в предварительных УНЧ высококачественных радиовещательных приемников (при полосе воспроизводимых частот 80—12 000 Гц). Схема «двойки» (рис. 5.4) используется в одном из каналов стереофонического УНЧ радиолы «Рига-101», а схема (рис. 5.5) — в УНЧ автомобильного радиоприемника «АВ-68» (при полосе воспроизводимых частот 60—12 000 Гц).

5.1.2. Резисторный каскад ОК

Типовая схема каскада с резисторно-емкостной связью (рис. 5.7, а) содержит два основных элемента: усилительный прибор (транзистор Т1) и эмиттерную нагрузку (резистор R_e). Остальные элементы схемы — вспомогательные. Резисторы R_{b1} и R_{b2} являются элементами цепи питания базы; конденсатор C_{p1} слу-



жит для связи с источником сигнала (на схеме представлен сопротивлением R_r и ЭДС e_r) или с предыдущим усилительным каскадом, а C_{p2} — для связи с последующим каскадом. Резистор R_e является одновременно и элементом цепи питания.

На основные показатели каскада K_0 , $R_{вх}$, $R_{вых}$, а также на АЧХ влияют как основные, так и вспомогательные элементы схемы. Кроме того, существенное влияние оказывает входная цепь последующего каскада.

Входное сопротивление каскада ($R_{вх}$) зависит от входного сопротивления транзистора ОК ($R_{иc}$) и сопротивления цепи питания базы R_b . Для типовой схемы (рис. 5.7, а) R_b определяется параллельным соединением сопротивлений делителя R_{b1} и R_{b2} . Сопротивление R_b шунтирует $R_{иc}$ и за счет этого уменьшает $R_{вх}$.

Выходное сопротивление каскада ($R_{вых}$) зависит от выходного сопротивления транзистора ОК (R_{22c}) и сопротивления эмиттерной нагрузки (R_e). Сопротивления R_{22c} и R_e включены параллельно. При малых сопротивлениях R_r и $R_{22c} \ll R_e$ выходное сопротивление каскада определяется дифференциальным сопротивлением эмиттера r_e .

Коэффициент передачи каскада по напряжению в области средних частот (K_0) зависит от крутизны транзистора (S) и сопротивления нагрузки (R_n). Для усиливаемого сигнала входное сопротивление последующего каскада ($R_{вх.сл}$) подключается параллельно R_e и поэтому входит в нагрузку каскада. $R_{вх.сл}$, шунтируя R_e , уменьшает K_0 .

Ориентировочные значения $R_{вх}$, $R_{вых}$ и K_0 могут быть определены с помощью приведенных ниже формул. При этом для расчета должны быть известны параметры транзистора h_{21e} , r_e

и S , а также величины сопротивлений R_{b1} , R_{b2} , R_e , R_r и $R_{вх.сл.}$. r_e и S могут быть рассчитаны по формулам (4.25 и 4.26), а R_{b1} и R_{b2} по формулам (4.36—4.38).

$$R_H = \frac{R_e R_{вх.сл.}}{R_e + R_{вх.сл.}}; \quad (5.7)$$

$$R_b = \frac{R_{b1} R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}}; \quad (5.8)$$

$$R_{11c} = h_{21e} (r_e + R_H); \quad (5.9)$$

$$R_{22c} = r_e + \frac{R_r}{h_{21e}}; \quad (5.10)$$

$$K_0 = \frac{S R_H}{1 + S R_H}; \quad (5.11)$$

$$R_{вх} = \frac{R_{11c} R_b}{R_{11c} + R_b}; \quad (5.12)$$

$$R_{вых} = \frac{R_{22c} R_e}{R_{22c} + R_e}; \quad (5.13)$$

$$C_{вх} = C_c + C_{b'e} (1 - K_0). \quad (5.14)$$

Пример. Определить K_0 , $R_{вх}$ и $R_{вых}$, если известно, что $h_{21e} = 50$; $r_e = 26$ Ом; $S = 38$ мСм; $R_{b1} = 33$ кОм; $R_{b2} = 68$ кОм; $R_e = 4,7$ кОм; $R_r = 3,3$ кОм; $R_{вх.сл.} = 1$ кОм. Используя формулы (5.7—5.13), находим: $R_H = 0,83$ кОм; $R_b = 22$ кОм; $R_{11c} = 41$ кОм; $R_{22c} = 92$ Ом; $K_0 = 0,97$; $R_{вх} = 14,3$ кОм; $R_{вых} = 89$ Ом.

Частотная характеристика каскада (АЧХ) неравномерна: имеет место ослабление как нижних, так и верхних частот. Как и для резисторного каскада ОЭ, ослабление нижних частот обусловлено в основном влиянием конденсаторов связи C_{p1} и C_{p2} , а ослабление верхних частот — зависимостью параметров транзистора от частоты.

Для улучшения основных показателей резисторного каскада ОК и, в частности, увеличения его входного сопротивления предусматриваются различные меры. Для увеличения $R_{вх}$ требуется: уменьшить влияние $R_{вх.сл.}$, увеличить R_{11c} и уменьшить влияние R_b . Повышение R_{11c} достигается за счет применения транзисторов с высоким значением h_{21e} . Для этого включаются также составные транзисторы (рис. 5.7, б). При таком включении (см. 4.1.1) h_{21e} повышается. Для уменьшения влияния R_b используется положительная обратная связь (см. главу 7).

Резисторные каскады ОК характеризуются кроме высокого входного сопротивления малой входной емкостью $C_{вх}$. Для схемы ОК входная емкость определяется емкостями транзистора C_e и $C_{b'e}$ (см. формулу 5.14). При значениях $K_0 \approx 1$ $C_{вх}$ практи-

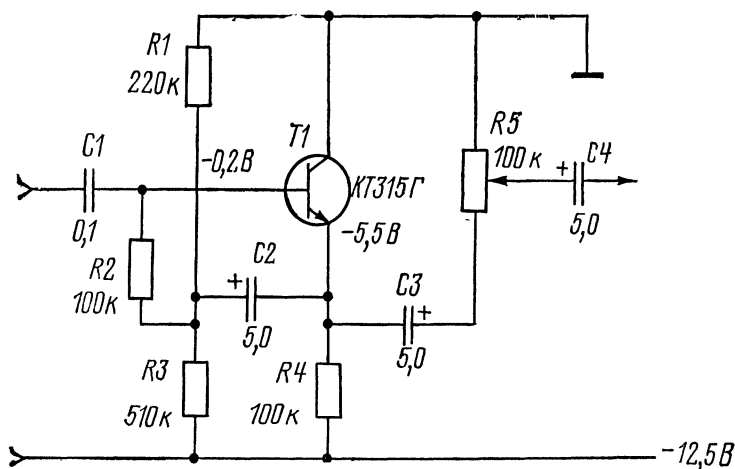


Рис. 5.8

чески оказывается равной коллекторной емкости C_c . Благодаря этим свойствам (большое $R_{вх}$ и малая $C_{вх}$) каскады ОК используются в УНЧ в качестве входных (см. 5.3). Резисторные каскады ОК применяются в УНЧ также в качестве буферных для согласования двух резисторных каскадов ОЭ при их непосредственной связи (см. главы 13 и 14).

На рис. 5.8 приведена практическая схема резисторного каскада ОК, используемая в одном из каналов стереофонического УНЧ. Схема в основном соответствует типовой (рис. 5.7, а). Для повышения входного сопротивления каскада используется положительная обратная связь за счет конденсатора C_2 .

5.1.3. Каскады на сложных транзисторах

К каскадам на сложных транзисторах относятся каскод и дифференциальный усилитель.

Каскод содержит два транзистора, включенных по различным схемам соединения. На рис. 9. 17, в приведена каскодная схема, в которой транзистор T_1 включен по схеме ОЭ, а T_2 — по схеме ОБ. По постоянному току T_1 и T_2 включены последовательно. В качестве нагрузки используется сопротивление (Z_n), включенное в коллекторную цепь T_2 . Для такой схемы коэффициент усиления по напряжению (K_0) определяется транзистором T_2 и в случае активной нагрузки зависит от крутизны T_2 и сопротивления R_n (формула 5.6). Входное сопротивление схемы определяется транзистором T_1 (формула 5.4). Практи-

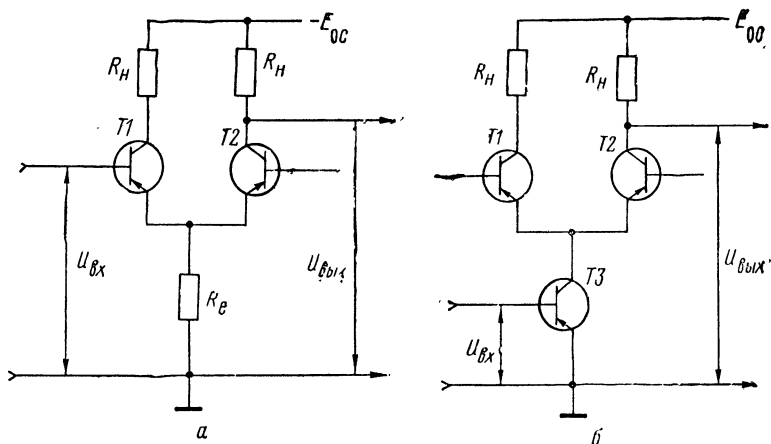


Рис. 5.9

ческие примеры использования каскодных схем приведены в главах 13 и 14.

Дифференциальный усилитель (ДУ) содержит два транзистора (Т1 и Т2), образующих **дифференциальную пару** (рис. 5.9) и имеющих общую эмиттерную связь. В качестве элемента такой связи используется резистор R_e (рис. 5.9, а) или дополнительный транзистор ТЗ (рис. 5.9, б), играющий роль **источника неизменного тока** (см. главу 7). ДУ может использоваться в различных схемах включения. На упрощенной схеме (без дополнительных элементов), изображенной на рис. 5.9, а, усиливаемый сигнал подается на базу Т1, а усиленный снимается с коллектора Т2. В этом случае Т1 включен с ОК, а Т2 — с ОБ. Для такой схемы (ОК—ОБ) коэффициент усиления по напряжению (K_0) определяется крутизной транзистора Т2 и сопротивлением его коллекторной нагрузки (R_H) и оказывается в 2 раза меньше, чем рассчитанный по формуле (5.6). Входное сопротивление схемы определяется транзисторами Т1 и Т2 и оказывается в 2 раза больше рассчитанного по формуле (5.4). На упрощенной схеме, приведенной на рис. 5.9, б, входной сигнал подается на базу Т3, а выходной снимается с коллектора Т2. Такая схема аналогична каскодной ОЭ — ОБ (рис. 9.17, в). За счет эмиттерной связи ДУ обладает высокой устойчивостью в отношении влияния дестабилизирующих факторов (см. главу 7). Качество ДУ определяется идентичностью транзисторов дифференциальной пары. При использовании дискретных транзисторов из-за большого технологического разброса их параметров затруднен подбор идентичных транзисторов. Поэтому

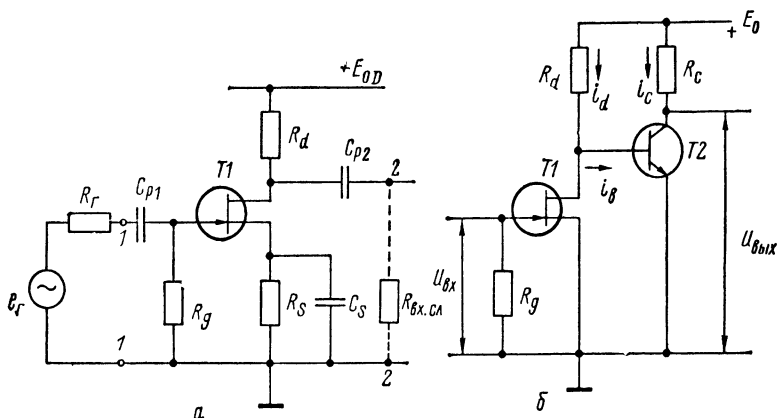


Рис. 5.10

ДУ применяются в основном в полупроводниковых микросхемах, где используется идентичность интегральных транзисторов (см. главы 13 и 14).

5.2. КАСКАДЫ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В предварительных УНЧ применяются резисторные каскады на полевых транзисторах ОИ и ОС.

5.2.1. Резисторный каскад ОИ

Типовая схема каскада с резисторно-емкостной связью (рис. 5.10, а) содержит два основных элемента: усилительный прибор (транзистор Т1) и стоковую нагрузку (резистор R_d). Остальные элементы схемы — вспомогательные. Резисторы R_s и R_g , а также конденсатор C_s являются элементами цепи питания затвора (см. 4.2.2), а конденсаторы C_{p1} и C_{p2} — элементами цепей связи (см. 4.3). Конденсатор C_{p1} служит для связи с источником сигнала (или с предыдущим усилительным каскадом), а C_{p2} — для связи с последующим каскадом.

На основные показатели каскада K_0 , $R_{вх}$, $R_{вых}$, а также на АЧХ влияют как основные, так и вспомогательные элементы схемы. Кроме того, существенное влияние оказывает входная цепь последующего каскада.

Входное сопротивление каскада ($R_{вх}$) вследствие большого входного сопротивления транзистора практически определяется сопротивлением R_g в цепи затвора: $R_{вх} \cong R_g$.

Выходное сопротивление каскада ($R_{вых}$) зависит от выход-

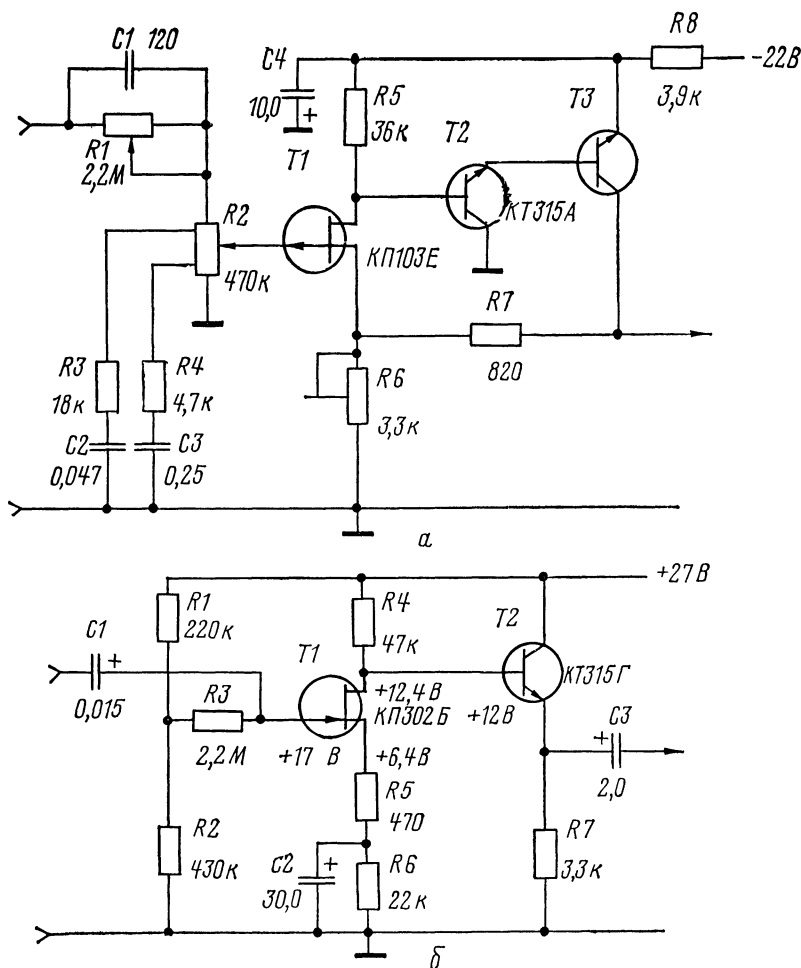


Рис. 5.11

ного сопротивления транзистора (R_{22s}) и от сопротивления стоковой нагрузки (R_d). Сопротивления R_{22s} и R_d включены параллельно. Обычно $R_d \ll R_{22s}$. Поэтому практически $R_{вых} \cong R_d$.

Коэффициент усиления каскада по напряжению в области средних частот (K_0) зависит от крутизны транзистора (S) и сопротивления нагрузки R_d . Аналогично каскаду ОЭ $K_0 \cong S R_n$. Для усиливаемого сигнала входное сопротивление последую-

щего каскада ($R_{вх. сл}$) подключается параллельно R_d и поэтому входит в нагрузку каскада. $R_{вх. сл}$, шунтируя R_d , уменьшает усиление каскада (K_0).

Частотная характеристика каскада (АЧХ) неравномерна: имеет место ослабление как нижних, так и верхних частот. Ослабление нижних частот обусловлено в основном влиянием конденсаторов связи C_{p1} и C_{p2} (см. 4.3). На ослабление верхних частот (особенно при работе от высокоомных источников сигнала) влияет входная емкость каскада: $C_{вх} = C_{gs} + C_{gd}(1 + K)$.

Для улучшения основных показателей резисторного каскада ОИ предусматривается ряд мер. Для повышения K_0 требуется увеличивать S и сопротивление R_n . Однако крутизна полевых транзисторов обычно меньше, чем биполярных, и для ее увеличения требуется работа при сравнительно больших токах стока. В этих условиях значительное увеличение R_d ограничивается напряжением источника питания $E_{од}$. В связи с этим используются схемы с комбинированным включением полевого и биполярного транзисторов: ОИ—ОЭ и ОИ—ОК.

Упрощенная схема каскада ОИ — ОЭ (без вспомогательных элементов) приведена на рис. 5.10, б. За счет малого входного сопротивления биполярного транзистора (Т2) практически все приращение тока стока транзистора Т1 (i_d) поступает в цепь базы Т2 (i_b). При этом Т2 работает как усилитель тока. Для такого каскада K_0 определяется крутизной транзистора Т1 (S), параметром h_{21e} транзистора Т2 и сопротивлением его коллекторной нагрузки R_c . В этом случае ориентировочное значение $K_0 \cong S h_{21e} R_c$. Входное сопротивление каскада ОИ—ОЭ практически определяется сопротивлением R_g , а выходное — сопротивлением коллекторной нагрузки R_c . Входная емкость каскада оказывается значительно меньшей, чем для ОИ: $C_{вх} \cong C_{gs} + C_{gd}$.

На рис. 5.11 изображены некоторые практические схемы резисторных каскадов с полевыми транзисторами, применяемые в промышленных УНЧ. На рис. 5.11, а приведена схема каскада ОИ—ОЭ, используемая в УНЧ стереорадиолы «Виктория-001». Применение в схеме составного биполярного транзистора (Т2—Т3) обеспечивает высокое значение h_{21e} , требуемое для увеличения K_0 . Высокая стабильность каскада как по постоянному, так и по переменному току достигается за счет обратной связи с коллектора Т3 на исток Т1. На рис. 5.11, б приведена схема каскада ОИ—ОК, используемая в УНЧ «Электроника Б1-01».

5.2.2. Резисторный каскад ОС

Типовая схема каскада с резисторно-емкостной связью (рис. 5.12) содержит два основных элемента: усилительный прибор (транзистор Т1) и истоковую нагрузку (резистор R_s). Осталь-

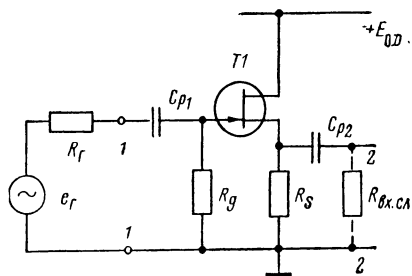


Рис. 5.12

ные элементы схемы — вспомогательные. Резистор R_g — элемент цепи питания затвора (см. 4.2.2), а конденсаторы C_{p1} и C_{p2} — элементы цепей связи (см. 4.3). Резистор R_s является одновременно и элементом цепи питания.

На основные показатели каскада K_0 , $R_{вх}$, $R_{вых}$, а также на АЧХ влияют основные и вспомогатель-

ные элементы схемы. Кроме того, существенное влияние оказывает входная цепь последующего каскада.

Входное сопротивление каскада ($R_{вх}$) вследствие большого входного сопротивления транзистора практически определяется сопротивлением цепей питания затвора. Для типовой схемы (рис. 5.12) $R_{вх} \cong R_g$.

Выходное сопротивление каскада ($R_{вых}$) зависит от выходного сопротивления транзистора ОС (R_{22d}) и сопротивления истоковой нагрузки (R_s). Сопротивления R_{22d} и R_s включены параллельно. При больших сопротивлениях R_s выходное сопротивление каскада практически определяется сопротивлением R_{22d} , зависящим от крутизны транзистора: $R_{вых} \cong R_{22d} \cong 1/S$.

Коэффициент передачи каскада по напряжению в области средних частот (K_0) зависит от крутизны транзистора S и со-

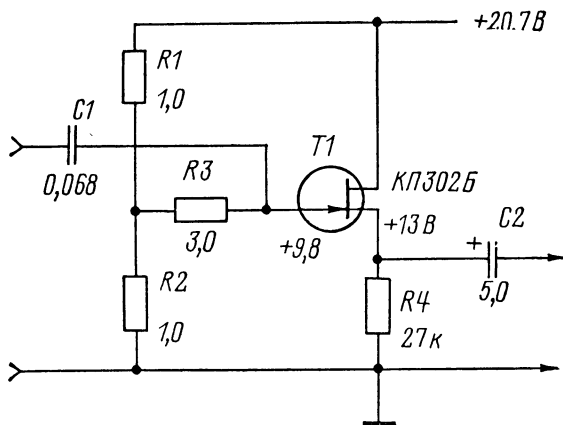


Рис. 5.13

противления нагрузки R_n . Как и для каскада ОК, $K_0 \cong \frac{SR_n}{1 + SR_n}$.

Для усиливаемого сигнала входное сопротивление последующего каскада ($R_{вх. сл}$) подключается параллельно R_s и поэтому входит в нагрузку каскада.

Частотная характеристика каскада (АЧХ) неравномерна: имеет место ослабление как нижних, так и верхних частот. Ослабление нижних частот обусловлено в основном влиянием конденсаторов связи C_{p1} и C_{p2} (см. 4.3). На ослабление верхних частот (при работе от высокоомных источников) влияет входная емкость каскада. Входная емкость каскада ОС меньше, чем у каскада ОИ и практически равна C_{gs} .

На рис. 5.13 изображена практическая схема каскада ОС, используемая в УНЧ «Электроника Б1-01». В отличие от типовой схемы (рис. 5.12) смещение затвора осуществляется по комбинированной схеме (см. 4.2.2).

5.3. ВХОДНЫЕ КАСКАДЫ

К входным каскадам предварительных УНЧ предъявляется ряд специфических требований, определяемых источниками сигнала, от которых должен работать УНЧ.

УНЧ радиовещательных приемников предназначены для работы от детекторов (АМ и ЧМ сигналов). Чувствительность таких УНЧ составляет обычно 5—30 мВ. Для согласования с детектором во входных каскадах УНЧ радиоприемников невысокого класса обычно используются резисторные каскады ОЭ (как, например, показанные на рис. 5.2). Для повышения входного сопротивления таких каскадов используются различные виды местной и общей обратной связи.

При наличии в радиоприемниках отдельного входа для подключения звукоусилителей, а также в радиолах и электрофонах во входных каскадах УНЧ предусматриваются специальные меры для согласования со звукоусилителями.

Наиболее распространенные звукоусилители — пьезоэлектрические (ПЗС) — содержат пьезоэлемент, представляющий собой конденсатор с керамическим диэлектриком. Как источник сигнала ПЗС характеризуется ЭДС, равной 250 мВ, и эквивалентной емкостью 500—700 пФ. Для согласования с такими источниками входные каскады должны иметь входное сопротивление ($R_{вх}$) порядка 0,5 МОм и входную емкость ($C_{вх}$) не свыше 30 пФ. В качестве таких каскадов используются эмиттерные повторители (рис. 5.8) или каскады с полевыми транзисторами (рис. 5.11 и 5.13).

В радиоприемниках (или радиолах) для согласования с ПЗС входных каскадов ОЭ, имеющих сравнительно низкое $R_{вх}$, последовательно с базой входного транзистора (Т1) вклю-

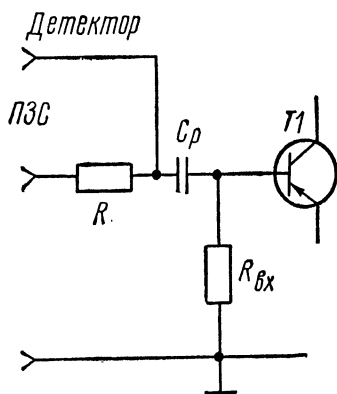


Рис. 5.14

чается ограничительное сопротивление R (рис. 5.14). Одновременно за счет включения R образуется делитель входного напряжения ($R-R_{вх}$), являющийся ступенчатым регулятором чувствительности. Необходимость в таком регуляторе обусловлена тем, что чувствительность со входа ПЗС (250 мВ) значительно ниже, чем со входа детектора (5—10 мВ). Такой метод согласования используется, например, в радиоле «Рига-101», где входной каскад УНЧ, выполненный по схеме «двойки» (рис. 5.4), имеет входное сопротив-

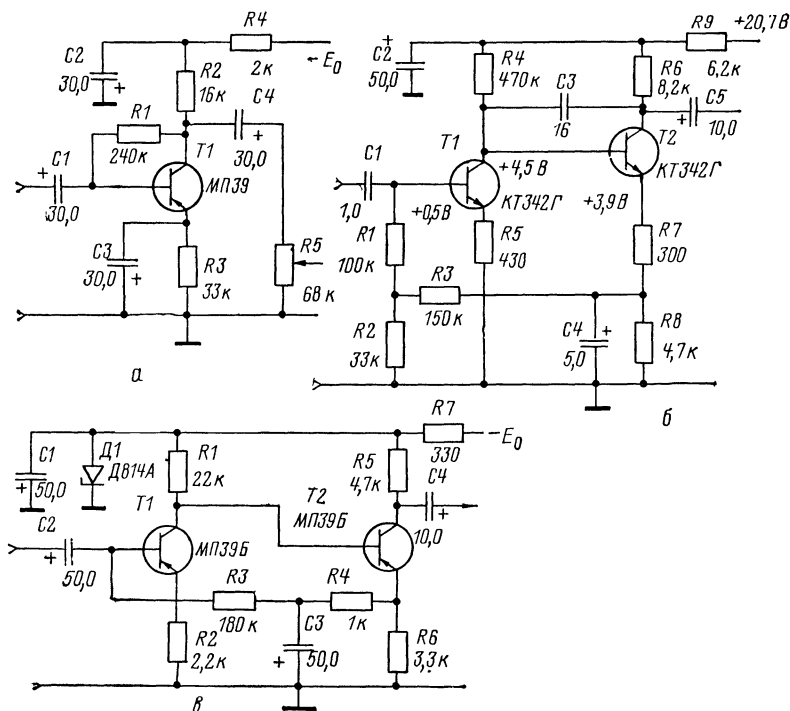


Рис. 5.15

ление 9 кОм. При работе от ПЗС последовательно с $R_{вх}$ включается резистор (R), равный 510 кОм.

При подключении магнитофона с гнезд его линейного выхода обычно также развивается ЭДС 250 мВ. В этом случае для согласования входного каскада по чувствительности, как и для ПЗС, включается ограничительный резистор. В радиоле «Рига-101» для этой цели включается резистор 470 кОм.

В высококачественной аппаратуре используются магнитоэлектрические звукосниматели, которые в отличие от ПЗС характеризуются малым сопротивлением R_r (порядка 1 кОм) и малой ЭДС E_r (порядка 3 мВ). Входные каскады, используемые для согласования с такими источниками сигнала, могут иметь сравнительно низкое $R_{вх}$, но должны обеспечивать малый уровень шума. Аналогичные требования предъявляются к входным каскадам, используемым в микрофонных усилителях и усилителях магнитофонов. Для снижения уровня шума в таких каскадах применяются транзисторы с малым коэффициентом шума ($F_{ш}$) и выбираются оптимальные режимы их работы, обеспечивающие минимальное значение $F_{ш}$. Примеры практических схем подобных каскадов, используемых в промышленных УНЧ, приведены на рис. 5.15.

Глава 6

КАСКАДЫ МОЩНЫХ УНЧ

6.1. ОКОНЕЧНЫЕ И ПРЕДОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ

Каскады мощных УНЧ бывают оконечные и предоконечные.

Оконечные каскады, предназначенные для создания необходимой мощности в нагрузке усилителя, различаются: по построению схемы, режиму работы и виду нагрузки.

По построению схемы оконечные каскады бывают **однотактные** и **двухтактные**. При этом различаются три режима работы: A , B и AB (см. 4.2). По виду нагрузки оконечные каскады бывают: **трансформаторные**, в которых нагрузка согласуется с выходной цепью усилительного прибора (УП) с помощью трансформатора, и **бестрансформаторные**, в которых нагрузка включается непосредственно в выходную цепь УП.

Предоконечные каскады, которые служат для возбуждения оконечных, также различаются по виду нагрузки (резисторные и трансформаторные) и по построению схемы (однотактные и двухтактные).

Основными показателями, используемыми для оценки свойств каскадов мощных УНЧ, являются: выходная мощность ($P_{\text{вых}}$), электрический КПД (η), коэффициент гармоник (k_g) и неравномерность АЧХ в рабочем диапазоне частот. Эти показатели каскадов зависят от построения схемы, вида нагрузки, используемых УП и режима работы.

В качестве УП в каскадах мощных УНЧ используются биполярные транзисторы. Для этих целей важны три основных параметра транзисторов, работающих в **режиме большого сигнала**: $P_{c \text{ max}}$ — максимально допустимая мощность на коллекторе; $I_{c \text{ max}}$ — максимально допустимый ток коллектора; $U_{ce \text{ max}}$ — максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером.

В зависимости от величины $P_{с\max}$ транзисторы делятся на три группы: малой мощности (до 0,3 Вт), средней мощности (в пределах от 0,3 до 1,5 Вт) и большой мощности (более 1,5 Вт).

Одним из показателей, характеризующих свойства каскадов мощных УНЧ, является степень использования транзистора по мощности — соотношение между выходной мощностью ($P_{\text{вых}}$) и максимально допустимой мощностью на коллекторе ($P_{с\max}$).

6.2. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ КАСКАДЫ

Трансформаторные каскады, применяемые в УНЧ, бывают одноктактные (используются только в режиме А) и двухтактные (используются в режимах В или АВ).

6.2.1. Одноктактные трансформаторные каскады

Типовая схема одноктактного трансформаторного каскада ОЭ (рис. 6.1) содержит два основных элемента: усилительный (транзистор Т1) и трансформатор (Тр1), нагруженный сопротивлением R_H . Остальные элементы схемы — вспомогательные. Резисторы R_{b1} , R_{b2} и R_E , а также конденсатор C_E являются элементами цепей питания (см. 4.2.1), а конденсатор C_p — элементом цепи связи с предыдущим каскадом. Трансформатор (см. 4.3) осуществляет связь с нагрузкой (R_H).

Такой каскад, используемый в качестве **оконечного** (в режиме А), характеризуется следующими показателями.

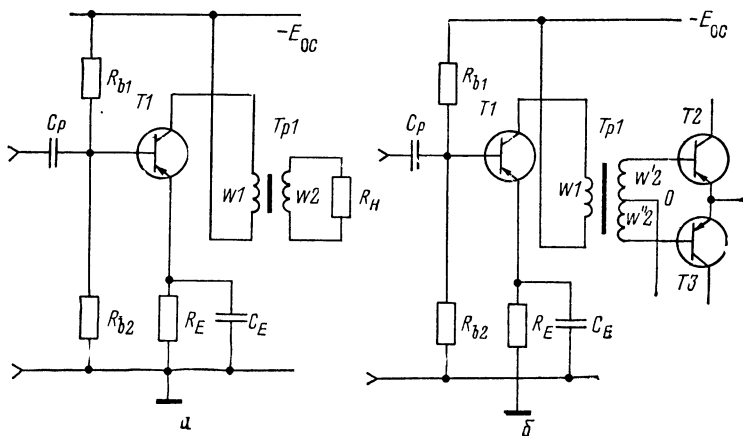


Рис. 6.1

Выходная мощность. Наибольшая выходная мощность, отдаваемая нагрузке, без учета искажений выходного сигнала ($P_{вых\ m}$), зависит от напряжения источника питания (E_0) тока покоя транзистора (I_c) и КПД трансформатора ($\eta_{тр}$). При этом максимальное значение тока покоя не должно превышать $0,5 I_{c\ max}$, а максимальное значение напряжения питания ($E_{0\ max}$) — превышать $0,5 U_{с\ э\ max}$.

Для получения требуемого значения $P_{вых}$ транзистор должен быть нагружен на сопротивление R_c , которое зависит от соотношения E_0 и I_c . При использовании трансформатора сопротивление R_c является приведенным к первичной обмотке сопротивлением нагрузки R_n (см. 4.3). В этом случае коэффициент трансформации (n) зависит от соотношения сопротивлений R_n и R_c , а также КПД трансформатора.

Ниже приведены формулы, связывающие (для режима А) $P_{вых\ m}$, E_0 и R_n с параметрами транзистора и трансформатора. Используя эти формулы, можно выбрать транзистор и определить (ориентировочно) I_c , R_c и n .

$$P_{вых\ m\ (мВт)} \cong 0,5 \eta_{тр} E_{0\ (В)} I_{c\ (мА)}; \quad (6.1)$$

$$R_{c\ (кОм)} = \frac{E_{0\ (В)}}{I_{c\ (мА)}} \quad (6.2)$$

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{\eta_{тр} R_c}}; \quad (6.3)$$

$$\frac{P_{вых}}{P_{с\ max}} \leq 0,3. \quad (6.4)$$

Электрический КПД каскада (η) в режиме А практически не превышает 0,25—0,475 (возрастает с увеличением напряжения питания E_0).

Частотная характеристика каскада (АЧХ) определяется в основном свойствами трансформатора (см. 4.3). Она неравномерна: ослабляются как нижние, так и верхние частоты.

Нелинейные искажения обусловлены нелинейностью характеристик транзистора и трансформатора. Для снижения k_d ограничивается рабочая область выходной характеристики транзистора путем уменьшения напряжения усиливаемого сигнала. Для уменьшения нелинейных искажений применяется также отрицательная обратная связь (см. главу 7).

Основные недостатки одноконтурных трансформаторных каскадов (по сравнению с двухконтурными) — низкое значение электрического КПД и плохое использование транзистора по мощности ($P_{вых}/P_{с\ max} \leq 0,3$). В связи с этим такие каскады в радиовещательной аппаратуре практически не применяются в качестве оконечных.

Однотактные трансформаторные каскады применяются в качестве **предоконечных** для возбуждения двухтактных оконечных каскадов. Трансформатор, используемый в таких каскадах, выполняет две функции. Он обеспечивает необходимое согласование с входным сопротивлением оконечного каскада. Кроме того, создается требуемая для работы двухтактной схемы **инверсия фазы**: образуются два противофазных напряжения, одинаковых по амплитуде, но сдвинутых по фазе на 180° . Для этого вторичная обмотка трансформатора имеет вывод от средней точки или предусматриваются две отдельные вторичные обмотки. Учитывая эти функции, трансформатор называется **согласующим**, или **фазоинверсным**, а предоконечный каскад также и **фазоинверсным**.

Типовая схема фазоинверсного предоконечного каскада ОЭ приведена на рис. 6.1, б. Схема отличается от изображенной на рис. 6.1, а только конструкцией трансформатора и нагрузкой. При этом обе половины вторичной обмотки (w'_2 и w''_2) соединяются с базами транзисторов оконечного каскада (Т2 и Т3), а к средней точке обмотки (0) подается напряжение смещения баз транзисторов.

На рис. 6.3 и 6.4 приведены некоторые практические схемы УНЧ радиовещательных приемников. В схеме, изображенной на рис. 6.3, фазоинверсный трансформаторный каскад выполнен на транзисторе Т1. За счет делителя напряжения в цепи эмиттера Т1, образованного резисторами R_4 , R_5 , R_6 и R_7 , обеспечивается необходимый режим по постоянному току не только для Т1, но и для транзисторов оконечного каскада. При этом терморезистор R_7 повышает температурную стабильность. Питание базовой цепи Т1 осуществляется от диодного стабилизатора напряжения. В схеме, изображенной на рис. 6.4, фазоинверсный каскад выполнен по типу «двойки» — за счет непосредственной связи резисторного каскада ОЭ (на транзисторе Т1) и трансформаторного ОЭ (на Т2).

6.2.2. Двухтактные трансформаторные каскады

Типовая схема двухтактного трансформаторного каскада приведена на рис. 6.2. Основными элементами схемы являются два транзистора (Т1 и Т2) и выходной трансформатор (Тр2), нагруженный сопротивлением R_n . Остальные элементы схемы — вспомогательные. Резисторы R_{b1} и R_{b2} являются элементами цепи питания базы, согласующий трансформатор Тр1 фактически является элементом предоконечного каскада (см. 6.2.1). Первичная обмотка Тр2 имеет вывод от средней точки (0) для подачи напряжения питания E_{oc} . Согласующий трансформатор Тр1 имеет также отвод от средней точки (0') во вторичной обмотке. За счет этого создается инверсия фазы,

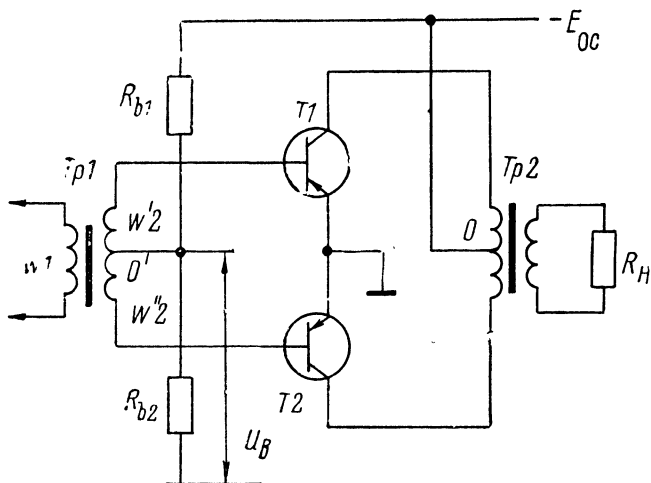


Рис. 6.2

требуемая для работы двухтактной схемы, и плечи схемы (транзисторы вместе с соответствующими половинами обмоток трансформаторов) включаются поочередно.

Двухтактная схема допускает работу в режиме *В*. В этом режиме **оконечный двухтактный каскад** характеризуется следующими показателями.

Выходная мощность. Наибольшая выходная мощность, отдаваемая нагрузке, без учета искажений выходного сигнала ($P_{вых\ m}$), зависит от напряжения источника питания (E_0), амплитудного значения тока коллектора ($i_{c\ max}$) и КПД трансформатора ($\eta_{тр}$). При этом наибольшее значение ($i_{c\ max}$) не должно превышать параметра транзистора $I_{c\ max}$, а максимальное значение напряжения питания — $U_{с\ max}$.

Для получения требуемого значения $P_{вых}$ транзисторы должны быть нагружены (между коллекторами) на сопротивление $R_{сс}$, которое зависит от соотношения E_0 и $i_{c\ max}$. При использовании трансформатора $R_{сс}$ является приведенным к первичной обмотке сопротивлением нагрузки R_H . В этом случае коэффициент трансформации (n) зависит от соотношения сопротивлений R_H и $R_{сс}$, а также от КПД трансформатора.

Ниже приведены формулы, связывающие (для режима *В*) $P_{вых\ m}$, E_0 и R_H с параметрами транзисторов и трансформатора. Используя эти формулы, можно выбрать транзисторы, а также (ориентировочно) определить $i_{c\ max}$, $R_{сс}$ и n .

$$P_{вых\ m}(\text{мВт}) \cong 0,5\eta_{тр}E_{0(B)}i_{c\ max}(\text{мА}); \quad (6.5)$$

$$R_{сс}(\text{кОм}) = \frac{E_{0(B)}}{i_{c\ max}(\text{мА})}; \quad (6.6)$$

$$n = \sqrt{\frac{R_n}{\eta_{\text{тр}} R_{cc}}}; \quad (6.7)$$

$$\frac{P_{\text{вых}}}{P_{C_{\text{max}}}} \cong 3. \quad (6.8)$$

Электрический КПД каскада (η) в режиме *В* теоретически (без учета потерь в трансформаторе) может достигнуть 0,785. Практически (в режиме *АВ* и с учетом потерь) η не превышает 0,6. Двухтактный каскад по сравнению с однотактным обладает не только большим КПД, но и большей экономичностью. В режиме *В* значительно снижается средний (за определенный промежуток времени) потребляемый ток.

Частотная характеристика каскада (АЧХ) в основном определяется свойствами трансформаторов Tr1 и Tr2 (см. 4.3). Она неравномерна: ослабляются как нижние, так и верхние частоты.

Нелинейные искажения обусловлены рядом причин. В практических условиях при работе оконечного каскада в режиме *В* (без начального смещения U_b) возникают нелинейные искажения типа «ступенька», связанные с нелинейностью входной характеристики транзисторов. Для устранения нелинейных искажений подобного типа, особенно заметных при малых сигналах, используется **режим АВ**. Для этого на базы транзисторов T1 и T2 подается начальное смещение U_b . Величина напряжения U_b зависит от типа транзисторов и требуемой мощности ($P_{\text{вых}}$). Для германиевых транзисторов напряжение U_b должно быть не менее 0,1 В, а для кремниевых — не менее 0,6 В. При подаче U_b устанавливается начальный ток I_c , величина которого не должна превышать $0,1 I_{c_{\text{max}}}$. Допустимое значение I_c определяется обычно экспериментально.

При больших уровнях сигнала нелинейные искажения обусловлены в основном нелинейностью выходных характеристик транзисторов. В этом случае для снижения K_r ограничивается рабочая область характеристик путем уменьшения напряжения усищаемого сигнала (напряжения возбуждения). Снижению нелинейных искажений способствует также выбор оптимального значения сопротивления R_{cc} (достигается выбором n трансформатора Tr2) и оптимальное согласование с предоконечным каскадом (достигается выбором n Tr1). Одним из источников нелинейных искажений является асимметрия плеч схемы, обусловленная прежде всего неидентичностью транзисторов.

Для уменьшения нелинейных искажений всех видов используются различные виды отрицательной обратной связи, в том числе и общая обратная связь по переменному току, охватывающая оконечный и предоконечный каскады. Однако допустимая глубина обратной связи ограничивается фазовыми сдвигами, создаваемыми реактивными элементами — трансформаторами.

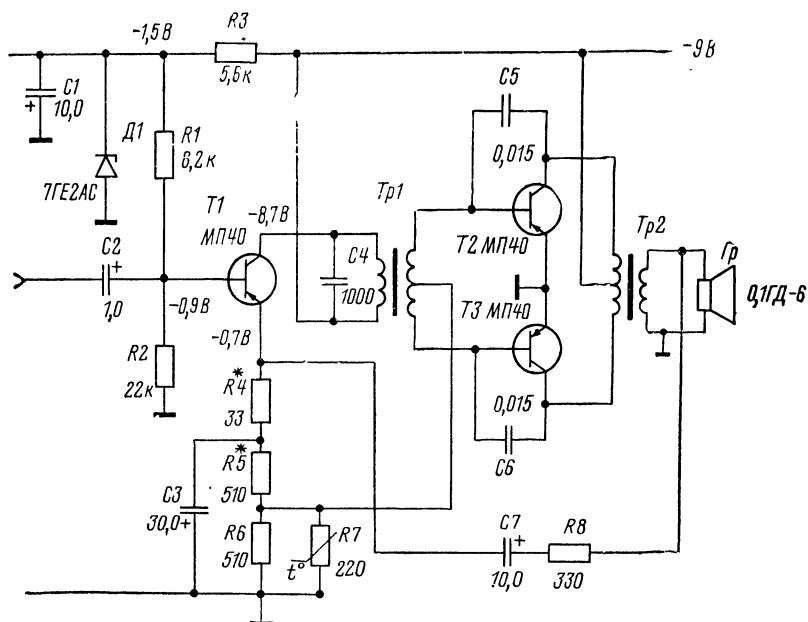


Рис. 6.3

На рис. 6.3 приведена практическая схема двухтактного трансформаторного каскада, используемого в УНЧ переносного радиовещательного приемника «Кварц-401». Основные показатели этой схемы: номинальная выходная мощность $P_{\text{вых. ном}} = 100$ мВт; нагрузка ($R_{\text{н}} = 8$ Ом) — головка громкоговорителя 0,1 ГД-6; полоса воспроизводимых частот — 450—3150 Гц. Намоточные данные трансформаторов: Tr1 — $\omega_1 = 1600$ в ПЭВ-1 0,06; $\omega_2 = 2 \times 320$ в ПЭВ-1 0,08; Tr2 — $\omega_1 = 2 \times 320$ в ПЭВ-1 0,1; $\omega_2 = 90$ в ПЭВ-1 0,29; сердечники обоих трансформаторов — 50Н, ШЗ×6.

При использовании мощных транзисторов для двухтактных трансформаторных каскадов применяется видоизмененная схема, практический вариант которой изображен на рис. 6.4. Такая схема дает возможность крепить транзисторы оконечного каскада (ТЗ, Т4) на общем радиаторе или шасси без изолирующих прокладок. Для реализации схемы согласующий трансформатор Tr1 должен иметь две отдельные вторичные обмотки. Смещение баз транзисторов ТЗ и Т4 производится с помощью отдельных делителей (R8—R10 и R9—R11). Схема (рис. 6.4) используется в автомобильном радиоприемнике «АВ-68». Ее основные показатели: номинальная выходная мощность ($P_{\text{вых. ном}}$) — 4,0 Вт; максимальная выходная мощность ($P_{\text{вых. макс}}$) — 6,0 Вт; нагрузка ($R_{\text{н}} = 4$ Ом) — головка громко-

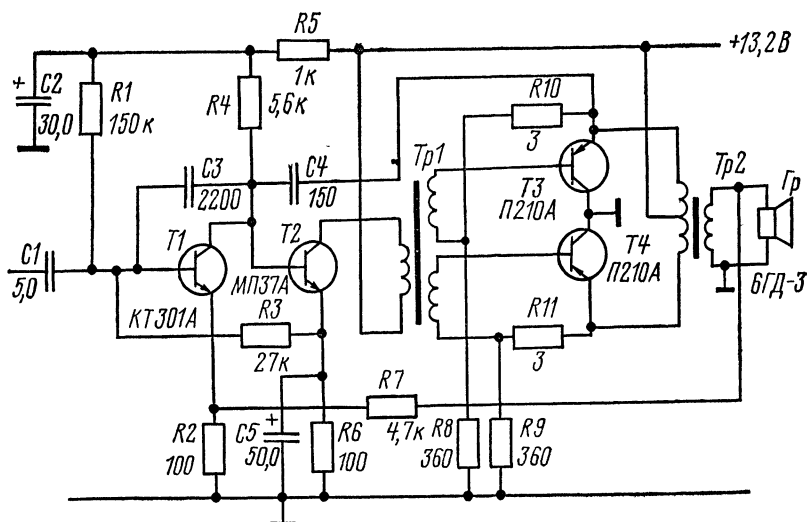


Рис. 6.4

говорителя 6ГД-3; полоса воспроизводимых частот — 60—12 000 Гц.

Двухтактные трансформаторные каскады, обладая лучшими показателями по сравнению с одноктактными, имеют и целый ряд недостатков, присущих всем трансформаторным каскадам: потери в трансформаторах достигают 20—40% (в зависимости от их мощности); трансформаторы в значительной степени ухудшают частотную характеристику каскада, создают нелинейные искажения и за счет вносимых фазовых сдвигов затрудняют использование глубоких обратных связей. Кроме того, трансформаторы имеют большие габариты и массу и не приспособлены для микроминиатюризации.

В то же время двухтактные трансформаторные каскады могут работать при малых напряжениях питания (E_0) и дают возможность использовать нагрузки (R_n) с любым сопротивлением. Благодаря этим достоинствам двухтактные трансформаторные каскады применяются в переносных радиовещательных приемниках невысокого класса, а также в автомобильных радиоприемниках.

6.3. БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ КАСКАДЫ

Бестрансформаторные каскады, применяемые в УНЧ, так же как и трансформаторные, бывают одноктактные (используются только в режиме А) и двухтактные (используются в режимах В и АВ).

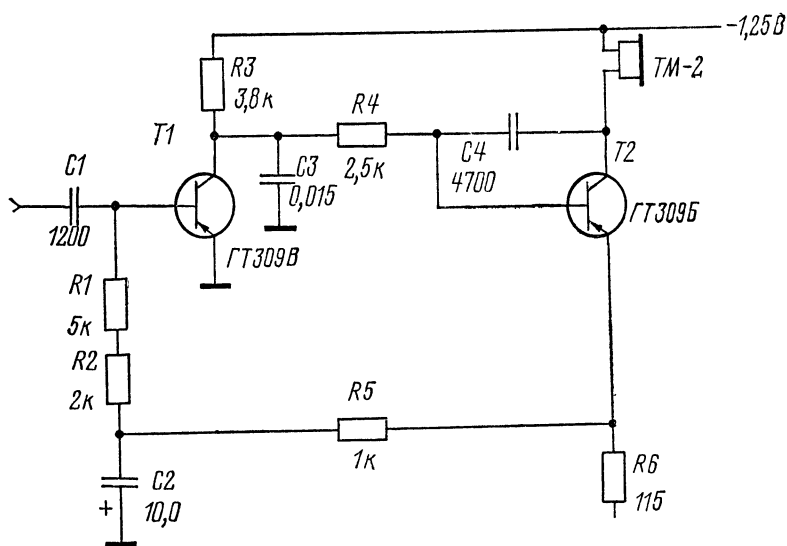


Рис. 6.5

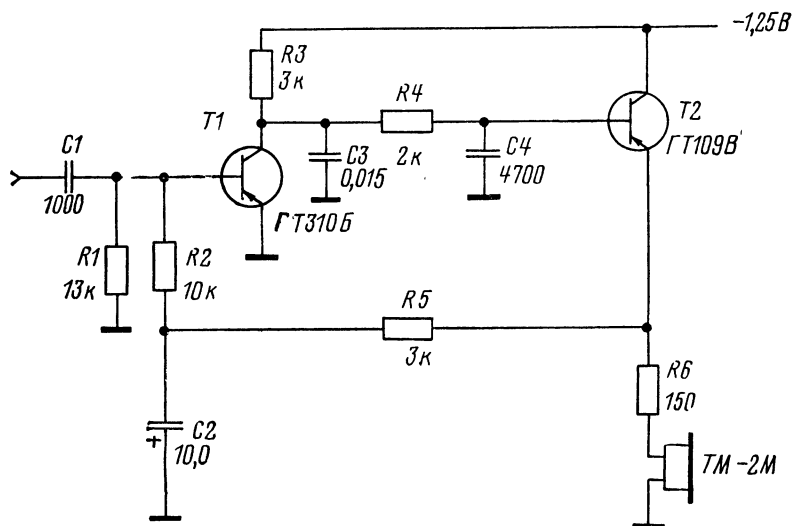


Рис. 6.6

6.3.1. Однотактные бестрансформаторные каскады

В однотактных бестрансформаторных схемах **оконечного** каскада нагрузка (R_n) включается непосредственно в цепь коллектора или эмиттера транзистора. Основные показатели таких каскадов уступают трансформаторным (см. 6.2.1): наибольшая выходная мощность ($P_{вых\ max}$) и КПД (η) при тех же значениях E_0 и I_c оказываются в 2 раза меньшими. Кроме того, через нагрузку протекает постоянный ток коллектора (I_c). В связи с этим такие схемы имеют ограниченное применение: они используются только в микроприемниках, где в качестве нагрузки применяются телефоны с сопротивлением 50—450 Ом.

На рис. 6.5 приведена практическая схема УНЧ радиоприемника «Микрон». Оконечный каскад ОЭ (на транзисторе Т2) обеспечивает на нагрузке 450 Ом, включенной в цепь коллектора (телефон ТМ-2), номинальную выходную мощность 50 мВт. Каскад возбуждается от транзисторного детектора (см. 12.1.1), выполненного на транзисторе Т1. В аналогичной схеме, используемой в радиоприемнике «Микро» (рис. 6.6), нагрузка 180 Ом (телефон ТМ-2М) включается в цепь эмиттера транзистора (Т2) оконечного каскада ОК. Номинальная выходная мощность также составляет 50 мВт.

6.3.2. Двухтактные бестрансформаторные каскады

Существует несколько разновидностей двухтактных бестрансформаторных схем.

На рис. 6.7, а приведена типовая бестрансформаторная схема мощного УНЧ, имеющая наибольшее распространение, — **схема с дополнительной симметрией**. В двухтактном оконечном каскаде используются два транзистора ОК (Т2 и Т3) с различной структурой ($p-n-p$ и $n-p-n$). При подаче сигнала ($U_{вх}$) транзисторы включаются поочередно (в зависимости от структуры). За счет такого, ключевого, режима отпадает необходимость в фазоинверсном трансформаторе. Предоконечный каскад — однотактный, резисторный ОЭ (транзистор Т1), имеет непосредственную связь с оконечным двухтактным каскадом. Необходимый начальный режим оконечного каскада устанавливается с помощью резистора R_2 , включенного между базами Т2 и Т3 последовательно с коллекторной нагрузкой предоконечного каскада R_1 . Единственным реактивным элементом в схеме является конденсатор C_p , используемый для связи оконечного каскада с нагрузкой R_n . Для повышения коэффициен-

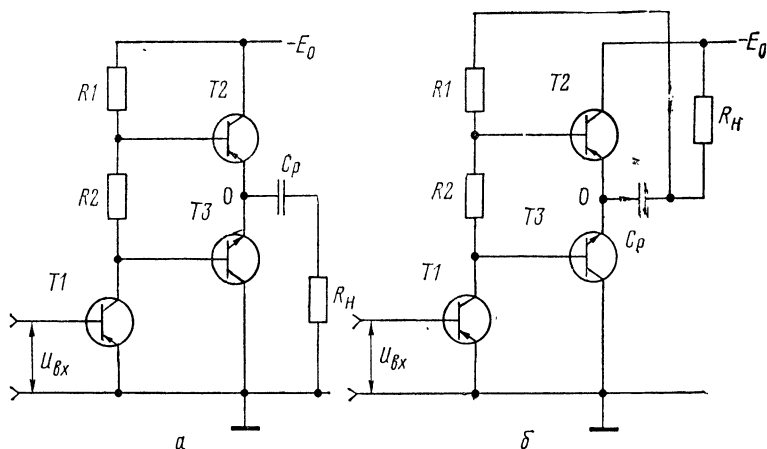


Рис. 6.7

та усиления предоконечного каскада используется положительная обратная связь (см. главу 7) через конденсатор C_p (рис. 6.7, б).

Для полной симметрии плеч оконечного каскада в типовой схеме (рис. 6.7) требуется идентичность обоих транзисторов с различной структурой. Обычно необходимая идентичность достигается только для транзисторов сравнительно малой мощности. При выходной мощности более 1 Вт не удастся подобрать пару близких по параметрам и характеристикам транзисторов с различными структурами. В этом случае используется разновидность схемы с дополнительной симметрией (рис. 6.8). В плечи схемы включены транзисторы T2 и T4, образующие составной транзистор, эквивалентный по структуре $p-n-p$, а транзисторы T3 и T5 — эквивалентный $n-p-n$. По существу, транзисторы T2 и T3, имеющие различную структуру, служат для инверсии фазы. Поэтому их можно рассматривать как фазоинверсный двухтактный предоконечный каскад. Этот каскад возбуждает двухтактный оконечный — на двух идентичных транзисторах одинаковой структуры (T4 и T5). Входные в схему резисторы R3 и R4 служат для частичной компенсации влияния разброса параметров транзисторов T2 и T3 на режим работы оконечного каскада. Резисторы R_6 не являются принципиально необходимым элементом схемы: за счет создаваемой ими отрицательной обратной связи улучшается стабилизация режима, снижаются нелинейные искажения и улучшается частотная характеристика.

Двухтактные бестрансформаторные каскады в режиме В, используемые в качестве **оконечных**, характеризуются следующими показателями.

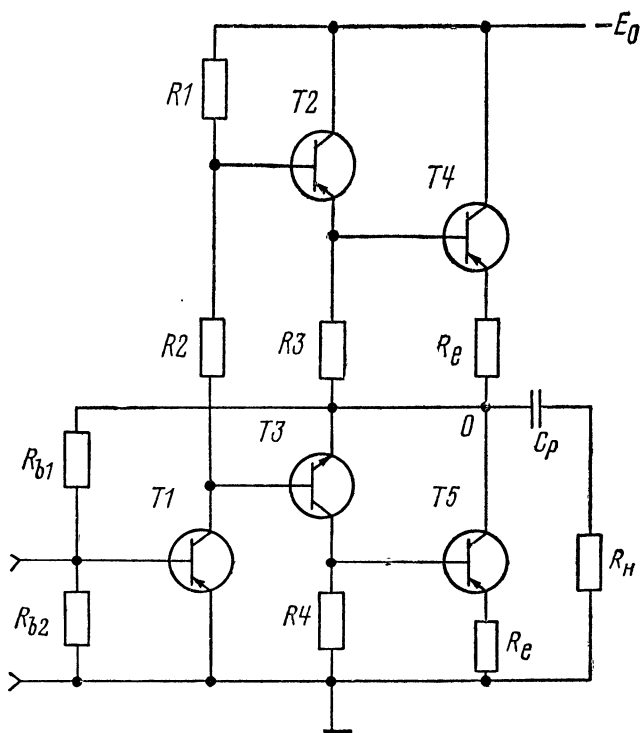


Рис. 6.8

Выходная мощность. В отличие от трансформаторных схем наибольшая выходная мощность, отдаваемая нагрузке, без учета искажений выходного сигнала ($P_{\text{вых м}}$), независимо от транзистора, ограничивается напряжением источника питания (E_0) и сопротивлением нагрузки (R_H). $P_{\text{вых м}}$ уменьшается за счет падения напряжения ΔE_0 , которое обусловлено рядом причин и, в частности, сопротивлением насыщения транзисторов оконечного каскада (в режиме сильного сигнала) и сопротивлением в цепи их эмиттеров (R_e).

Для УНЧ с питанием от автономных источников постоянного тока напряжение E_0 обычно задано (4,5—9 В для переносных и 12,3 В — для автомобильных), а сопротивления головок громкоговорителей (см. главу 2) имеют стандартное значение. В этих условиях от бестрансформаторных каскадов могут быть получены ограниченные значения выходной мощности, не превышающие 3—4 Вт.

Для УНЧ с питанием от сети переменного тока (для задан-

ных $P_{\text{вых}}$ и $R_{\text{н}}$) предварительно может быть определено требуемое значение E_0 , а затем произведен соответствующий выбор транзисторов. В этом случае максимальное значение $P_{\text{вых}}$ ограничивается параметрами транзисторов: $P_{C \max}$, $I_{C \max}$ и $U_{CE \max}$.

Ниже приведены формулы, связывающие (для режима B) $P_{\text{вых} \text{ м}}$, E_0 и $R_{\text{н}}$ с параметрами транзисторов. Используя эти формулы, можно выбрать транзисторы для окончательного каскада.

$$P_{\text{вых} \text{ м}}(\text{Вт}) = \frac{(E_0 - \Delta E_0)^2 (B)}{8R_{\text{н}}(\text{Ом})}; \quad (6.9)$$

$$i_{C \max(A)} = \sqrt{\frac{2P_{\text{вых}(\text{Вт})}}{R_{\text{н}}(\text{Ом})}}; \quad (6.10)$$

$$I_{C \max} \geq i_{C \max}; \quad (6.11)$$

$$U_{CE \max} \geq E_0; \quad (6.12)$$

$$\frac{P_{\text{вых}}}{P_{C \max}} \cong 2; \quad (6.13)$$

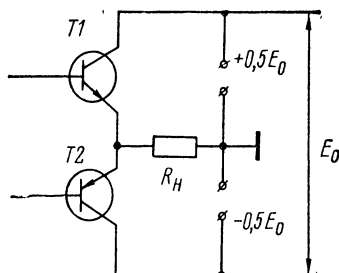
$$E_0 = \sqrt{8P_{\text{вых}}R_{\text{н}}} + \Delta E_0. \quad (6.14)$$

Пример. Для схемы (рис. 6.7, а) заданы: $P_{\text{вых}} = 100$ мВт; $E_0 = 9$ В; $R_{\text{н}} = 10$ Ом. Требуется (для режима B) выбрать транзисторы. Задаемся $\Delta E_0 = 1$ В и, используя формулу (6.9), определяем $P_{\text{вых} \text{ м}} = 0,8$ Вт. Так как $P_{\text{вых} \text{ м}} > P_{\text{вых}}$, то для выбираемых транзисторов согласно формулам (6.10—6.13) должны удовлетворяться требования: $I_{C \max} > i_{C \max} = 141$ мА; $P_{C \max} > 50$ мВт и $U_{CE \max} > 9$ В. В качестве таких транзисторов выбираем: МП40 ($p-n-p$) и МП37 ($n-p-n$), для которых $i_{C \max} = 150$ мА; $U_{CE \max} = 15$ В и $P_{C \max} = 150$ мВт.

Электрический КПД каскада (η) меньше теоретического значения для режима B (равного 0,785) за счет падения напряжения ΔE_0 . При работе в режиме AB η зависит также от начального тока покоя (I_C).

Частотная характеристика каскада (АЧХ) неравномерна: ослабляются как нижние, так и верхние частоты. Ослабление верхних частот определяется частотной зависимостью параметров транзисторов. При выборе транзисторов для окончательного каскада их граничная частота f_{h2ie} должна быть в 1,5—2 раза больше, чем верхняя граничная частота диапазона ($F_{\text{в}}$). Ослабление нижних частот определяется конденсатором связи $C_{\text{р}}$. Величина $C_{\text{р}}$ может быть выбрана исходя из заданного коэффициента частотных искажений с помощью формулы (4.43). При этом в качестве $R_{\text{посл}}$ следует рассматривать $R_{\text{н}}$.

Рис. 6.9



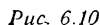
Пример. Определить емкость конденсатора C_p , если для частоты $F_H = 100$ Гц M_H не должен превышать 1,05 (т. е. 0,5 дБ), а $R_H = 10$ Ом. Используя формулу (4.43), находим $C_p \cong 500$ мкФ.

Для исключения из схемы конденсаторов большой емкости и улучшения АЧХ в области нижних частот вместо емкостной связи с нагрузкой применяется непосредственная. На рис. 6.9 изображена упрощенная схема непосредственной связи каскада с нагрузкой (R_H), в которой источник питания должен иметь заземленную среднюю точку. При питании от автономных источников постоянного тока такая схема требует двух отдельных источников (с напряжением $0,5 E_0$ каждый). Если питание осуществляется от сети переменного тока, от выпрямителя должны быть получены два различных напряжения с разной полярностью относительно общего провода.

Нелинейные искажения, возникающие в схеме, обусловлены как нелинейностью характеристик транзисторов, так и неполной симметрией плеч каскада. Уменьшение этих искажений (оцениваемых K_T) достигается за счет надлежащего выбора режима транзисторов, ограничения рабочей области их характеристик, а также широкого применения отрицательной обратной связи (местной и общей).

Для устранения нелинейных искажений типа «ступенька» (так же как и для двухтактных трансформаторных каскадов) используется режим *AB*. Необходимое напряжение смещения (U_B), определяющее величину начального тока (I_C), обеспечивается резистором R_2 (рис. 6.7 и 6.8). Переход к режиму *AB* приводит к ухудшению энергетических показателей каскада — $P_{вых}$ и η . Поэтому величина I_C не должна превышать $0,1 I_{C_{max}}$. Температурная стабилизация I_C достигается за счет включения в качестве R_2 термочувствительного элемента (диода или терморезистора). Ток покоя обычно устанавливается экспериментально — путем подбора термочувствительного элемента. При использовании германиевых диодов (Д9 или Д18) для необходимой регулировки тока включаются дополнительные резисторы: последовательно с диодом (порядка нескольких десятков Ом) — если ток нужно увеличить, или параллельно диоду (порядка нескольких сотен Ом) — если ток нужно уменьшить.

Для обеспечения симметрии плеч каскада потенциал точки 0 (рис. 6.7 и 6.8) при отсутствии сигнала должен соответствовать половине напряжения E_0 . Для этого используется общая



На показатели двухтактных бестрансформаторных УНЧ существенно влияют фазоинверсный и предоконечный каскады. Их свойства определяются в основном использованными в них транзисторами.

В качестве транзистора Т1 (рис. 6.7 и 6.8) для **предоконечного** каскада (однотактного) обычно применяются маломощные НЧ транзисторы. Ток покоя (I_c) выбирается в пределах 0,5—4 мА (меньшие значения при $P_{вых}$ до 2 Вт, а большие — при $P_{вых} = 10\text{—}20$ Вт).

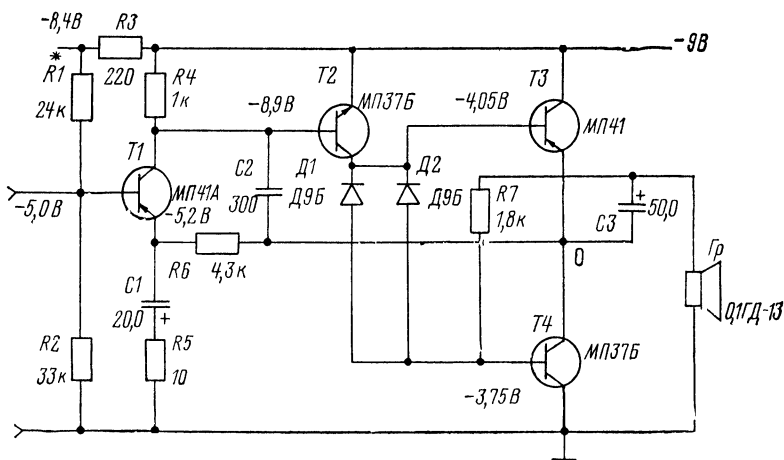


Рис. 6.11

На рис. 6.10—6.13 приведены некоторые практические схемы мощных бестрансформаторных УНЧ, используемые в промышленной аппаратуре и в радиолюбительской практике.

В УНЧ (рис. 6.10), разработанном для радиолюбителей [8], двухтактный оконечный каскад (транзисторы Т3 и Т4) выполнен по типовой схеме (рис. 6.7, б). УНЧ обеспечивает максимальную выходную мощность (при $\kappa_r=10\%$) 10 Вт при напряжении питания 12 В и сопротивлении нагрузки R_n (головке громкоговорителя)—8 Ом; диапазон рабочих частот—150—8000 Гц. При налаживании усилителя путем подбора резисторов R_2 и R_3 устанавливается напряжение покоя в точке симметрии 0, равное $0,5 E_0$, а подбором R_{10} —оптимальный ток покоя транзисторов Т3 и Т4.

На рис. 6.11 изображена схема УНЧ переносного (карманного) радиовещательного приемника «Этюд-2». Двухтактный оконечный каскад (транзисторы Т3 и Т4) также выполнен по типовой схеме (рис. 6.7, б). Предоконечный каскад (в отличие от рис. 6.7, б) выполнен на транзисторе $n-p-n$ (Т2). Режим работы всех транзисторов УНЧ устанавливается подбором резистора R_1 . Основные показатели УНЧ: номинальная выходная мощность (при напряжении питания 9 В и сопротивлении нагрузки 10 Ом)—60 мВт; диапазон рабочих частот—450—3500 Гц.

На рис. 6.12 приведена схема мощного УНЧ, используемая в одном из каналов стереофонической радиолы «Рига-101». Оконечный, фазоинверсный и предоконечный каскады (транзисторы Т3—Т7) выполнены по типовой схеме (рис. 6.8). Резисторные каскады ОЭ (на транзисторе Т1) и ОК (на Т2) вхо-

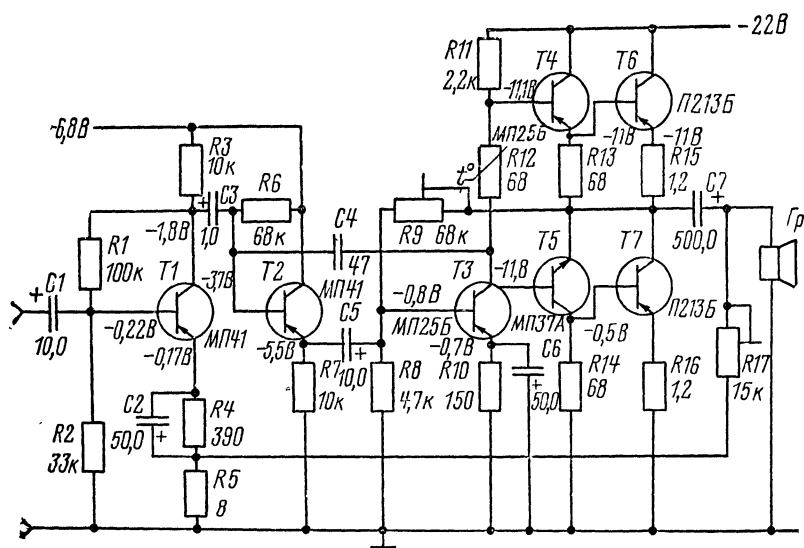


Рис. 6.12

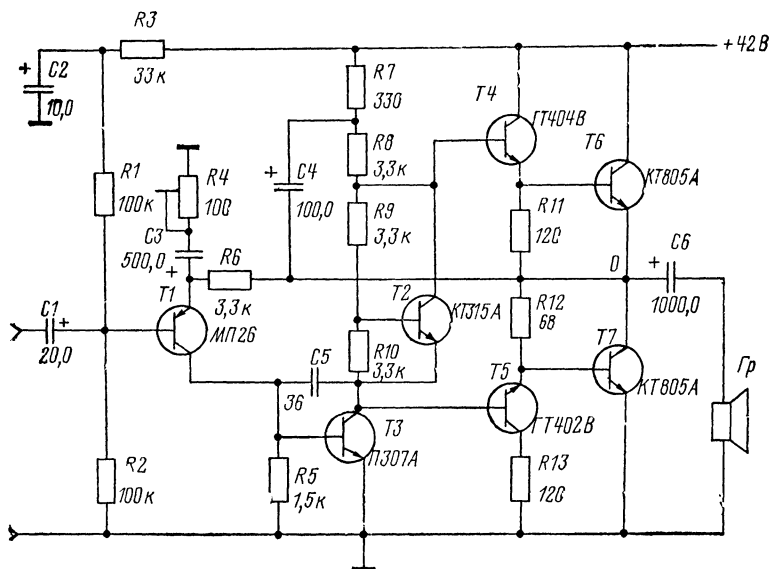


Рис. 6.13

дят в состав предварительного УНЧ. При этом каскад ОК обеспечивает согласование выхода предварительного усилителя со входом мощного усилителя. При налаживании схемы с помощью переменного резистора R_9 в цепи общей обратной связи по постоянному току устанавливается напряжение в точке симметрии 0, равное $0,5 E_0$, а с помощью резистора R_{17} в цепи общей обратной связи по переменному току — требуемая чувствительность УНЧ. Основные показатели УНЧ: номинальная выходная мощность (при $\kappa_r=2,5\%$) — 1,5 Вт; максимальная выходная мощность (при $\kappa_r=10\%$) — 3,5—5,5 Вт; диапазон воспроизводимых звуковых частот — 80—12 000 Гц.

На рис. 6.13 приведена схема мощного УНЧ, используемая в одном из каналов стереофонической радиолы «Виктория-001». Оконечный, фазоинверсный и предоконечный каскады (транзисторы Т3—Т7) также выполнены по типовой схеме (рис. 6.8). Для температурной стабилизации начального тока в качестве термочувствительного элемента используются транзистор Т2 и резисторы R_9 и R_{10} . За счет положительной обратной связи через конденсатор C_4 повышается коэффициент усиления предоконечного каскада. Для защиты выходных транзисторов (Т6 и Т7) от случайных коротких замыканий и мгновенных перегрузок в блоке питания радиолы предусмотрено устройство электронной защиты. При коротких замыканиях напряжение питания снижается с 42 В до 6 В. Нормальная работа УНЧ восстанавливается после выключения радиолы на 5—7 с. Основные показатели схемы: номинальная выходная мощность (при $\kappa_r=2\%$) — 4 Вт на нагрузке 8 Ом; максимальная выходная мощность (при $\kappa_r=10\%$) — 16 Вт (на той же нагрузке); диапазон воспроизводимых звуковых частот — 40—16 000 Гц.

Глава 7

ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ И РЕГУЛИРОВКИ В УНЧ

7.1. ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

УНЧ содержат одну или несколько цепей обратной связи

7.1.1. Общие сведения об обратной связи

Обратная связь (ОС) — связь, за счет которой энергия из выходной цепи усилителя (или усилительного каскада) передается во входную. ОС, охватывающая только один усилительный каскад, называется **местной**, а два и более каскадов — **общей**.

ОС может быть внутренней, паразитной и общей.

Внутренняя ОС связана с физической природой усилительного прибора (см. 9.2.1.). **Паразитная ОС** создается за счет паразитных связей (емкостных или индуктивных) между цепями усилителя, что является результатом неудачного расположения и монтажа элементов схемы, а также вследствие питания каскадов от общих источников. Внутренняя и паразитная ОС вредны, так как могут изменять свойства усилителей в нежелательном направлении. Поэтому предусматриваются специальные меры по их устранению (или ослаблению).

Внешняя ОС создается преднамеренно — для нужного воздействия на соответствующие показатели усилителя. На рис. 7.1 приведены структурные схемы усилительного устройства с ОС. Элементами схем являются: источник сигнала (ИС), нагрузка (Н), усилитель (или усилительный каскад) с коэффициентом усиления K и цепь ОС (β -цепь) с коэффициентом передачи β .

Усилитель (или усилительный каскад) и цепь ОС образуют замкнутое кольцо — **петлю обратной связи**. Эта петля может быть замкнутой и разомкнутой. Если свойства цепи ОС (β -цепи) не зависят от частоты, ОС называется **частотонезависимой**, в противном случае — **частотнозависимой**.

Для количественной оценки ОС используется ряд показателей: петлевое усиление, глубина ОС, фаза петли ОС.

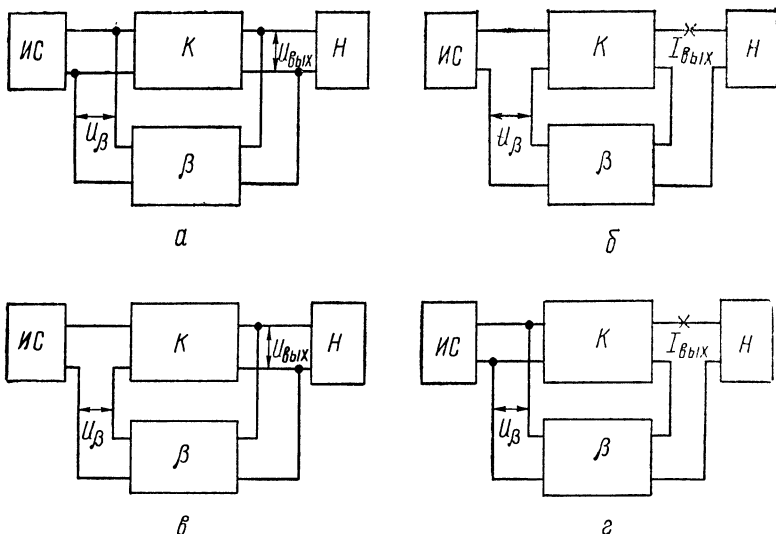


Рис. 7.1

Петлевое усиление (K_l) — усиление вдоль разомкнутой петли ОС: $|K_l| = |K\beta|$.

Глубина ОС (A) показывает, во сколько раз изменяется сквозное усиление при введении ОС. Глубина ОС выражается также в децибелах: $A_{(дБ)} = 20 \lg A$.

Фаза петли ОС (φ_l) — сумма фазовых сдвигов, вносимых усилителем (или усилительным каскадом) и цепью ОС. Величина φ_l определяет характер ОС. Если $\varphi_l = 0$, ОС является положительной (ПОС), если $\varphi_l = 180^\circ$, ОС отрицательная (ООС). В реальных условиях φ_l зависит от частоты, и в пределах диапазона частот ОС может изменять свой знак. Поэтому для оценки характера ОС ее знак определяется в середине рабочего диапазона частот (где не сказывается влияние частоты). Глубина ООС связана с петлевым усилением соотношением: $A = 1 + K\beta$.

ОС влияет на такие показатели усилителей (усилительных каскадов), как сквозной коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления, стабильность коэффициента усиления, АЧХ, коэффициент гармоник и уровень фона.

ООС приводит к уменьшению сквозного коэффициента усиления K_t , пропорционального глубине ОС (A). При достаточно глубокой ООС сквозной коэффициент усиления практически определяется только цепью ОС (обратно пропорционален β). В связи с этим за счет ООС повышается стабильность коэффициента усиления: относительное изменение коэффициента усиления под влиянием соответствующего дестабилизирующего

фактора ($\Delta K/K$) снижается пропорционально глубине ООС. При увеличении глубины ООС пропорционально уменьшаются также нелинейные искажения и уровень фона. Эти свойства ООС широко используются в УНЧ.

Свойства ОС в значительной степени зависят от способа соединения усилителя (усилительного каскада) и цепи ОС. На рис. 7.1 приведены наиболее распространенные варианты структурных схем усилителей с ОС.

У-связь (рис. 7.1, а) — параллельная ОС по входу и выходу; называется также параллельной ОС по напряжению, так как напряжение на выходе цепи ОС (U_β) пропорционально напряжению на нагрузке ($U_{\text{вых}}$).

З-связь (рис. 7.1, б) — последовательная ОС по входу и выходу; называется также последовательной ОС по току, так как напряжение на выходе цепи ОС (U_β) пропорционально току нагрузки ($I_{\text{вых}}$).

Н-связь (рис. 7.1, в) — последовательная ОС по входу и параллельная по выходу; называется также последовательной ОС по напряжению.

К-связь (рис. 7.1, г) — параллельная ОС по входу и последовательная по выходу; называется также параллельной ОС по току.

ОС влияет на входное и выходное сопротивления усилителя (или усилительного каскада). При этом последовательная ООС увеличивает сопротивление (входное или выходное), а параллельная — уменьшает. Степень влияния ООС на сопротивление (аналогично усилению) определяется глубиной ОС (A).

ОС оказывает влияние также на частотную характеристику УНЧ. При этом частотнонезависимая ООС приводит к расширению АЧХ. Для частотнозависимой ООС АЧХ изменяется по закону, обратному закону изменения β . Эти свойства ООС используются в УНЧ для коррекции частотной характеристики.

В рабочем диапазоне частот ООС может перейти в ПОС и ухудшить показатели УНЧ, в частности, вызвать самовозбуждение. Поэтому предусматриваются меры по повышению **устойчивости** ООС. С этой целью снижается глубина ОС, которая не должна превышать допустимого значения, уменьшается фаза петли ОС и осуществляется требуемая коррекция АЧХ.

В УНЧ используются два вида ООС: по постоянному и переменному току.

7.1.2. Обратная связь по постоянному току

ООС по постоянному току используется в основном для стабилизации режимов транзисторов. Для этого применяется как местная, так и общая ООС.

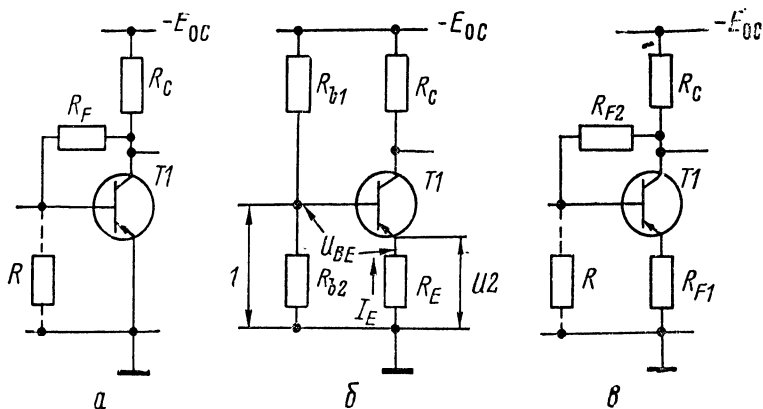


Рис. 7.2

Местная ООС, охватывающая только один усилительный каскад, бывает трех типов: параллельная (рис. 7.2, а), последовательная (рис. 7.2, б) и комбинированная — параллельно-последовательная (рис. 7.2, в).

В схеме ООС параллельного типа, называемой также **схемой коллекторной стабилизации** (рис. 7.2, а), ОС подается с коллектора транзистора Т1 на его базу через сопротивление R_F . При возрастании тока коллектора (под влиянием дестабилизирующих факторов) увеличивается падение напряжения на сопротивлении коллекторной нагрузки R_C . Это приводит к уменьшению тока базы, а соответственно и тока коллектора. Эффективность стабилизации, определяемая соотношением сопротивлений R_C и R_F , обычно мала.

В схеме ООС последовательного типа, называемой также **схемой эмиттерной стабилизации** (рис. 7.2, б), сопротивление ОС (R_E) включено в цепь эмиттера. За счет делителя $R_{б1}-R_{б2}$ напряжение на сопротивлении $R_{б2}$ поддерживается равным U_1 . При возрастании тока коллектора (под влиянием дестабилизирующего фактора) увеличивается ток эмиттера I_E и возрастает падение напряжения U_2 на сопротивлении R_E . В результате уменьшается напряжение на эмиттерном переходе (U_{BE}), что приводит к уменьшению тока коллектора. О выборе элементов такой схемы см. 4.2.1. ООС последовательного типа применяется также для стабилизации режима полевых транзисторов (см. 4.2.2).

Практические примеры применения в УНЧ местной ООС по постоянному току приведены в главах 5 и 6.

Общая ООС по постоянному току может быть реализована только при непосредственной связи каскадов. Один из видов такой ООС (K -связь) показан на рис. 7.3, а для двух каска-

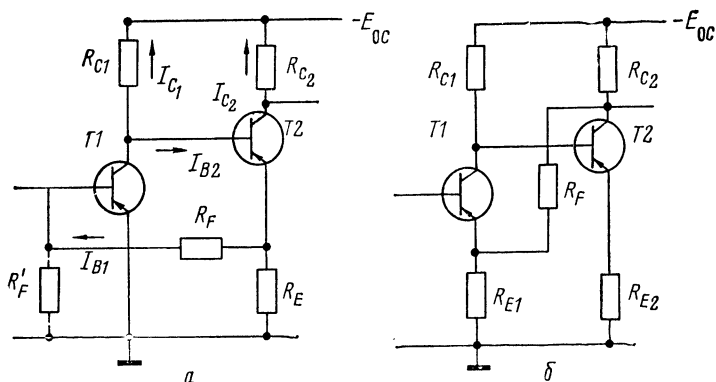


Рис. 7.3

дов. Напряжение смещения на базу транзистора Т1 подается от эмиттерного сопротивления R_E через сопротивление ОС R_F . Если под влиянием дестабилизирующего фактора возрастает ток I_{C2} , то увеличиваются падение напряжения на R_E и токи I_{B1} и I_{C1} . В результате снижается напряжение на коллекторе Т1 и уменьшается ток I_{C2} . Практические примеры подобной ООС показаны на рис. 5.4 и 5.15. Другой вариант общей ООС по постоянному току (H -связь) показан (для двух каскадов) на рис. 7.3, б. Напряжение с коллектора транзистора Т2 подается на эмиттер Т1 через резисторы R_F и R_{E1} . Практический пример такой схемы приведен на рис. 5.6, где в качестве сопротивления R_F используются резисторы R_8 и R_9 , а в качестве R_{E1} — резистор R_5 .

Для стабилизации режима при непосредственной связи каскадов используется также сочетание ООС и термокомпенсации. При этом повышается эффективность стабилизации. В главе 5 приведены некоторые схемы, в которых наряду с общей ООС по постоянному току применяются терморезисторы. Так, например, в схеме (рис. 5.4) используется терморезистор R_9 , а в схеме (рис. 5.5) — R_4 .

В дифференциальных усилителях (рис. 5.9) влияние дестабилизирующих факторов (изменение температуры или напряжения источника питания) уменьшается за счет **общей эмиттерной ОС**, создаваемой сопротивлением R_e . Эффективность такой ООС возрастает при увеличении сопротивления R_e . Однако увеличение этого сопротивления приводит к возрастанию на нем напряжения постоянного тока, ограничиваемого напряжением источника питания E_0 . В связи с этим в качестве R_e используется динамическая нагрузка — транзистор Т3 (рис. 5.9, б). Такой транзистор поддерживает неизменным результи-

рующий эмиттерный ток транзисторов дифференциальной пары (Т1 и Т2). Постоянный ток создает на Т3 падение напряжения $U_{сб}$, а для переменного тока Т3 действует как сопротивление $R_e \cong 1/h_{22b}$. За счет применения эмиттерной стабилизации можно использовать ДУ (рис. 5.9, а) как с симметричным выходом (когда вы-

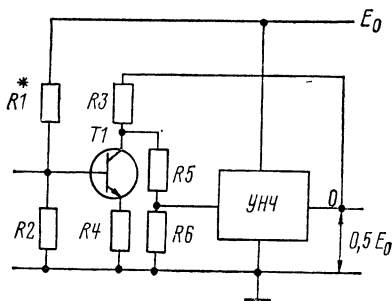


Рис. 7.4

ходное напряжение снимается между коллекторами Т1 и Т2), так и с асимметричным (когда выходное напряжение снимается с коллектора только одного транзистора — Т1 или Т2). Важная особенность такой общей ООС состоит в том, что она не влияет на усиление полезного сигнала, подаваемого на любой вход ДУ.

Общая ООС по постоянному току широко используется в мощных бестрансформаторных УНЧ для стабилизации напряжения покоя в точке симметрии оконечного каскада (см. главу 6). При отсутствии сигнала это напряжение должно быть равно половине напряжения питания E_0 . Некоторые практические примеры такой ООС приведены на рис. 6.10—6.13. На схеме рис. 6.10 общая ООС по постоянному току создается за счет резистора R_7 , связывающего точку симметрии 0 с эмиттером транзистора Т1. При этом режимы работы всех транзисторов, охваченных общей ООС (Т1 — Т4), устанавливаются путем подбора сопротивлений резисторов R_2 или R_3 . Аналогичная ООС создается на схеме рис. 6.11 за счет резистора R_6 . В схеме, показанной на рис. 6.12, напряжение с точки симметрии 0 подается на базу Т3 через переменный резистор R_9 , а в схеме (рис. 6.13) это напряжение подается через резистор R_6 на эмиттер Т1.

В бестрансформаторных УНЧ на интегральных микросхемах (см. главы 13 и 14) в цепи общей ООС по постоянному току используются дополнительные транзисторы. На рис. 7.4 изображена одна из возможных схем включения такого транзистора (Т1). На базу Т1 с помощью делителя R_1 — R_2 подается напряжение источника питания E_0 , а напряжение с точки симметрии 0 УНЧ (показанного на рисунке условно в виде прямоугольника) подается на коллектор Т1 через резистор R_3 . Напряжение, усиленное Т1, с делителя R_5 — R_6 подается на базу первого транзистора УНЧ (на схеме не показан). В точке симметрии напряжение устанавливается равным половине напряжения E_0 путем подбора сопротивления резистора R_1 . Глубина ООС при этом не меняется.

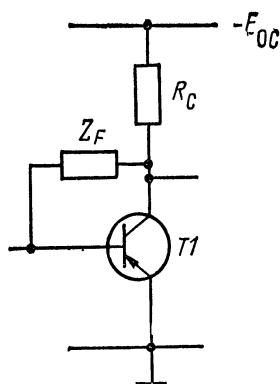


Рис. 7.5

7.1.3. Обратная связь по переменному току

ООС по переменному току широко используется в УНЧ для улучшения качественных показателей как всего усилителя, так и отдельных его каскадов. Для этого применяется как местная, так и общая ООС.

Местная ООС, охватывающая только один усилительный каскад, бывает двух основных типов: параллельная и последовательная.

Параллельная ООС (Y-связь) осуществляется с помощью сопротивления Z_F , включенного между коллектором и базой транзистора Т1

(рис. 7.5). Глубина такой ООС (A) обратно пропорциональна величине Z_F . Параллельная ОС используется преимущественно для частотной коррекции — при необходимости снизить усиление в области верхних частот. При этом в качестве Z_F включают конденсатор: A с ростом частоты будет возрастать, а следовательно, усиление верхних частот будет падать. Y-связь используется как в предварительных, так и мощных УНЧ. Некоторые примеры ее практического применения приведены в главе 6. Так, например, в схеме (рис. 6.3) для параллельной ООС используются конденсаторы $C5$ и $C6$, а в схеме (рис. 6.4) — конденсатор $C3$; в схеме (рис. 6.5) параллельная ООС создается конденсатором $C4$, а в схеме (рис. 6.13) — конденсатором $C5$.

Последовательная ООС (Z-связь) осуществляется с помощью сопротивления Z_e , включенного в цепь эмиттера транзистора Т1. На рис. 7.6 приведены некоторые варианты Z-связи. Во всех случаях в цепь ООС должно быть включено сопротивление R_e , необходимое для прохождения постоянного тока эмиттера. В схеме (рис. 7.6, а) цепь ООС создается как для переменного, так и для постоянного тока. Для разделения этих цепей используют блокировочные конденсаторы (C_e — рис. 7.6, б, в). Глубина Z-связи зависит от коэффициента передачи цепи ООС (β), определяемого соотношением сопротивлений Z_e и коллекторной нагрузки R_c . За счет емкости C_e последовательная ООС делается частотнозависимой: с ростом частоты глубина ООС уменьшается. Z-связь широко используется в каскадах как предварительных, так и мощных УНЧ (см. главы 5 и 6): для повышения входного сопротивления и стабильности коэффициента усиления, для коррекции АЧХ и снижения K_r .

В УНЧ используются преимущественно два вида общей

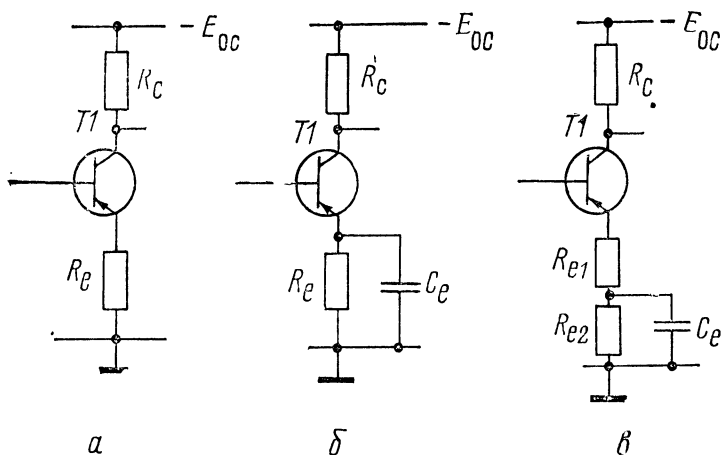


Рис. 7.6

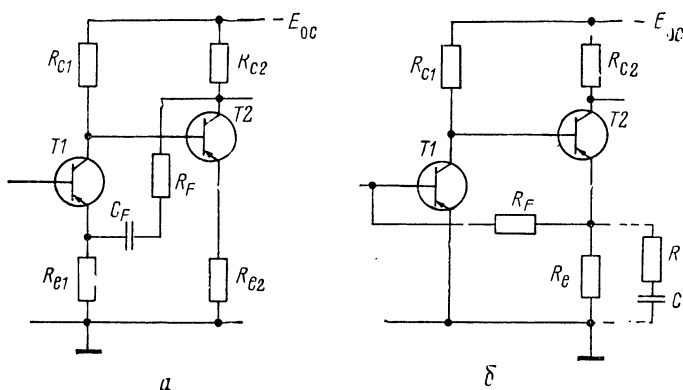


Рис. 7.7

ООС по переменному току: последовательная ООС по напряжению и параллельная ООС по току.

Последовательная ООС по напряжению (H-связь) имеет наибольшее применение. Один из видов такой ООС, охватывающей два каскада, изображен на рис. 7.7, а. Элементами цепи ООС, связывающей коллектор транзистора Т2 с эмиттером Т1, являются резисторы R_F и R_{e1} . Для устранения возникающей при таком включении ООС по постоянному току (как на рис. 7.3, б) последовательно с R_F и R_{e1} включается конденсатор C_F . Обычно емкость этого конденсатора выбирается большой, такой, чтобы даже для наиболее низкой частоты диапазона (F_n)

реактивное сопротивление конденсатора C_F было достаточно малым. В этом случае глубина частотнонезависимой ООС зависит от коэффициента передачи цепи ОС: $\beta = R_{e1}/R_F + R_{e1}$. При использовании в цепи β -связи конденсаторов, подключаемых параллельно или последовательно, ООС делается частотнозависимой и используется для коррекции АЧХ.

H -связь применяется как в предварительных, так и мощных УНЧ. Так, например, в каскаде предварительного УНЧ типа «двойка» (рис. 5.4) элементами H -связи являются резистор R_3 и конденсатор C_5 . В схеме УНЧ (рис. 6.12) H -связь, охватывающая все каскады усилителя (T_1 — T_7), осуществляется за счет резисторов R_5 (используемого в качестве R_{e1} на рис. 7.7, а) и R_{17} (используемого в качестве R_F). Коэффициент усиления такого усилителя (K_0) за счет глубокой ООС практически определяется только коэффициентом передачи цепи ОС (β): $K_0 \cong 1/\beta \cong R_{17}/R_5$. Требуемая чувствительность УНЧ устанавливается путем изменения величины сопротивления R_{17} (при регулировке). В трансформаторном УНЧ (рис. 6.3) H -связь, охватывающая двухтактный оконечный каскад (на T_2 и T_3), предоконечный (на T_1) и оба трансформатора (Tr_1 и Tr_2), содержит резисторы R_8 и R_4 . Общее усиление схемы, охваченной ООС (K_0), практически определяется отношением сопротивлений R_8 и R_4 и равно 10. В УНЧ (рис. 6.10) цепь β -связи содержит резисторы R_6 и R_5 (используемые соответственно как R_F и R_{e1} на рис. 7.7, а). Последовательно с резисторами включены конденсаторы C_3 и C_5 . За счет такой частотнозависимой ООС емкость C_3 ограничивает прохождение нижних частот, а C_5 — верхних.

Параллельная ООС по току (K -связь) используется в основном в каскадах предварительного усиления. Один из видов такой ООС, охватывающей два каскада, показан на рис. 7.7, б. Элементами цепи ООС, связывающей эмиттер транзистора T_2 с базой T_1 , являются резисторы R_F и R_e . Глубина подобной ООС зависит от соотношения резисторов R_F и R_e . При подключении параллельно R_e или R_F конденсаторов ООС становится частотнозависимой. При подключении параллельно R_e цепочки RC (показана на рис. 7.7, б пунктиром) глубина ООС для постоянного и переменного токов будет различной. Если величина емкости C выбрана достаточно большой, то для переменного тока параллельно R_e подключается R и β изменяется. Так, например, на схеме рис. 5.4 в качестве R_e используется резистор R_8 , а параллельно R_8 подключаются резистор R_5 и конденсатор C_4 .

Параллельная ООС (Y -связь), охватывающая несколько каскадов, используется сравнительно редко. На рис. 6.12 элементом Y -связи является конденсатор C_4 , соединяющий коллектор транзистора T_3 с базой T_1 . Такая ООС используется для коррекции АЧХ в области верхних частот.

Наряду с ООС в УНЧ (как в предварительных, так и мощных) используется **положительная обратная связь (ПОС)**. На рис. 7.8 приведена схема ОК, в которой ПОС применяется для повышения входного сопротивления каскада путем уменьшения влияния сопротивления цепи смещения базы. Для переменного входного сигнала $U_{вх}$ напряжение ОС $U_F = K U_{вх}$ подается через конденсатор C_F к резистору R . При этом на зажимах R создается напряжение $U_{ab} = U_{вх} - U_F = U_{вх} (1 - K)$.

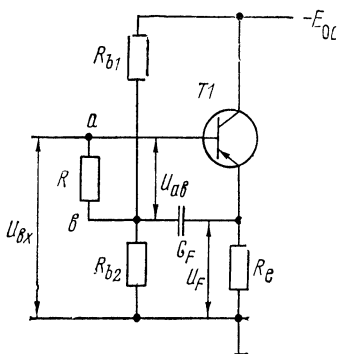


Рис. 7.8

Если (в идеальном случае) $K=1$, то через резистор R не будет протекать ток и его сопротивление под действием ПОС станет бесконечно большим. Для реальных эмиттерных повторителей $K < 1$ и сопротивление R под действием ПОС будет иметь конечное значение, равное $R/(1-K)$. Практический пример использования ПОС в каскаде ОК приведен на рис. 5.8. В мощных бестрансформаторных УНЧ ПОС используется для повышения коэффициента усиления предоконечных каскадов. Пример такой ПОС приведен на рис. 6.7, б.

В УНЧ, охваченных ОС, предусматриваются специальные меры по повышению их устойчивости. Для этого ограничивается допустимая глубина ОС, а также применяется частотная коррекция — ограничивается усиление верхних частот вне рабочего диапазона. Для создания таких корректирующих цепей используется, в частности, частотнозависимая параллельная ОС (местная и общая). Для исключения паразитных ОС применяются: рациональный монтаж (исключающий возникновение паразитных электрических или магнитных связей), экранировка и развязка по цепям питания.

7.2. РЕГУЛИРОВКИ В УНЧ

УНЧ снабжаются ручными регуляторами, с помощью которых устанавливаются необходимые уровни громкости и тембра.

7.2.1. Регуляторы громкости

Регулировка громкости в УНЧ осуществляется обычно за счет изменения уровня напряжения сигнала, подаваемого на вход УНЧ (или усилительного каскада). Используемые для этого **регуляторы громкости (РГ)** делятся по характеру действия, месту установки и наличию тонкомпенсации.

По характеру действия РГ бывают плавные и ступенчатые. Ступенчатые РГ дают возможность регулировать уровень сигнала при наличии в УНЧ различных входов (см. 5.3). Плавная регулировка громкости осуществляется с помощью переменных резисторов. По месту установки РГ бывают: входные, устанавливаемые во входной цепи УНЧ, и промежуточные, устанавливаемые между каскадами усилителя. По наличию тонкомпенсации РГ бывают компенсированные и простые.

Тонкомпенсация — изменения частотной характеристики в зависимости от уровня громкости, компенсирующие изменения кривых чувствительности уха человека. Как видно по кривым равной громкости (рис. 1.3), для того чтобы регулирование громкости не изменяло тембра звучания, изменение громкости на разных частотах должно быть неодинаковым.

Основными параметрами, характеризующими РГ, служат диапазон регулирования громкости и действие тонкомпенсации при регулировании громкости.

Диапазон регулирования громкости — отношение напряжения, подаваемого на вход УНЧ при РГ в положении максимальной громкости, к напряжению, соответствующему РГ в положении минимальной громкости, выраженное в дБ. ГОСТ 5651—64 нормирует диапазон регулирования громкости в радиовещательных приемниках в пределах 30—60 дБ (в зависимости от класса радиоприемника).

Действие тонкомпенсации при регулировании громкости — увеличение напряжения нижних звуковых частот при уменьшении громкости (с помощью РГ).

Простейший **плавный РГ** (рис. 7.9, а) содержит переменный резистор с номинальным сопротивлением R , подключенный к источнику сигнала (с ЭДС e_r и сопротивлением R_r). При плавном изменении положения движка изменяется сопротивление R' (между средним и нижним выводами). В результате этого изменяется и напряжение U_2 , подаваемое на вход УНЧ (или усилительного каскада), а следовательно, и громкость. Максимальной громкости будет соответствовать наибольшее значение R' . При уменьшении R' громкость будет плавно уменьшаться до тех пор, пока R' скачком не снизится до нуля. Пределы такого плавного регулирования определяют основной параметр РГ — диапазон регулирования громкости. Для равномерного изменения громкости используются переменные резисторы с функциональной характеристикой типа В, у которых сопротивление R' изменяется по обратнологарифмическому закону (экспоненциальная кривая) — вначале медленно, а затем быстрее. Резисторы СПЗ-12 обеспечивают диапазон плавного изменения сопротивления в пределах 60 дБ, а СПЗ-12а-1 — до 80 дБ.

На диапазон регулирования громкости влияют сопротивление источника сигнала (R_r) и нагрузки — входное сопротивление

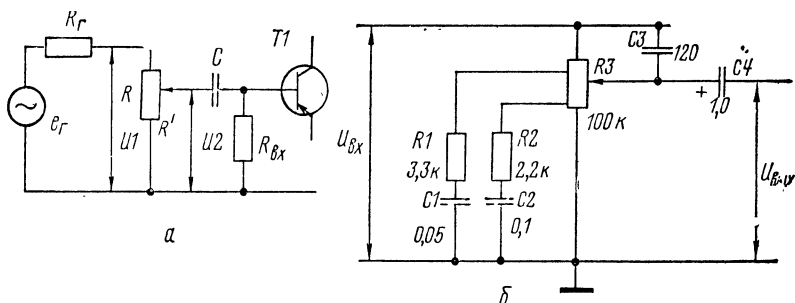


Рис. 7.9

ние ($R_{вх}$) УНЧ (или усилительного каскада). Для снижения влияния сопротивлений $R_{Г}$ и $R_{вх}$ должно выполняться условие: $R_{Г} < R < R_{вх}$.

В УНЧ радиоприемников невысокого класса переменный резистор $R_{Г}$ используется в качестве нагрузки АМ детектора. Такой $R_{Г}$, имеющий номинальное сопротивление R порядка 10 кОм, подключается к входному каскаду УНЧ через конденсатор связи C (рис. 7.9, а). При этом изменение положения движка $R_{Г}$ не влияет на режим транзистора $T1$. $R_{Г}$ такого типа входят в состав детекторов, показанных на схемах (рис. 10.41—10.44).

При наличии в УНЧ отдельного входа для подключения пьезоэлектрического звукоснимателя в качестве входных каскадов используются эмиттерные повторители или каскады с полевыми транзисторами. Практические схемы таких каскадов приведены в главе 5. Так, например, на схеме (рис. 5.8) плавный $R_{Г}$ (резистор $R5$) подключен к нагрузке каскада ОК. При работе УНЧ от источников сигнала, развивающих малые ЭДС (магнитоэлектрические звукосниматели, микрофоны и т. д.), для снижения уровня шумов $R_{Г}$ подключаются на выходе одного из каскадов предварительного усилителя. Так, например, на схеме (рис. 5.15, а) такой промежуточный $R_{Г}$ подключен к коллекторной нагрузке входного каскада.

В высококачественных УНЧ используются **тонкомпенсированные $R_{Г}$** . Для таких $R_{Г}$ применяются переменные резисторы, имеющие один или два дополнительных отвода. При подключении к этим отводам корректирующих RC -цепочек достигается подъем частотной характеристики в области нижних частот при уменьшении громкости.

Тонкомпенсированный $R_{Г}$ с одним отводом (рис. 7.11, б) имеет корректирующую цепочку, содержащую резистор $R1$ и конденсатор $C2$. Тонкомпенсированный $R_{Г}$ с двумя отводами (рис. 7.9, б) подключается на входе каскада предварительного усилителя (рис. 5.4) одного из каналов стереорадиолы «Рига-101». За счет использования такого $R_{Г}$ при уменьшении

напряжения с частотой 1000 Гц на выходе на 20 дБ напряжение с частотой 100 Гц уменьшается на 11 дБ. Тонкомпенсированный РГ с двумя отводами (рис. 5.11, а), подключенный на входе каскада с полевым транзистором, обеспечивает диапазон регулирования громкости не менее 60 дБ.

7.2.2. Регуляторы тембра

Регулировка тембра в УНЧ осуществляется за счет изменения формы АЧХ усилителя. Для этого применяются частотно-зависимые делители напряжения, с помощью которых изменяется (в определенных пределах) усиление на нижних или верхних частотах. Для плавной регулировки тембра в таких делителях используются переменные резисторы.

Регуляторы тембра (РТ) бывают плавные и ступенчатые. Плавные РТ делятся по назначению и сложности. По назначению бывают РТ: верхних частот (изменяющие только верхние частоты диапазона) и нижних частот (изменяющие только нижние частоты). По сложности бывают РТ: простые, ослабляющие только нижние или верхние частоты, и сложные, допускающие как ослабление, так и подъем нижних или верхних частот.

Основной показатель, характеризующий регулируемые цепи частотной коррекции, — **пределы регулирования тембра**: пределы изменения с помощью РТ напряжения крайних частот диапазона (F_n и F_v) по отношению к средней частоте, выраженные в дБ. Для глубокой регулировки тембра обычно достаточно обеспечить подъемы и завалы АЧХ на 6—8 дБ.

В радиовещательных приемниках высшего, I и II классов и в автомобильных приемниках I класса обязательно применение отдельных регуляторов тембра верхних и нижних частот. В приемниках III класса и автомобильных II класса предусматриваются только регуляторы тембра верхних частот.

Простые РТ, используемые в УНЧ невысокого класса, допускают только ослабление верхних или нижних частот по отношению к средней частоте (1000 Гц). Изменение формы АЧХ при такой регулировке показано на рис. 7.10, а: имеет место срезание (завал) АЧХ в области верхних и нижних частот. РТ такого типа содержат последовательно соединенные конденсатор C и переменный резистор R . Такая частотнозависимая цепочка используется в качестве плеча делителя напряжения или в качестве нагрузки. При этом величина емкости C выбирается обратно пропорциональной частоте: для РТ верхних частот используются малые значения C .

Практическая схема простого РТ приведена на рис. 7.11, а. В схеме, использованной в УНЧ радиоприемника «Родина-68», предусматривается отдельная регулировка тембра по верхним

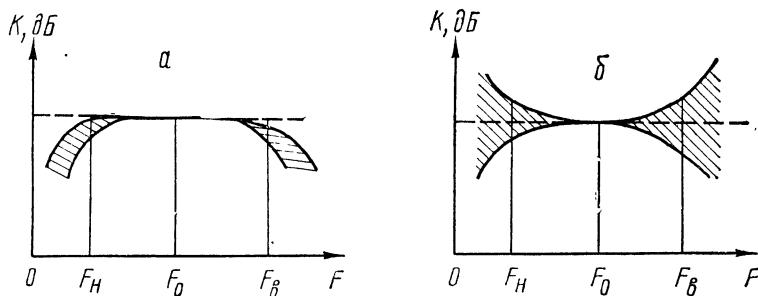


Рис. 7.10

и нижним частотам. **РТ верхних частот** (условно обозначаемый ♫) содержит цепочку $R2C2$, подключенную параллельно

входу каскада на транзисторе $T1$. При перемещении движка переменного резистора $R2$ вверх сопротивление $R2$ уменьшается, снижается входное сопротивление каскада на верхних частотах и соответственно снижается их усиление. При минимальном значении $R2$ на частоте 5 кГц ослабление (относительно 1000 Гц) достигает 9 дБ. **РТ нижних частот** (условно обозначаемый ♮) содержит цепочку $R9C4$ и включен параллельно конденсатору связи $C5$. При перемещении движка переменного резистора $R9$ вниз сопротивление $R9$ увеличивается, возрастает падение напряжения нижних частот на конденсаторе $C5$ и снижается их усиление. При максимальном значении $R9$ на частоте 100 Гц ослабление достигает 9 дБ.

В схеме УНЧ автомобильного радиоприемника «АТ-64» (рис. 7.11, б) предусмотрен только РТ верхних частот, который содержит цепочку $R7C5$, подключенную к коллектору транзистора $T1$. При уменьшении сопротивления переменного резистора $R7$ понижается эквивалентное сопротивление нагрузки каскада на верхних частотах и соответственно снижается их усиление.

Сложные РТ, применяемые в высококачественных УНЧ, дают возможность не только ослаблять усиление нижних или верхних частот (по отношению к средней частоте), но и увеличивать усиление. При такой регулировке (рис. 7.10, б) происходит как срезание (завал), так и подъем АЧХ в области верхних и нижних частот.

Наибольшее распространение имеют сложные РТ мостового типа (рис. 7.12). Элементами РТ нижних частот являются резисторы $R1, R2, R3$ и конденсаторы $C1$ и $C2$. При перемещении движка переменного резистора вверх имеет место подъем АЧХ в области нижних частот, а при перемещении вниз — завал

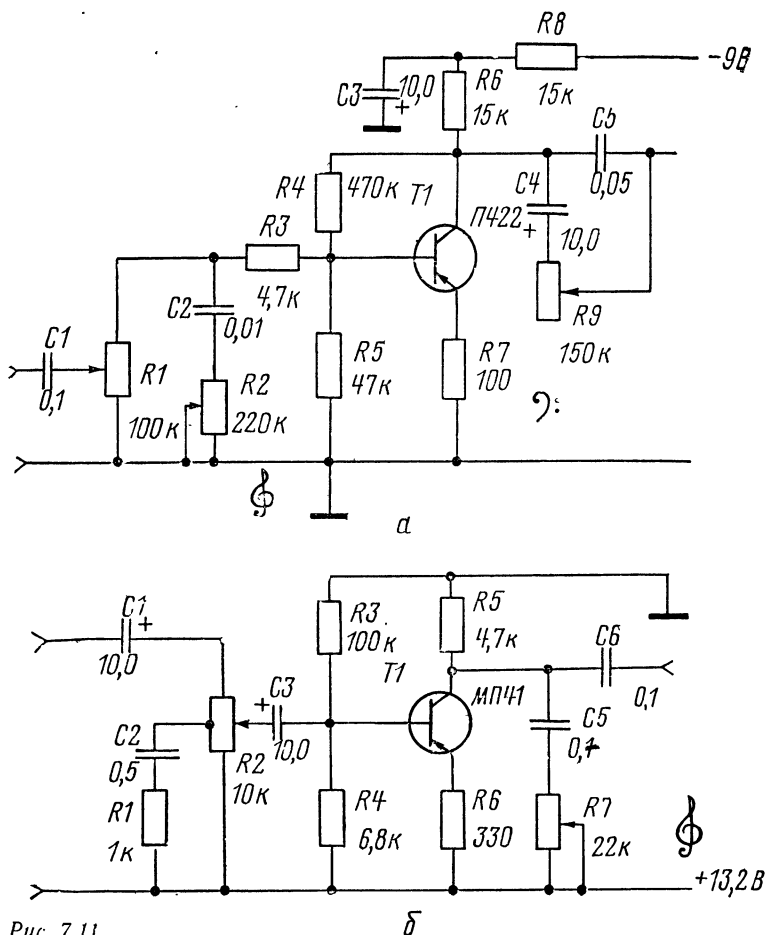


Рис. 7.11

АЧХ. Элементами РТ верхних частот являются резистор R_5 и конденсаторы C_3 и C_4 . При перемещении движка резистора R_5 вверх происходит подъем АЧХ в области верхних частот, а при перемещении вниз — завал АЧХ.

На пределы регулирования тембра влияют кроме величин элементов схемы сопротивление источника сигнала (R_r) и нагрузки. Для снижения уровня шума обычно такие регуляторы включаются между каскадами предварительного УНЧ. При этом сопротивлению R_r соответствует выходное сопротивление предыдущего каскада ($R_{вых}$), а сопротивлению нагрузки — входное сопротивление последующего каскада $R_{вх}$.

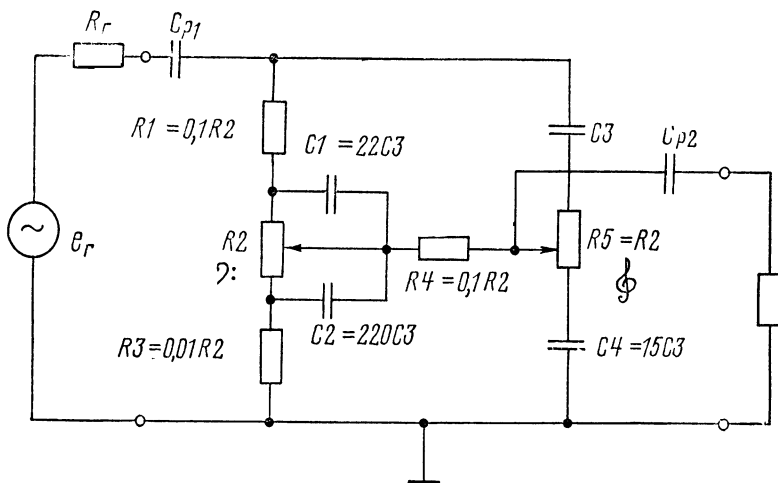


Рис. 7.12

Переменные резисторы $R2$ и $R5$, как правило, выбираются одинаковыми, а номинальная величина их сопротивления определяется из условия (аналогичного для РГ): $R_{вых} < R < R_{вх}$. Исходя из значения R выбираются величины других резисторов. Ориентировочные значения этих величин: $R2 = 0,1 R$; $R3 = 0,01 R$; $R4 = 0,1 R$. Емкость конденсатора $C3$ выбирается из условия: $C3_{(мкФ)} \approx 0,1/R_{(кОм)}$. Ориентировочные значения других емкостей: $C1 = 22 C3$; $C2 = 220 C3$; $C4 = 15 C3$. Если величины элементов схемы соответствуют указанным ориентировочным значениям, регулировка тембра возможна в пределах 12 дБ (для частот 100 Гц и 10 кГц).

В практической схеме РТ такого типа, использованного в радиоле «Рига-101», величины элементов схемы следующие: $R2 = R5 = 33 кОм$; $R1 = 2,7 кОм$; $R3 = 390 Ом$; $R4 = 150 Ом$; $C1 = C4 = 0,1 мкФ$; $C2 = 1,0 мкФ$; $C3 = 6800 пФ$. При этом регулировка тембра производится в пределах 12 дБ (для частот 100 Гц и 10 кГц). Аналогичный РТ применен в блоке коррекции УНЧ радиоприемника «Меридиан-202» (рис 7.13).

В автомобильных радиоприемниках АЧХ должна иметь подъем в области низших звуковых частот. Для этого используются специальные корректирующие цепи. На рис. 7.14 приведена схема **корректирующего каскада УНЧ** радиоприемника «Урал-авто-2», в котором требуемый подъем АЧХ в области нижних частот достигается подбором конденсатора $C6$. Регулировка тембра по верхним звуковым частотам осуществляется в пределах 10 дБ с помощью переменного резистора $R10$.

Один из методов регулировки тембра заключается в воздей-

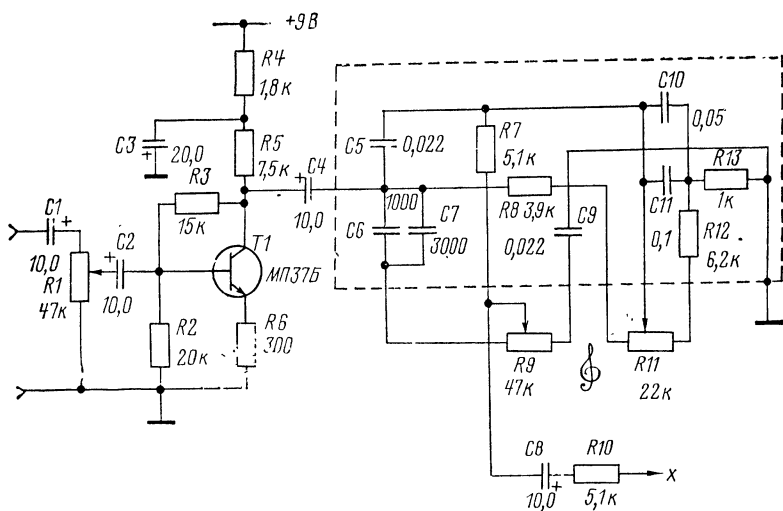


Рис. 7.13

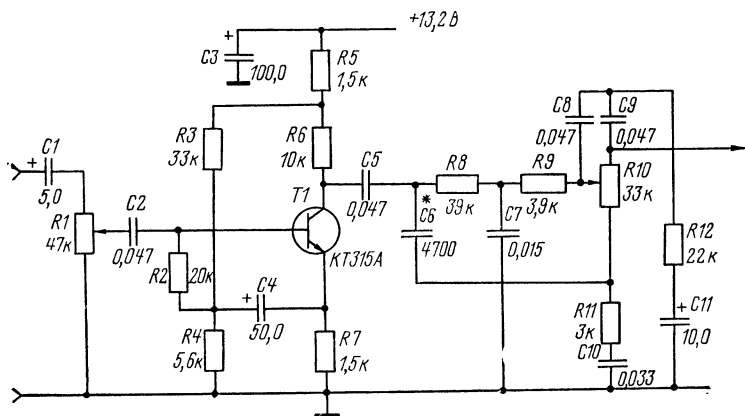


Рис. 7.14

ствии на усиление верхних или нижних частот путем изменения глубины частотнозависимой ООС. Так, например, в схеме каскада предварительного усиления (рис. 5.5) применена *H*-связь по переменному току — с коллектора T2 на эмиттер T1. Элементы цепи этой ООС образуют ступенчатый регулятор тембра (не показанный на рисунке). Регулировка тембра производится по верхним и нижним частотам в пределах 14 дБ.

7.2.3. Регуляторы стереофонических УНЧ

Для стереофонического воспроизведения используются двухканальные УНЧ с одинаковыми каналами — левым и правым. К таким УНЧ предъявляется ряд дополнительных требований, связанных с необходимостью обеспечить полную идентичность каналов как по коэффициенту усиления, так и по частотной характеристике. В стереофонических УНЧ должно обеспечиваться: хорошее разделение каналов (сигналы левого канала не должны воспроизводиться громкоговорителем правого канала, и наоборот), идентичность частотных характеристик обоих каналов при любых положениях регуляторов тембра и идентичность уровней громкости обоих каналов при одинаковой подводимой к ним мощности (такая идентичность должна сохраняться и при различных положениях регуляторов громкости).

Для выполнения этих требований регуляторы громкости в обоих каналах делаются спаренными с тем, чтобы уровни громкости изменялись одновременно в обоих каналах. Регуляторы тембра также делаются спаренными и должны обеспечивать идентичность обоих каналов при любых положениях регуляторов. Начальная регулировка громкости в обоих каналах осуществляется с помощью специальных регуляторов стереобаланса.

Для оценки качественных показателей стереофонических УНЧ используется ряд специфических параметров, определяющих: переходное затухание между каналами, рассогласование частотных характеристик и уровней, пределы регулирования стереобаланса.

Переходное затухание между стереофоническими каналами — затухание, определяющее ослабление сигнала одного из стереофонических каналов на выходе другого канала (в дБ). Оценивается отношением выходной мощности (в дБ) в обоих каналах, когда сигнал подан только в один канал. Переходное затухание должно быть не менее 20 дБ.

Рассогласование частотных характеристик стереофонических каналов усиления — неидентичность обоих каналов при любых положениях регуляторов тембра (в дБ). При этом разница в выходной мощности обоих каналов при различных частотах и при разных положениях регулятора громкости не должна превышать 6 дБ.

Рассогласование по чувствительности стереофонических каналов — разница в уровнях громкости (в дБ) при регулировании громкости от максимального значения (соответствующего номинальной мощности). Рассогласование уровней громкости не должно превышать 2 дБ.

Пределы регулирования стереобаланса — пределы изменения усиления одного из каналов по отношению к другому (в

дБ). Достаточными считаются пределы регулирования 8—10 дБ.

Регулировка стереобаланса производится за счет изменения усиления одного из каналов по отношению к другому. Такая регулировка производится с помощью сдвоенных переменных резисторов, имеющих специальные функциональные характеристики — вида Е и И. У резисторов с характеристикой вида Е введенное сопротивление в пределах первой половины полного угла поворота оси изменяется незначительно, а далее резко увеличивается. У резисторов с характеристикой вида И, наоборот, введенное сопротивление в пределах первой половины полного угла поворота оси резко уменьшается, а при дальнейшем повороте оси изменяется незначительно.

Регуляторы стереобаланса включаются в цепь усиления или в цепь ООС. В схеме, приведенной на рис. 5.11, а, регулятор стереобаланса (переменный резистор R_1) включен последовательно с тонкомпенсированным регулятором громкости (переменный резистор R_2). Для второго канала схема идентична. В схеме на рис. 5.4 в качестве регулятора стереобаланса используется переменный резистор R_{10} , включенный в цепь ООС по переменному току, охватывающий каскад предварительного усиления.

ТРАНЗИСТОРНЫЕ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ПРИЕМНИКИ

Глава 8

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКАХ

8.1. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

По назначению радиовещательные приемники делятся на три основные группы: стационарные (настольные и напольные), переносные и автомобильные (предназначенные для установки в автомобилях и автобусах). Разновидностью переносных приемников являются карманные и миниатюрные, имеющие объем менее 0,3 дм³.

По способу питания радиовещательные приемники бывают с питанием от сети переменного тока (стационарные приемники) и от автономных источников постоянного тока — батарей и аккумуляторов (переносные и автомобильные). Приемники с автономным питанием могут содержать дополнительные устройства для питания от сети переменного тока.

По качественным показателям — основным электрическим и акустическим параметрам — промышленные радиовещательные приемники делятся на классы. Стационарные и переносные радиовещательные приемники (имеющие объем более 0,3 дм³), на которые распространяется ГОСТ 5651—64, изготавливаются пяти классов: высший, I, II, III, IV. Автомобильные радиоприемники, на которые распространяется ГОСТ 17692—72, изготавливаются трех классов: I, II и III. ГОСТ 5651—64 распространяется также и на радиовещательные приемники, входящие в комбинированные установки (радиолы, магнитолы, телерадиолы и др.), предназначенные для приема передач радиовещательных станций.

Промышленные радиовещательные приемники (кроме автомобильных) имеют фирменное торговое название, к которому (начиная с 1 января 1970 г.) добавляется трехзначный цифровой индекс. Первая цифра этого индекса (относящегося к различной радиовещательной аппаратуре) обозначает класс аппа-

ратуры: высший класс — 0; первый класс — 1; второй класс — 2; третий класс — 3; четвертый класс — 4; пятый класс — 5; не имеющий класса — 6 и т. д. Вторая и третья цифры обозначают порядковый номер модели. Стерефоническая аппаратура обозначается сокращенно «стерео» после трехзначного индекса. Например «Виктория-001-стерео» — стерефоническая радио-ла высшего класса.

Радиовещательные приемники различного класса отличаются не только по своим параметрам, но и по наличию различных вспомогательных устройств, предусматриваемых ГОСТ. Такие устройства повышают эксплуатационные удобства: облегчают настройку приемника (благодаря наличию растянутых диапазонов на КВ, индикатора точной настройки), обеспечивают возможность присоединения звукозаписывающей аппаратуры и т. д.

8.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Качество радиовещательного приемника оценивается (помимо качества звучания — см. 1.4.3) возможностью работы в различных диапазонах волн и приема слабых сигналов, малым уровнем радиопомех, эксплуатационными удобствами, стабильностью работы и другими показателями.

Основные параметры, оценивающие эти качественные показатели, положены в основу стандартов на радиовещательные приемники. Методы измерения основных параметров (электрических и акустических) нормируются ГОСТ 9783—71. Ниже приведены термины и определения, используемые для некоторых параметров, нормируемых ГОСТ.

Стандартная (испытательная) мощность — электрическая выходная мощность приемника, равная 50 мВт и рекомендуемая для измерения ряда электрических параметров. При номинальной мощности 150 мВт и менее стандартная мощность устанавливается равной 5 мВт.

Максимальная выходная мощность — выходная мощность приемника, при которой ограничение по максимуму выходного сигнала увеличивает коэффициент гармоник по электрическому напряжению до 10% на частоте 1000 Гц.

Напряжение, соответствующее заданной мощности (P), — напряжение (U), подводимое к нагрузке, равной номинальному сопротивлению громкоговорителя ($R_{ном}$), где $U = \sqrt{PR_{ном}}$.

Способность приемника принимать слабые сигналы оценивается его чувствительностью.

Чувствительность — наименьшая величина входного сигнала, обеспечивающая при некоторых условиях заданную выходную мощность. Различается максимальная и реальная чувствительность.

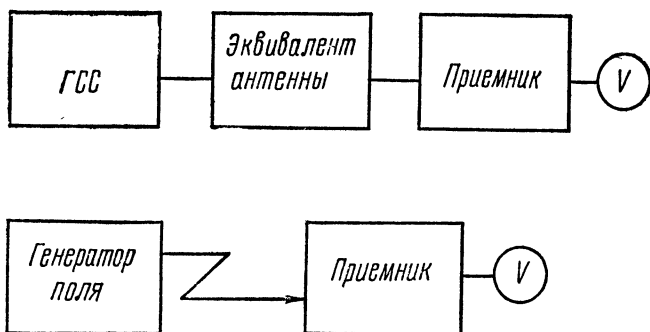


Рис. 8.1

Максимальная чувствительность — чувствительность при стандартной выходной мощности и положении регулятора громкости, соответствующем наибольшей громкости или отношению сигнал/шум на выходе не менее 3 дБ.

Реальная чувствительность — чувствительность при стандартной выходной мощности и отношении сигнал/шум на выходе не менее заданного. Это отношение для АМ сигнала должно быть не менее 20 дБ, а для ЧМ сигнала — не менее 26 дБ. Различают реальную чувствительность: по напряжению (с входа для внешней антенны) и по полю (с внутренней магнитной антенной).

Реальная чувствительность измеряется по схеме (рис. 8.1). На вход приемника подается входной сигнал от генератора стандартных сигналов (ГСС) через эквивалент антенны (при измерении чувствительности по напряжению) или от генератора поля (при измерении чувствительности по полю). Входной сигнал должен иметь уровень, соответствующий номинальной чувствительности, и глубину модуляции (m), равную 0,3. Радиоприемник настраивают на частоту генератора и регулятором громкости устанавливают напряжение на выходе (U_c), соответствующее стандартной выходной мощности. Затем выключают модуляцию и измеряют напряжение шумов на выходе ($U_{ш}$). Изменением напряжения генератора и положения регулятора громкости добиваются выполнения одновременно двух условий: выходная мощность должна быть равна стандартной выходной мощности, а отношение $20 \lg U_c/U_{ш}$ должно быть равно заданной величине. Показателем реальной чувствительности является найденное значение напряжения генератора или величина напряженности поля E .

Способность приемника отличить полезный сигнал от внешней помехи оценивается его селективностью.

Селективность — параметр, характеризующий способность радиоприемника ослаблять мешающее действие сигналов на

различных каналах приема. Различается селективность по соседнему каналу и по дополнительным каналам приема — промежуточной частоты и зеркальному.

Селективность по промежуточной частоте — ослабление (в дБ) сигнала частот, равных промежуточным.

Селективность по зеркальному каналу — ослабление (в дБ) сигнала зеркального канала.

Селективность по соседнему каналу оценивается по-разному, в зависимости от диапазона волн. Для приемников АМ сигнала эта селективность оценивается ослаблением сигнала при заданной расстройке (5—10 кГц); для приемников ЧМ сигнала — с помощью дополнительных параметров (см. 11.1).

Различают также односигнальную и двухсигнальную селективность, отличающиеся методами измерения. **Односигнальная селективность** измеряется по схеме (рис. 8.1). На вход приемника подают входной сигнал от ГСС через эквивалент антенны или от генератора поля. Этот сигнал должен иметь уровень, соответствующий номинальной чувствительности, и быть модулирован частотой 1000 Гц при глубине модуляции (m), равной 0,3. Радиоприемник настраивают на частоту генератора. Регуляторы тембра и полосы устанавливают в положение, соответствующее самой узкой полосе. С помощью регулятора громкости устанавливают напряжение на выходе, соответствующее стандартной выходной мощности, и отмечают напряжение генератора $U_{ГСС}$. Не изменяя настройки приемника, расстраивают генератор — поочередно выше или ниже частоты настройки (f_c). При измерениях селективности по соседнему каналу в диапазонах ДВ и СВ такая расстройка должна соответствовать ± 10 или ± 9 кГц, предусмотренных ГОСТ. При измерениях селективности по дополнительным каналам приема генератор перестраивают соответственно на промежуточную частоту ($f_{пч}$) или частоту зеркального канала ($f_c + 2f_{пч}$). При перестройке генератора устанавливают такой уровень сигнала ($U_{ГССм}$), при котором на выходе приемника вновь создается напряжение, соответствующее стандартной выходной мощности. **Показателем селективности** (Se) служит отношение напряжения мешающего сигнала ($U_{ГССм}$) к напряжению полезного сигнала ($U_{ГСС}$), выраженное в дБ:

$$Se = 20 \lg \frac{U_{ГССм}}{U_{ГСС}}.$$

Измерение двухсигнальной селективности — см. 11.1.

Диапазон принимаемых частот, нормируемый ГОСТ, соответствует диапазонам частот (волн), принятым для радиовещания в СССР (см. 1.3). В зависимости от класса радиоприемника предусматривается возможность приема на всех этих диапазонах или только на некоторых из них. Границы диапазонов принимаемых частот определяются по частотам настройки

приемника, когда ручки настройки находятся в крайних положениях.

Эксплуатационные удобства, предусматриваемые в приемниках, связаны с максимальным облегчением управления приемником в реальных условиях эксплуатации. При этом важно обеспечить удобство настройки и ее стабильность, постоянство уровня громкости при изменениях уровня входного сигнала и т. д. Для оценки эксплуатационных удобств используются специальные параметры (см. 12.2).

Основные параметры приемников нормируются для нормальных климатических условий (температуры, влажности). Однако эти параметры должны сохраняться и в специально оговариваемых климатических условиях. Требования к климатическим условиям особенно важны для переносных и автомобильных приемников. Основные параметры нормируются также для номинальных значений напряжения питания. Работоспособность приемника должна сохраняться при допустимых отклонениях напряжения питания, нормируемых ГОСТ.

8.3. ЭЛЕМЕНТЫ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

8.3.1. Структурная схема радиовещательного приемника

Структурная схема радиовещательного приемника содержит три основных звена (рис. 8.2)—ВЧ тракт, детектор и НЧ тракт, а также вспомогательные цепи.

Требования, предъявляемые к **ВЧ тракту**, определяются такими основными параметрами приемника, как реальная чувствительность, селективность и диапазон принимаемых частот (волн).

Реальная чувствительность зависит от общего усиления ВЧ тракта (от антенны до детектора) и соотношения сигнал/шум. Качественные показатели ВЧ тракта в отношении реальной чувствительности оцениваются такими вспомогательными параметрами, как коэффициент усиления и коэффициент шума.

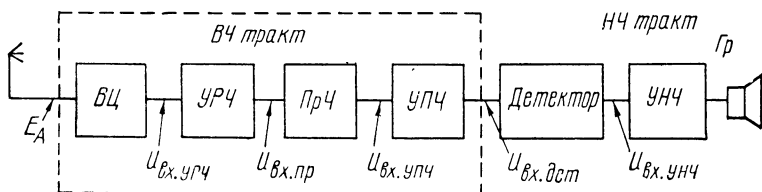


Рис 8 2

Коэффициент усиления ВЧ тракта ($K_{вч}$) — отношение напряжения сигнала на входе детектора ($U_{вх.дет}$) к ЭДС сигнала в антенне (E_A): $K_{вч} = U_{вх.дет}/E_A$.

Коэффициент шума ВЧ тракта ($F_{вч}$ — отношение полной мощности шума на выходе тракта $P_{ш}$ к мощности шума на его входе (вызванного действием теплового шума) $P_{ш0}$, выраженное в дБ: $F_{вч(дБ)} = 10 \lg \frac{P_{ш}}{P_{ш0}}$. Чем больше $F_{вч}$, тем большую мощность шума вносит ВЧ тракт и меньше отношение сигнал/шум на выходе тракта.

Селективность ВЧ тракта определяется свойствами входящих в его состав частотно-селективных цепей и должна соответствовать нормам для селективности приемника как по соседнему каналу, так и по дополнительным каналам приема.

Диапазон принимаемых частот (волн) также определяется частотно-селективными цепями, входящими в ВЧ тракт. Эти цепи обеспечивают возможность настройки на принимаемый сигнал в заданном диапазоне частот. При перестройке приемника в пределах этого диапазона основные параметры приемника должны соответствовать нормам.

Частотные и нелинейные искажения, создаваемые элементами ВЧ тракта (усилительными и селективными), влияют на качество звучания приемника. Эти искажения оцениваются с помощью параметров, общих для радиовещательного тракта. При этом полоса усиливаемых частот определяется полосой пропускания, а неравномерность частотной характеристики — ослаблением на краях полосы пропускания (см. 9.1).

Перекрестные и интермодуляционные искажения возникают за счет нелинейности компонентов ВЧ тракта. Для их оценки используются специальные параметры: коэффициент перекрестных искажений, коэффициент интермодуляционных искажений и др. Косвенно нелинейные эффекты в ВЧ тракте оцениваются с помощью двухсигнальной селективности (см. 11.1).

Приемники АМ и ЧМ сигналов имеют свои специфические особенности, которые обусловлены видом модуляции принимаемых сигналов и свойствами используемых диапазонов волн. Приемники отличаются структурной схемой и параметрами. Особенности ВЧ трактов приемников АМ и ЧМ сигналов рассмотрены в главах 10 и 11.

Требования, предъявляемые к детекторам, определяются в основном качеством звучания. В детекторах по ряду причин возникают нелинейные и частотные искажения, влияющие на качество звучания приемника. Эти искажения оцениваются с помощью параметров, общих для радиовещательного тракта: коэффициента гармоник и коэффициентов частотных искажений. Существенное значение имеет также коэффициент переда-

чи детектора, оказывающий влияние на чувствительность приемника. Детекторы приемников АМ и ЧМ сигналов имеют свои специфические особенности и отличаются структурной схемой и параметрами. Эти особенности рассмотрены в главе 12.

НЧ тракт радиовещательных приемников включает УНЧ и громкоговоритель. Требования, предъявляемые к НЧ тракту, связаны с качеством звучания и эксплуатационными удобствами (возможностью регулировки громкости и тембра звучания, присоединения звукозаписывающего устройства, магнитофона и др.). Специфические особенности НЧ тракта приемников рассмотрены в главах 2—7.

Вспомогательные устройства включают различные регуляторы (ручные и автоматические), повышающие эксплуатационные удобства. К ним относятся: индикаторы настройки, регулировка полосы пропускания, системы АРУ и АПЧ и др. Особенности этих устройств и предъявляемые к ним требования рассмотрены в главе 12.

8.3.2. Структурная схема ВЧ тракта

Структурная схема ВЧ тракта супергетеродинного приемника (рис. 8.2) содержит: входную цепь (ВЦ), усилитель радиочастоты (УРЧ), преобразователь частоты (ПрЧ) и усилитель промежуточной частоты (УПЧ).

Входная цепь — цепь, связывающая приемную антенну с первым усилительным прибором (УП), имеет две основные функции: передать с наименьшими потерями напряжение полезного сигнала из антенны к УП и ослабить напряжение мешающих сигналов. Для выполнения этих функций ВЦ содержит частотно-селективные цепи — колебательные контуры.

Основными параметрами, характеризующими свойства ВЦ, являются коэффициент передачи и селективность ($Se_{вц}$).

Коэффициент передачи ВЦ ($K_{вц}$) — отношение напряжения на входе первого УП ($U_{вх1}$) к ЭДС в антенне E_A (при приеме на открытую антенну) или к напряженности поля сигнала E (при приеме на магнитную антенну). При проектировании радиоприемника стремятся повысить $K_{вц}$ (на частоте настройки ВЦ) и обеспечить возможно меньшее изменение его при переходе с одного диапазона на другой, а также при изменениях частоты настройки в пределах каждого диапазона (или поддиапазона).

Усилитель радиочастоты, необязательный элемент ВЧ тракта, имеет основное назначение — повысить реальную чувствительность приемника путем уменьшения результирующего шума на его входе. Для этого усиление, обеспечиваемое УРЧ, должно быть достаточным для того, чтобы шумы преобразователя частоты, создающего наибольшие шумы и расположенного после УРЧ, были значительно снижены. При этом шумы

тракта ВЧ, а следовательно, и реальная чувствительность приемника будут зависеть только от шумов, создаваемых самим УРЧ.

Основными параметрами, характеризующими свойства УРЧ, являются коэффициент усиления, коэффициент шума ($F_{\text{урч}}$) и селективность $Se_{\text{урч}}$ (если УРЧ содержит частотно-селективные цепи — колебательные контуры).

Коэффициент усиления УРЧ ($K_{\text{урч}}$) — отношение напряжения на входе преобразователя частоты к напряжению на входе УРЧ:

$$K_{\text{урч}} = U_{\text{вх. пр}} / U_{\text{вх. урч}}.$$

ВЦ и УРЧ образуют **тракт радиосигнала**, а их частотно-селективные цепи — **преселектор приемника**. Селективность преселектора должна обеспечивать заданное для приемника ослабление дополнительных каналов приема (зеркального и промежуточной частоты). При этом ослабление на краях полосы пропускания не должно превышать допустимого значения (исходя из заданной неравномерности АЧХ).

Преобразователь частоты служит для перемножения двух сигналов: принимаемого радиосигнала с частотой f_c и вспомогательного сигнала гетеродина с частотой f_r . Полученный в результате такого перемножения сигнал промежуточной частоты ($f_{\text{пч}} = |f_r - f_c|$) выделяется с помощью нагрузки — частотно-селективной цепи. Преобразователь частоты содержит два основных элемента: смеситель с частотно-селективной нагрузкой и гетеродин.

Основными параметрами, характеризующими смеситель, являются коэффициент переработки по напряжению и коэффициент шума ($F_{\text{пр}}$).

Коэффициент передачи преобразователя частоты ($K_{\text{пр}}$) — отношение напряжения промежуточной частоты на входе УПЧ к напряжению полезного сигнала на входе преобразователя частоты: $K_{\text{пр}} = U_{\text{вх. упч}} / U_{\text{вх. пр}}$.

Гетеродин — маломощный ВЧ генератор, используемый в преобразователе частоты, играет важную роль в работе радиоприемника. Гетеродин должен обеспечивать устойчивое генерирование в заданном диапазоне частот. При этом генерируемые колебания должны поддерживаться с требуемым постоянством частоты и амплитуды и по возможности не содержать высших гармоник. Нестабильность частоты гетеродина — непостоянство частоты генерируемых им колебаний приводит к соответствующему изменению промежуточной частоты, что равносильно расстройке приемника. Непостоянство амплитуды колебаний гетеродина приводит к изменению $K_{\text{пр}}$, что равнозначно изменению чувствительности приемника. Гармоники гетеродина могут привести к образованию комбинационных частот и появлению помех радиоприему.

В связи с необходимостью одноручечной настройки контуров преселектора (настраиваемых на частоту сигнала f_c) и контура гетеродина (настраиваемого на частоту f_r) должно быть предусмотрено **сопряжение настроек** (см. 9.1.1). При этом важно обеспечить минимальную связь между контурами гетеродина и сигнала, так как их взаимное влияние затрудняет настройку и может привести к проникновению колебаний от гетеродина в антенну и образованию промышленных радиопомех.

Для оценки свойств гетеродина используется ряд параметров. Важнейший из них — **уход частоты гетеродина** — служит для оценки нестабильности частоты гетеродина под влиянием различных факторов (см. 10.4.2 и 11.2.3).

Тракт промежуточной частоты включает усилитель промежуточной частоты (УПЧ) и смесительную часть преобразователя частоты. В отличие от тракта радиосигнала, частотно-селективные цепи которого перестраиваются в пределах диапазона принимаемых частот, в тракте промежуточной частоты (ТПЧ) все частотно-селективные цепи настроены на одну фиксированную частоту — промежуточную $f_{пч}$. Благодаря этому обеспечиваются два основных требования, предъявляемых к ТПЧ: высокое усиление (за счет большого числа каскадов в УПЧ) и высокая селективность (по соседнему каналу) — за счет использования сложных частотно-селективных цепей.

Основными параметрами, характеризующими свойства ТПЧ, являются коэффициент усиления УПЧ и селективность.

Коэффициент усиления УПЧ ($K_{упч}$) — отношение напряжения на входе детектора ($U_{вх. дет}$) к напряжению на входе УПЧ: $K_{упч} = U_{вх. дет} / U_{вх. упч}$.

Селективность ТПЧ должна обеспечивать заданное для приемника ослабление по соседнему каналу. При этом ослабление на краях полосы пропускания не должно превышать допустимого значения (исходя из заданной неравномерности АЧХ).

На свойства ТПЧ существенно влияет выбор $f_{пч}$. Промежуточная частота $f_{пч}$ является вспомогательным параметром, нормируемым ГОСТ.

Общее усиление ВЧ тракта определяется как трактом радиосигнала, так и трактом промежуточной частоты.

Коэффициенты усиления (передачи) элементов ВЧ тракта, определенные на частоте настройки входящих в него частотно-селективных цепей (f_c или $f_{пч}$), называются резонансными и обозначаются соответственно: $K_{0 вч}$, $K_{0 урч}$, $K_{0 пр}$, $K_{0 упч}$.

Резонансный коэффициент усиления ВЧ тракта $K_{0 вч}$ определяется так:

$$K_{0 вч} = K_{0 вч} K_{0 урч} K_{0 пр} K_{0 упч}.$$

Специфические особенности ВЧ тракта приемников АМ и ЧМ сигналов рассмотрены в главах 10 и 11.

Глава 9

ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ВЧ ТРАКТА

9.1. ЧАСТОТНО-СЕЛЕКТИВНЫЕ ЦЕПИ

Частотно-селективные цепи (ЧСЦ) содержат одиночные или связанные колебательные контуры. К ЧСЦ относятся также фильтры сосредоточенной селекции (ФСС).

9.1.1. Одиночный колебательный контур

Одиночный колебательный контур — простейшая ЧСЦ, образуемая катушкой индуктивности и конденсатором. Контур характеризуется индуктивностью (L_k), емкостью (C_k) и активным сопротивлением (R_k). Сопротивление R_k обусловлено наличием активных потерь энергии и называется также сопротивлением потерь в контуре.

Резонансная частота колебательного контура (f_0) соответствует частоте его собственных колебаний и зависит от произведения L_k и C_k . Связь между f_0 , C_k и L_k устанавливается с помощью формул, удобных для практических расчетов (9.1—9.3).

Качественными показателями колебательного контура являются характеристическое сопротивление и добротность.

Характеристическое сопротивление колебательного контура (ρ_k) определяется соотношением L_k и C_k . Формулы, связывающие ρ_k , L_k , C_k и f_0 , приведены ниже.

Добротность колебательного контура (Q_k) определяется соотношением характеристического и активного сопротивлений контура (ρ_k и R_k). Формулы (9.7—9.8) связывают Q_k , ρ_k и R_k . Зависимость Q_k от частоты — сложная (за счет сопротивления потерь R_k). При сравнительно небольших изменениях частоты

(например, при перестройке контура в пределах поддиапазона) ориентировочно считают, что Q_k остается неизменной,

$$f_{0(\text{МГц})} = \frac{159}{\sqrt{C_{k(\text{пФ})} L_{k(\text{мкГ})}}; \quad (9.1)$$

$$C_{k(\text{пФ})} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{L_{k(\text{мкГ})} f_{0(\text{МГц})}^2}; \quad (9.2)$$

$$L_{k(\text{мкГ})} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{C_{k(\text{пФ})} f_{0(\text{МГц})}^2}; \quad (9.3)$$

$$\rho_{k(\text{кОм})} = \sqrt{\frac{L_{k(\text{мкГ})}}{C_{k(\text{пФ})}}}; \quad (9.4)$$

$$\rho_{k(\text{кОм})} = 6,28 f_{0(\text{МГц})} L_{k(\text{мкГ})}; \quad (9.5)$$

$$\rho_{k(\text{кОм})} = \frac{159}{f_{0(\text{МГц})} C_{k(\text{пФ})}}; \quad (9.6)$$

$$Q_k = \frac{\rho_{k(\text{Ом})}}{R_{k(\text{Ом})}}; \quad (9.7)$$

$$R_{k(\text{Ом})} = \frac{\rho_{k(\text{Ом})}}{Q_k}; \quad (9.8)$$

$$R_{\text{ое}(\text{кОм})} = \rho_{k(\text{кОм})} Q_k. \quad (9.9)$$

В табл. 9.1 приведены ориентировочные значения L_k , C_k , ρ_k , Q_k и R_k для различных диапазонов частот. Связь между этими величинами определяется с помощью формул (9.1—9.9).

Т а б л и ц а 9.1

Диапазон	f_0 , МГц	L_k , мкГ	C_k , пФ	Q_k	ρ_k , кОм	R_k , кОм	$R_{\text{ое}}$, кОм
ДВ	0,25	2500	160	65	4	0,062	260
СВ	1,0	250	130	80	1,25	0,016	100
КВ	7,2	6	80	90	0,27	0,003	24
УКВ	69	0,7	7,5	100	0,43	0,0043	32

Различаются последовательный и параллельный колебательные контуры. Элементы последовательного колебательного контура (рис. 9.1, а) — катушка индуктивности и конденсатор соединены последовательно по отношению к входным зажимам (1—1). В параллельном контуре (рис. 9.1, б) катушка индуктивности и конденсатор подключены параллельно входным зажимам.

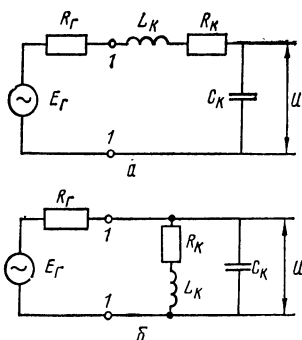


Рис. 9.1

Если частота (f) генератора (рис. 9.1), подключенного к входным зажимам (1—1), совпадает с резонансной (собственной) частотой колебательного контура (f_0), то колебательный контур называется **настроенным**. При несовпадении частот f и f_0 контур называется **расстроенным**. Различают абсолютную, относительную и обобщенную расстройки.

Абсолютная расстройка (Δf) — разность между частотой генератора и резонансной частотой колебательного контура.

Относительная расстройка (x) пропорциональна отношению абсолютной расстройки к резонансной частоте контура.

Обобщенная расстройка (ξ) связана с относительной расстройкой (x) и добротностью контура (Q_K).

Формулы для определения Δf , x и ξ приведены ниже. При слабых расстройках, когда f отличается от f_0 не более чем на 10%, для определения $x_{сл}$ можно воспользоваться формулой (9.12).

$$|\Delta f| = |f - f_0|; \quad (9.10)$$

$$x = \frac{\Delta f}{f_0} \left(1 + \frac{\Delta f}{f_0} \right); \quad (9.11)$$

$$x_{сл} \cong \frac{2\Delta f}{f_0}; \quad (9.12)$$

$$\xi = xQ_K. \quad (9.13)$$

Пример. $f_0 = 1,0$ МГц; $f = 1,93$ МГц; $Q_K = 80$. С помощью формул (9.10—9.13) определяем: $|\Delta f| = 0,93$ МГц; $x = 1,41$; $\xi = 112$.

Сопротивление колебательного контура (Z_K) — сопротивление, определенное на его входных зажимах. Z_K зависит от величины расстройки контура и имеет активную и реактивную составляющие.

Резонансное сопротивление колебательного контура — сопротивление контура, определенное на его резонансной частоте. Для последовательного колебательного контура оно мало и равно сопротивлению потерь в контуре R_K . **Резонансное сопротивление параллельного** колебательного контура R_{0e} велико и зависит от добротности контура. Для определения R_K и R_{0e} можно использовать формулы (9.8—9.9), а их ориентировочные

значения (для различных диапазонов частот) приведены в табл. 9.1.

Коэффициент передачи колебательного контура (K) — отношение напряжения (U) на элементах контура (катушке индуктивности или конденсаторе) к ЭДС генератора (E_r), подключенного к входным зажимам контура (рис. 9.1): $K = U/E_r$.

Резонансный коэффициент передачи колебательного контура (K_0) — коэффициент передачи настроенного контура (при $f = f_0$). Для последовательного колебательного контура $K_0 = Q_k$.

Резонансная кривая — графическое изображение амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) колебательного контура — зависимость модуля коэффициента передачи контура от частоты (рис. 9.2).

Нормированная резонансная кривая (нормированная АЧХ)

строится в относительном масштабе. При этом по оси ординат откладывается величина $y = K/K_0$, а по оси абсцисс — абсолютная расстройка (рис. 9.3) или обобщенная (ξ). Нормированная АЧХ для параллельного и последовательного контуров совпадают. y выражают также в децибелах. При этом $y_{(дБ)} = 20 \lg y$. Формулы (9.14—9.15, стр. 143) связывают $y_{(дБ)}$ и ξ . Графическая зависимость $y_{(дБ)}$ от ξ для одиночного колебательного контура показана на кривой 1 рис. 9.4.

Пример. Пусть $\xi = 5$. Используя формулу (9.14), находим $y = 0,196$, а по формуле (9.15) — $y_{(дБ)} = -14,1$ дБ. Это же значение $y_{(дБ)}$ может быть найдено по кривой 1 (рис. 9.4).

Для оценки **селективных свойств** одиночного колебательного контура используют ряд параметров: селективность, полосу пропускания, коэффициент прямоугольности, крутизну ската резонансной кривой.

Селективность контура (Se) характеризует ослабление, создаваемое контуром при заданной расстройке. Численно селективность равна обратному значению ординаты y нормированной АЧХ контура. Селективность обычно выражается в деци-

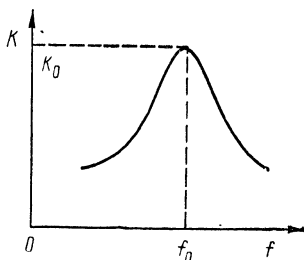


Рис. 9.2

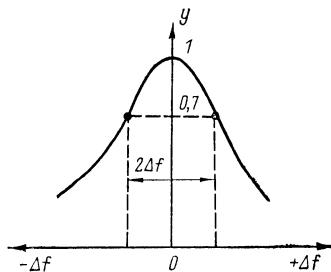


Рис. 9.3

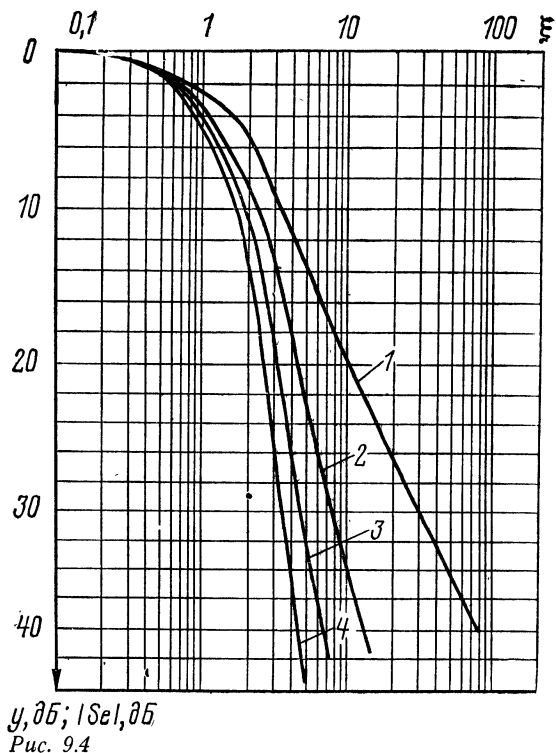


Рис. 9.4

белах. При этом $Se_{(дБ)} = -y_{(дБ)}$. Зависимость Se от ξ определяют с помощью формулы (9.16).

Пример. Требуется определить селективность по соседнему каналу одиночного колебательного контура. $f_0 = 465$ кГц; $Q_k = 90$; $\Delta f = 10$ кГц. С помощью формулы (9.13) находим $\xi = 4$, а с помощью формулы (9.16) — $Se_{(дБ)} \cong 12$ дБ. Тот же результат может быть получен с помощью кривой 1 рис. 9.4.

Полоса пропускания контура (Π) характеризует ширину нормированной резонансной кривой ($2\Delta f$), отсчитываемую (рис. 9.3) на заданном уровне (т. е. для заданного значения ординаты y). Полоса пропускания обозначается индексом, указывающим, на каком уровне y производится отсчет: $\Pi_{0,7}$ означает, что $y=0,7$ ($y_{(дБ)}=3$ дБ). Формулы (9.17—9.19) связывают Π , f_0 и Q для некоторых значений y .

Пример. Заданы: $f_0 = 465$ кГц; $Q_k = 90$. Требуется определить: $\Pi_{0,7}$, $\Pi_{0,5}$ и $\Pi_{0,1}$. С помощью формул (9.17—9.19) находим: $\Pi_{0,7} = 5$ кГц; $\Pi_{0,5} = 8,7$ кГц; $\Pi_{0,1} = 50$ кГц.

Коэффициент прямоугольности (K_{Π}) характеризует форму нормированной АЧХ и выражается отношением полосы пропускания Π_y , отсчитываемой на уровне y (рис. 9.5), к полосе пропускания Π_{y_0} , отсчитываемой на уровне y_0 (обычно 0,7). Для одиночного колебательного контура значения Π_y могут быть найдены с помощью приведенных ниже формул.

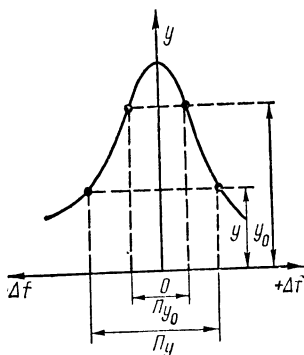


Рис. 9.5

Пример. Определить K_{Π} на уровне 0,1. С помощью формул (9.17), (9.19) и (9.20) находим $K_{\Pi} = 10$.

Крутизна ската резонансной кривой ($S_{ск}$) — отношение разности двух уровней нормированной резонансной кривой ($y_2 - y_1$), выраженных в дБ (рис. 9.6), к разности абсолютных расстроек (в кГц), соответствующих этим уровням ($\Delta f_2 - \Delta f_1$).

Пример. Определить $S_{ск}$ для резонансной кривой, если: $y_1 = 6$ дБ; $y_2 = 26$ дБ; $\Delta f_1 = 70$ кГц; $\Delta f_2 = 670$ кГц. По формуле (9.21) находим: $S_{ск} \cong 0,03$ дБ/кГц.

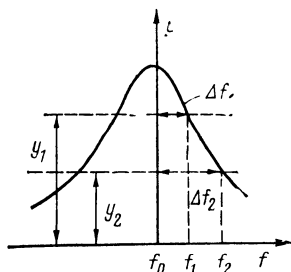


Рис. 9.6

$$y = \frac{1}{\sqrt{1 + \xi^2}}; \quad (9.14)$$

$$y_{(дБ)} = -10 \lg(1 + \xi^2); \quad (9.15)$$

$$S_{e(дБ)} = 10 \lg(1 + \xi^2); \quad (9.16)$$

$$\Pi_{0,7} = \frac{f_0}{Q_K}; \quad (9.17)$$

$$\Pi_{0,5} = \sqrt{3} \frac{f_0}{Q_K}; \quad (9.18)$$

$$\Pi_{0,1} = 10 \frac{f_0}{Q_K}; \quad (9.19)$$

$$K_{\Pi} = \frac{\Pi_y}{\Pi_{y_0}}; \quad (9.20)$$

$$S_{ск} = \frac{y_2 - y_1}{\Delta f_2 - \Delta f_1} \text{ (дБ/кГц)}. \quad (9.21)$$

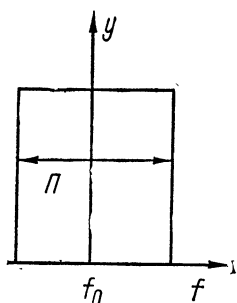


Рис. 9.7

Идеальная частотно-селективная цепь должна равномерно пропускать всю полосу частот, занимаемую радиосигналом, и предельно ослаблять все частоты, находящиеся вне спектра этого сигнала. АЧХ идеальной ЧСЦ должна поэтому иметь прямоугольную форму (рис. 9.7), симметричную относительно центральной (резонансной) частоты f_0 . Полоса пропускания такой идеальной цепи должна соответствовать ширине спектра радиосигнала; селективность вне этой полосы должна быть бесконечно большой, а коэффициент прямоугольности K_{Π} должен равняться 1.

Качество **реальной ЧСЦ** оценивается по ее приближению к идеальной. Одиночный колебательный контур является ЧСЦ невысокого качества: неравномерность АЧХ на краях полосы пропускания приводит к частотным искажениям сигнала. Для уменьшения такой неравномерности необходимо расширять полосу пропускания, повышая добротность контура, однако при этом снижается селективность.

Нагруженный колебательный контур — контур, к которому (со стороны входа или выхода) подключена нагрузка, имеющая сопротивление Z_n . Такой нагрузкой может быть антенна, усилительный прибор или другой элемент схемы. За счет активной составляющей сопротивления нагрузки (R_n) в контур вносятся дополнительные потери, и в результате уменьшаются добротность и сопротивление $R_{0\omega}$, расширяется полоса пропускания и снижается селективность. За счет реактивной составляющей сопротивления нагрузки (x_n) в контур вносятся дополнительная емкость (ΔC) или дополнительная индуктивность (ΔL), вследствие чего изменяется резонансная частота f_0 .

Для снижения влияния нагрузки на параметры колебательного контура применяют **неполное включение** контура.

Коэффициент включения контура (p) — отношение (рис. 9.8) напряжения между точками подключения нагрузки (U_2) к напряжению на контуре (U_1): $p = U_2/U_1$. Коэффициент включения зависит от вида связи нагрузки с контуром. Различается связь непосредственная, внутренняя емкостная, автотрансформаторная и трансформаторная.

При **непосредственной** связи (рис. 9.8, а) коэффициент включения (p) равен 1. Для **внутренней емкостной** связи (рис. 9.8, б) p определяется соотношением емкостей C_1 и C_2 . При **автотрансформаторной** связи (рис. 9.8, в) p зависит от соотношения индуктивностей L_1 и L_2 . Если коэффициент связи между

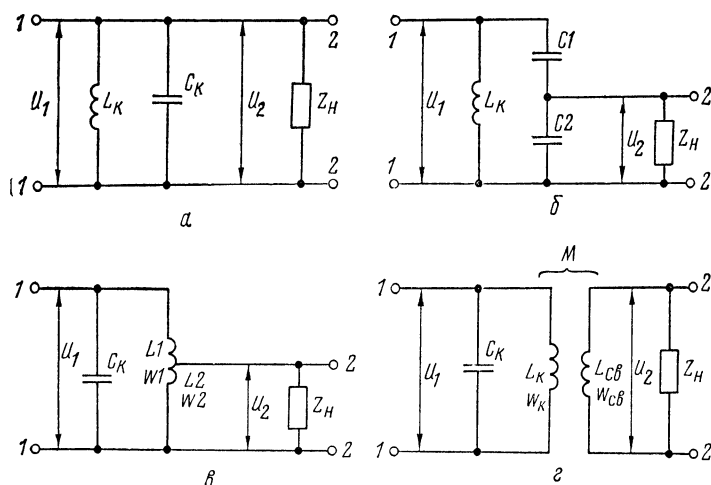


Рис. 9.8

$L1$ и $L2$ близок к 1, то p определяется соотношением витков катушек $w1$ и $w2$. При **трансформаторной** связи (рис. 9.8, г) коэффициент включения (p) зависит от коэффициента связи ($\kappa_{св}$) между катушками L_K и $L_{св}$ и от соотношения витков (w_K и $w_{св}$). Формулы для определения p приведены ниже: для емкостной связи — (9.22); для автотрансформаторной — (9.23) и для трансформаторной — (9.24).

$$p = \frac{C1}{C1 + C2}; \quad (9.22)$$

$$p = \frac{L2}{L1 + L2} \cong \frac{w2}{w1 + w2}; \quad (9.23)$$

$$p \cong \frac{M}{L_K} \cong \kappa_{св} \frac{w_{св}}{w_K}. \quad (9.24)$$

Параметры нагруженного колебательного контура называются эквивалентными — в отличие от конструктивных, характеризующих ненагруженный контур. **Эквивалентные параметры** колебательного контура (с индексом «э») связаны с конструктивными параметрами (с индексом «к») с помощью приведенных ниже формул.

$$\frac{Q_э}{Q_K} = \frac{1}{1 + p^2 \frac{R_{oe}}{R_u}}; \quad (9.25)$$

$$\frac{P_3}{P_K} = \frac{Q_K}{Q_3}; \quad (9.26)$$

$$R_{oe3} = \rho_K Q_3; \quad (9.27)$$

$$\rho = \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{Q_3}{Q_K}\right) R_{H(КОМ)} C_{K(ПФ)} f_0 (\text{МГц})}{159 Q_3}}. \quad (9.28)$$

Пример. Заданы: $f_0 = 0,465$ МГц; $C_K = 500$ пФ; $Q_K = 100$; $R_H = 1$ кОм; $\rho = 0,1$. Требуется определить Q_3 . Используя формулы (9.6) и (9.9), находим: $\rho_K = 0,68$ кОм; $R_{oe} = 68$ кОм; используя формулу (9.25), находим $Q_3 = 60$.

Пример. Для условий предыдущего примера определить ρ , при котором $Q_3 = 30$. Используя формулу (9.28), находим $\rho \cong 0,18$.

Различают одиночные колебательные контуры с фиксированной настройкой и перестраиваемые.

В колебательных контурах с **фиксированной настройкой** элементы контура (L_K , C_K) имеют неизменную величину и резонансная частота f_0 сохраняет фиксированное значение. Такие контуры используют главным образом в тракте промежуточной частоты.

В **перестраиваемых** колебательных контурах, применяемых в тракте радиочастоты, резонансная частота — частота настройки контура (f) может изменяться в широких пределах.

При перестройке колебательного контура за счет изменения его резонансной частоты изменяются такие показатели, как ρ , R_{oe} и P . Добротность контура (Q_K) при перестройке его в пределах поддиапазона практически не изменяется. При увеличении частоты настройки ρ , R_{oe} и P также увеличиваются.

Пример. Для колебательного контура ($L_K = 200$ мкГ, $Q_K = 80$) определить ρ , R_{oe} и $P_{0,7}$ для двух частот настройки: $f_1 = 1,0$ МГц и $f_2 = 1,5$ МГц. Используя формулы (9.5), (9.9) и (9.17), находим $\rho_1 = 1,25$ кОм; $R_{oe1} = 100$ кОм; $P_1 = 10$ кГц; $\rho_2 = 1,87$ кОм; $R_{oe2} = 150$ кОм; $P_2 = 15$ кГц.

Изменение частоты настройки перестраиваемых контуров производится в два этапа: грубо и плавно. Грубая перестройка осуществляется при переходе с одного поддиапазона на другой с помощью переключателя поддиапазона, а плавная — в пределах одного поддиапазона.

Для **грубой перестройки** весь диапазон принимаемых частот (от ДВ до УКВ) разбивается на поддиапазоны.

Коэффициент перекрытия поддиапазона ($K_{пд}$) — отношение максимальной частоты поддиапазона (f_{\max}) к минимальной частоте (f_{\min}): $K_{пд} = f_{\max} / f_{\min}$.

В радиовещательных приемниках граничные частоты ($f_{\text{макс}}$ и $f_{\text{мин}}$) поддиапазонов ДВ, СВ и УКВ соответствуют границам диапазонов частот (волн), установленных для радиовещания (см. 1.3). Поэтому для ДВ, СВ и УКВ термины «диапазон» и «поддиапазон» совпадают. Коэффициенты перекрытия для этих диапазонов приведены в табл. 9.2.

Таблица 9.2

Сокращенное название диапазона	Диапазон частот, МГц	Средняя частота, МГц	$\kappa_{\text{пд}}$
ДВ	0,150—0,408	0,25	2,72
СВ	0,525—1,605	1,0	3,06
УКВ	65,8—73,0	69,0	1,11

Диапазон КВ (для облегчения настройки) в зависимости от класса радиоприемника разбивают на ряд поддиапазонов (2—5). Такие поддиапазоны называют **растянутыми**. Так, например, в радиоле высшего класса «Виктория-001» диапазон КВ разделен на пять растянутых поддиапазонов (см. табл. 9.3).

Таблица 9.3

Поддиапазон	Сокращенное название	Диапазон частот, МГц	$\kappa_{\text{пд}}$
КВ I	25 м	11,7—12,1	1,03
КВ II	31 м	9,5—9,8	1,03
КВ III	41 м	7,1—7,35	1,03
КВ IV	49 м	5,9—6,2	1,05
КВ V	75 м	3,95—5,75	1,45

Плавная перестройка может быть осуществлена различными способами. Для этой цели используют конденсаторы переменной емкости (КПЕ), катушки переменной индуктивности (КПИ) и электронную настройку (с помощью варикапов).

В колебательных контурах, **перестраиваемых с помощью КПЕ** (рис. 9.9), в емкость контура (C_k) входит кроме емкости конденсатора настройки (КПЕ) C_n также начальная емкость C_0 . Емкость C_0 складывается из емкости схемы ($C_{\text{сх}}$) и емкости подстроечного конденсатора ($C_{\text{п}}$). В свою очередь $C_{\text{сх}}$ включает

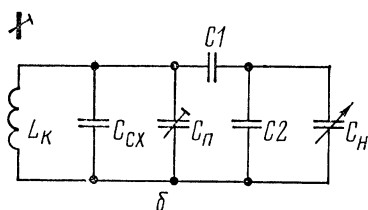
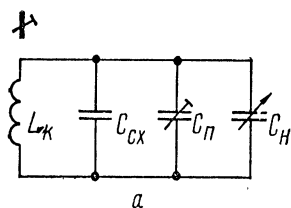


Рис. 9.9

емкость катушки (C_L) и емкость монтажа (C_m) и зависит от диапазона частот. Ориентировочные значения емкостей C_L , C_m и $C_{сх}$ приведены в табл. 9.4.

КПЕ характеризуется минимальной ($C_{н. мин}$) и максимальной емкостью ($C_{н. макс}$). Эти емкости, а также начальная емкость C_0 определяют коэффициент перекрытия поддиапазона перестраиваемого контура $K_{пд}$. КПЕ, используемые в радиовещательных приемниках для диапазонов ДВ, СВ и КВ, имеют пределы изменения емкости порядка 5—280 или 10—430 пФ, обеспечивающие требуемую перестройку контуров в этих диапазонах. КПЕ,

используемые в УКВ диапазоне, имеют пределы изменения емкости порядка 2—16 пФ.

Таблица 9.4

C, пФ	Диапазон			
	ДВ	СВ	КВ	УКВ
C_L	15—20	5—10	1—5	2—3
C_m	10	10	7—10	4—2
$C_{сх}$	25—30	15—20	8—15	6—10

Основные элементы колебательного контура, перестраиваемого КПЕ (рис. 9.9, а), рассчитываются с помощью формул (9.29—9.32) в следующем порядке. Выбирается КПЕ. Для заданного поддиапазона, определяемого граничными значениями частот $f_{мин}$ и $f_{макс}$, находят коэффициент перекрытия $K_{пд}$. Определяют величину индуктивности катушки контура L_k и среднее значение емкости подстроечного конденсатора $C_{п}$ (задаваясь величиной $C_{сх}$). Средняя величина емкости $C_{п}$ должна быть не менее 5—10 пФ с тем, чтобы, изменяя $C_{п}$ при регулировке приемника, можно было скорректировать неточность выбора значения $C_{сх}$.

$$K_{пд} = \frac{f_{макс}}{f_{мин}}; \quad (9.29)$$

$$\kappa_{\text{пд}} = \sqrt{\frac{C_{\text{н. макс}} + C_0}{C_{\text{н. мин}} + C_0}}; \quad (9.30)$$

$$L_{\text{к(мкГ)}} = \frac{2,53 \cdot 10^4 (\kappa_{\text{пд}}^2 - 1)}{(C_{\text{н. макс}} - C_{\text{н. мин}})(\text{пФ}) f_{\text{макс}}^2 (\text{МГц})}. \quad (9.31)$$

$$C_{\text{п}} = \frac{C_{\text{н. макс}} - \kappa_{\text{пд}}^2 C_{\text{н. мин.}}}{\kappa_{\text{пд}}^2 - 1} - C_{\text{сх}}. \quad (9.32)$$

Пример. Рассчитать элементы контура, перестраиваемого с помощью КПЕ для диапазона СВ ($f_{\text{мин.}} = 0,525$ МГц; $f_{\text{макс}} = 1,605$ МГц). Выбираем КПЕ: $C_{\text{н. мин}} = 10$ пФ; $C_{\text{н. макс}} = 430$ пФ. Используя формулы (9.29) и (9.30), находим: $\kappa_{\text{пд}} = 3,07$; $L_{\text{к}} \cong 200$ мкГ. Задавая $C_{\text{сх}} = 20$ пФ (табл. 9.4) и используя формулу (9.32), определяем $C_{\text{п}} = 20$ пФ.

Для **растянутых поддиапазонов** коэффициент перекрытия уменьшают за счет включения двух дополнительных конденсаторов (рис. 9.9, б): последовательного $C1$ и параллельного $C2$.

В табл. 9.5 приведены значения $L_{\text{к}}$, $C_{\text{п}}$, $C1$ и $C2$ колебательных контуров растянутых КВ поддиапазонов радиолы «Виктория-001», выполненных по схеме рис. 9.9, б. КПЕ, используемый для перестройки контуров, имеет $C_{\text{н мин}} = 10$ пФ и $C_{\text{н макс}} = 430$ пФ.

Таблица 9.5

Поддиапазон	Сокращенное название	$L_{\text{к}}$, мкГ	$C_{\text{п}}$, пФ	$C1$, пФ	$C2$, пФ
КВ I	25 м	1,9	39	43	110
КВ II	31 м	2,7	43	47	110
КВ III	41 м	5,7	27	51	110
КВ IV	29 м	5,8	43	68	110
КВ V	75 м	6,3	6—25	390	82

Перестройка колебательных контуров с помощью **переменной индуктивности (КПИ)** производится в автомобильных радиоприемниках и в диапазоне УКВ некоторых радиовещательных приемников (см. главу 11). В автомобильных приемниках в качестве КПИ используются ферровариометры, в которых при поступательном движении ферритового стержня внутри цилиндрической катушки изменяется ее индуктивность. Пределы изменения $L_{\text{к}}$ в диапазонах ДВ и СВ составляют в различных приемниках: 65—650 мкГ; 130—1300 мкГ или 160—2400 мкГ.

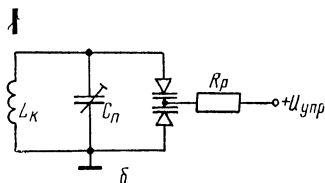
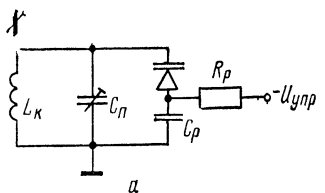


Рис. 9.10

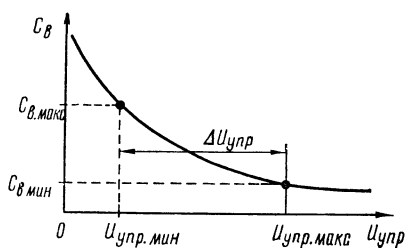


Рис. 9.11

тер (рис. 9.11). При изменении $U_{упр}$ в пределах $\Delta U_{упр} = U_{упр. макс} - U_{упр. мин}$ емкость варикапа изменяется от $C_{в. мин}$ до $C_{в. макс}$. Для получения пределов изменения емкости варикапов, обеспечивающих перестройку контуров в диапазонах ДВ, СВ и КВ, требуются большие значения $\Delta U_{упр}$. Поэтому в настоящее время варикапы используются только в диапазоне УКВ, имеющем сравнительно малые $K_{пл}$.

В отличие от КПЕ, имеющих малые потери, варикапы характеризуются добротностью Q_v , сравнимой с добротностью катушки индуктивности (Q_K). Для уменьшения влияния потерь варикапа емкость конденсатора C_p (рис. 9.10, а) выбирается малой. Однако при этом снижается коэффициент перекрытия поддиапазона $K_{пл}$. В контуре, перестраиваемом варикапом, при действии больших сигналов возникают нелинейные эффекты. Для их уменьшения применяются два встречно включенных варикапа или специальные варикапные матрицы (рис. 9.10, б). Некото-

Электронная настройка, осуществляемая с помощью варикапов, имеет ряд преимуществ: варикапы значительно меньше по размерам, чем КПЕ или КПИ; исключаются движущиеся части в перестраиваемых контурах; облегчается возможность фиксированной настройки с выбором станций с помощью кнопок, а также повышается точность настройки.

Варикап представляет собой обратносмещенный полупроводниковый диод, емкость которого может изменяться при изменении напряжения на переходе. Управляющее напряжение $U_{упр}$, требуемое для изменения емкости варикапа (рис. 9.10, а), подается на варикап через развязывающий резистор R_p . Основная цепь для переменного тока замыкается через конденсатор C_p .

Зависимость емкости варикапа (C_v) от напряжения $U_{упр}$ имеет степенной характер

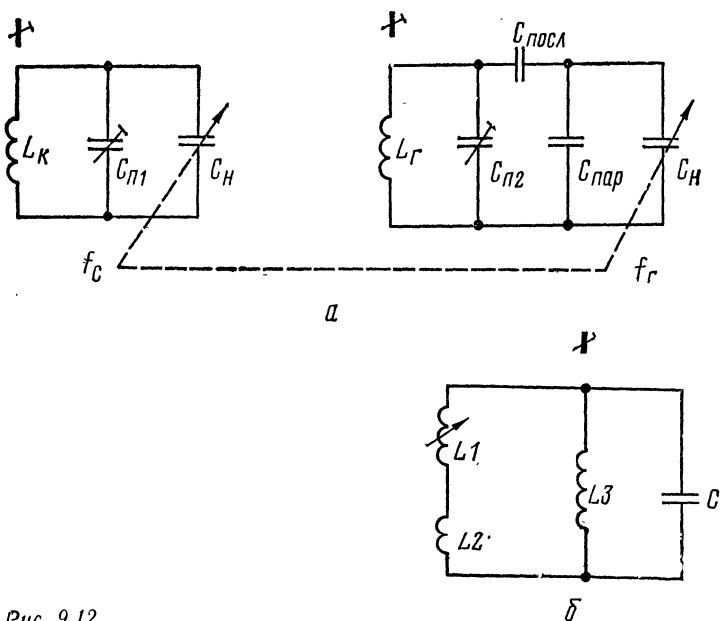


Рис. 9.12

рые практические сведения о колебательных контурах, перестраиваемых с помощью варикапов в диапазоне УКВ, приведены в главе 11.

Перестраиваемые колебательные контуры используются в тракте радиочастоты как в преселекторе, так и в гетеродине. При одноручечной настройке приемника должна обеспечиваться одновременная перестройка колебательных контуров преселектора (на частоту сигнала f_c) и гетеродина (на частоту f_r). Для этого необходимо осуществить **сопряжение настроек** контуров.

Для колебательных контуров, перестраиваемых с помощью КПЕ, используются способы сопряжения, основанные на включении в контур гетеродина добавочных конденсаторов (рис. 9.12, а), называемых конденсаторами сопряжения: параллельного ($C_{\text{пар}}$) и последовательного ($C_{\text{посл}}$).

В случае **идеального сопряжения** (рис. 9.13, а) при полном повороте ротора КПЕ преобразованная частота $f_{\text{пр}}$, равная разности частот сигнала (f_c) и гетеродина (f_r), должна быть равна промежуточной частоте радиоприемника ($f_{\text{пч}}$). Несовпадение $f_{\text{пр}}$ и $f_{\text{пч}}$ называется **погрешностью сопряжения**.

В **реальных** условиях оказывается возможным выполнить точное сопряжение только в нескольких точках диапазона, т. е.

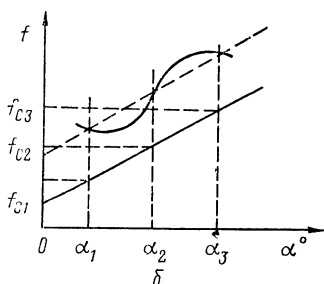
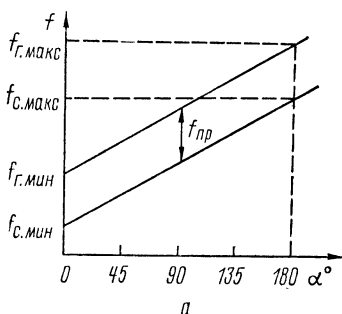


Рис. 9.13

при нескольких значениях частоты сигнала f_c . При этом погрешность сопряжения в остальных точках диапазона, в зависимости от количества точек сопряжения, оказывается допустимой.

В диапазонах ДВ и СВ сопряжение осуществляется в трех точках (рис. 9.13, б). Сопряжение в первой точке, на частоте f_{c1} , соответствующей нижней части диапазона, достигается изменением индуктивности L_r (с помощью подстроечного сердечника). Во второй точке, на частоте f_{c2} (в средней части диапазона), сопряжение достигается путем включения последовательного конденсатора ($C_{\text{посл}}$). В третьей точке, на частоте f_{c3} (в верхней части диапазона), сопряжение достигается подключением параллельного конденсатора ($C_{\text{пар}}$).

Частоты точного сопряжения рассчитываются по приведенным ниже формулам.

$$f_{c2} = 0,5 (f_{c.\text{макс}} + f_{c.\text{мин}}); \quad (9.33)$$

$$f_{c1} = f_{c2} - 0,43 (f_{c.\text{макс}} - f_{c.\text{мин}}); \quad (9.34)$$

$$f_{c3} = f_{c2} + 0,43 (f_{c.\text{макс}} + f_{c.\text{мин}}). \quad (9.35)$$

Ориентировочные значения частот точного сопряжения: в диапазоне ДВ — 170, 280, 370 кГц; в диапазоне СВ — 600, 1070 и 1530 кГц. При правильном выборе частот точного сопряжения и элементов схемы сопряжения (L_r , $C_{\text{пар}}$ и $C_{\text{посл}}$) погрешность сопряжения не превышает 2—3 кГц, что не оказывает заметного влияния на работу приемника.

Ориентировочные значения емкостей сопряжения: $C_{\text{пар}} = 10\text{—}30$ пФ; $C_{\text{посл}} = 150\text{—}200$ пФ (для диапазона ДВ) и 430—470 пФ (для диапазона СВ).

Для выполнения сопряжения при регулировке радиоприемника используются элементы подстройки контура гетеродина. С помощью подстроечного конденсатора $C_{п2}$ (рис. 9.12, а) осуществляется сопряжение гетеродина на частоте f_{c3} , а путем перемещения сердечника катушки гетеродина L_r — на частоте

f_{c1} . При точной подгонке сопряжения на краях диапазона сопряжение в средней точке (на частоте f_{c2}) получается автоматически.

Для поддиапазонов с малым коэффициентом перекрытия $K_{\text{пд}}$ допустимо сопряжение в двух точках, а для растянутых диапазонов (при $K_{\text{пд}} < 1,1$) — в одной точке (с помощью изменения только индуктивности L_r).

Сопряжение контуров автомобильных приемников, перестраиваемых с использованием ферровариометров, достигается за счет включения в контур гетеродина сопрягающих катушек (рис. 9.12, б): малой (L_2) и большой (L_3).

9.1.2. Связанные колебательные контуры

Связанными называются колебательные контуры, имеющие общую электрическую или магнитную связь. Основными видами связи между двумя колебательными контурами являются: внешняя емкостная, внутренняя емкостная и трансформаторная.

Степень связи колебательных контуров определяется с помощью **коэффициента связи** $K_{\text{св}}$ и зависит от вида связи. При **внешней емкостной связи** (рис. 9.14, а) и двух идентичных контурах $K_{\text{св}}$ зависит от соотношения емкостей: конденсатора связи ($C_{\text{св}}$) и контура (C_K). С увеличением $C_{\text{св}}$ коэффициент связи увеличивается. При **внутренней емкостной связи** (рис. 9.14, б) $K_{\text{св}}$ также зависит от соотношения емкостей $C_{\text{св}}$ и C_K . Однако с увеличением $K_{\text{св}}$ коэффициент связи уменьшается. При **трансформаторной связи** (рис. 9.14, в) $K_{\text{св}}$ зависит от соотношения взаимной индуктивности (M) и индуктивности контура (L_K). Ниже приведены формулы для определения $K_{\text{св}}$ для двух идентичных контуров: (9.36) — для внешней емкостной связи, (9.37) — для внутренней емкостной и (9.38) — для трансформаторной.

$$K_{\text{св}} = \frac{C_{\text{св}}}{C_K + C_{\text{св}}}; \quad (9.36)$$

$$K_{\text{св}} = \frac{C_K}{C_K + C_{\text{св}}}; \quad (9.37)$$

$$K_{\text{св}} = \frac{M}{L_K}. \quad (9.38)$$

Пример. Определить $K_{\text{св}}$ для двух идентичных контуров, связанных внешней емкостной связью, если $C_K = 500 \cdot \text{пФ}$ и $C_{\text{св}} = 10 \text{ пФ}$. По формуле (9.36) находим $K_{\text{св}} \cong 0,02$.

Двухконтурный полосовой фильтр — система из двух связанных идентичных контуров. Свойства такой системы зависят

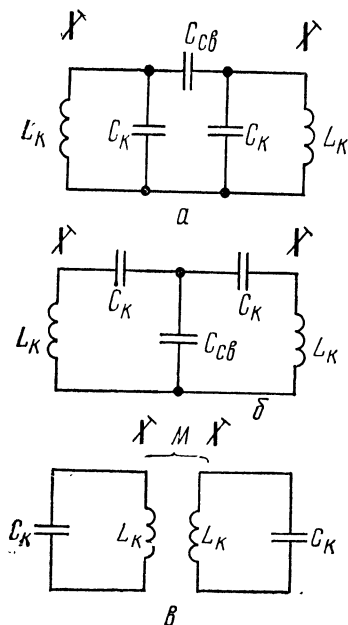


Рис. 9.14

от параметра связи $\eta_{св}$, пропорционального $K_{св}$, и добротности контуров Q_K . Параметр связи влияет на форму нормированной АЧХ, резонансный коэффициент передачи $K_{0ф}$ и селективные свойства фильтра.

Нормированная АЧХ двухконтурного фильтра показана на рис. 9.15. При критической связи ($\eta_{св}=1$) характеристика имеет колоколообразную форму, такую же, как и у одиночного контура (рис. 9.5). При $\eta_{св}>1$ в системе возникают две дополнительные резонансные частоты и нормированная АЧХ имеет двугорбую форму (рис. 9.15).

Селективные свойства двухконтурного фильтра по сравнению с одиночным колебательным контуром (при $\eta_{св}\geq 1$) существенно улучшаются: возрастает селективность, расширяется полоса пропускания, снижается коэффициент прямо-

угольности, повышается крутизна спада резонансной кривой.

Селективность двухконтурного фильтра (при $\eta_{св}=1$) можно определить с помощью кривой 2 рис. 9.4.

Пример. Определить $Se_{(дБ)}$ двухконтурного полосового фильтра, если $\xi = 4$ и $\eta_{св} = 1$. По кривой 2 рис. 9.4 находим: $Se_{(дБ)} = 18$ дБ (сравните с примером на стр. 142 для одиночного контура).

Полоса пропускания двухконтурного фильтра ($P_{0,7}$) при $\eta_{св}=1$ оказывается на 40 % шире, чем для одиночного колебательного контура. При $\eta_{св}>1$ полоса расширяется. Это свойство фильтра используется для регулирования селективности приемника (см. 12.2.1).

Резонансный коэффициент передачи двухконтурного фильтра ($K_{0ф}$) за счет потерь, вносимых при связи контуров, оказывается меньше, чем для одиночного контура (K_0). При $\eta_{св}=1$ (критическая связь) $K_{0ф}$ оказывается в 2 раза меньше K_0 . Уменьшение коэффициента передачи, обусловленное потерями, оценивается по вносимому затуханию $a_{(дБ)}$. При критической связи $a_{(дБ)} = -6$ дБ.

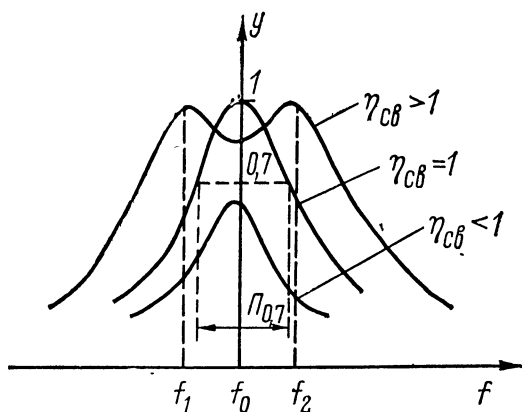


Рис. 9.15

Ниже приведены некоторые формулы для определения показателей двухконтурных полосовых фильтров.

$$\eta_{св} = \kappa_{св} Q_K; \quad (9.39)$$

$$K_{0\Phi} = K_0 a; \quad (9.40)$$

$$a = \frac{\eta_{св}}{1 + \eta_{св}^2}; \quad (9.41)$$

$$a_{(дБ)} = 20 \lg a; \quad (9.42)$$

$$П_{0,7(\eta_{св}=1)} = \sqrt{2} \frac{f_0}{Q_K}; \quad (9.43)$$

Пример. Для двухконтурного полосового фильтра при $f_0 = 0,465$ МГц и $\eta_{св} = 1$ требуется получить $П_{0,7} = 10$ кГц. Определить Q_K и $\kappa_{св}$. Используя формулы (9.39) и (9.43), находим: $Q_K = 65$; $\kappa_{св} = 0,015$.

Для снижения влияния нагрузки на параметры фильтра применяют неполное включение обоих колебательных контуров фильтра (см. 9.1.1). Если контуры будут нагружены неодинаково, возникнет асимметрия АЧХ. Выравнивание нагрузки контуров осуществляется путем выбора коэффициентов включения. Для нагруженных контуров при расчетах надо учитывать эквивалентную добротность $Q_э$.

Двухконтурные полосовые фильтры используются в основном в тракте промежуточной частоты. В тракте радиосигнала такие фильтры применяются во входных цепях высококачественных приемников в диапазонах ДВ и СВ (см. 10.2.3). Двух-

контурные полосовые фильтры, используемые в тракте промежуточной частоты, бывают с трансформаторной и с внешней емкостной связью (см. 10.5 и 11.3). В обоих случаях выбор $\kappa_{св}$ определяется требуемым значением $\eta_{св}$. Для нахождения емкости конденсатора связи $C_{св}$ можно воспользоваться формулами (9.36) и (9.39).

9.1.3. Фильтры сосредоточенной селекции

Фильтры сосредоточенной селекции (ФСС) используются в тракте промежуточной частоты, обеспечивая требуемую селективность по соседнему каналу.

Основными параметрами ФСС являются: номинальная частота настройки, селективность, ширина полосы пропускания (на заданном уровне) и вносимое затухание (на частоте настройки). Номинальная частота настройки ФСС (f_0) должна соответствовать промежуточной частоте ($f_{пч}$). Вносимое затухание, обусловленное потерями, которые вносят элементы ФСС, характеризует коэффициент передачи ФСС на частоте настройки.

В радиовещательных приемниках применяются два основных типа ФСС: многоконтурные полосовые фильтры и пьезокерамические фильтры.

Многоконтурные полосовые фильтры содержат несколько (три и более) связанных идентичных колебательных контуров. Связь между ними обычно внешняя емкостная (рис. 9.16).

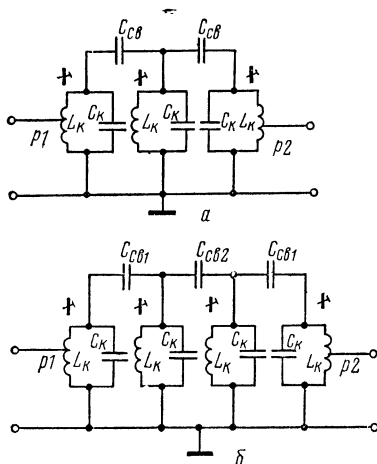


Рис. 9.16

Для **трехконтурного фильтра** (рис. 9.16, а) при критической связи между контурами ($\eta_{св}=1$) селективность может быть определена по нормированной АЧХ (кривая 3 на рис. 9.4).

Пример. Определить для трехконтурного полосового фильтра селективность по соседнему каналу (ослабление сигнала при расстройке $\Delta f = 10$ кГц); $f_0 = 465$ кГц; для каждого контура $Q_K = 90$. С помощью формул (9.12) и (9.13) находим $\xi \cong 4$ и по кривой 3 рис. 9.4 определяем $Se = 26$ дБ.

Коэффициент передачи трехконтурного фильтра $K_{0ф}$ уменьшается по сравнению

с одиночным колебательным контуром. При критической связи ($\eta_{св}=1$) $K_{0ф}=0,33 K_0$. Этому соответствует вносимое затухание 9,5 дБ.

Для **четырехконтурного фильтра** (рис. 9.16,б) при критической связи между контурами ($\eta_{св}=1$) селективность также может быть определена по нормированной АЧХ (кривая 4 на рис. 9.4).

Пример. Для условий примера стр. 156 определить селективность четырехконтурного фильтра. По кривой 4 рис. 9.4 для $\xi=4$ находим $Se_{(дБ)}=34$ дБ.

Таблица 9.6

Параметры	Фильтр				
	ФП1П-1М	ФП1П-2	ФП1П-023	ФП1П-026	ФП1П-027
Средняя частота полосы пропускания, кГц	$465 \pm 2,5$		465 ± 2		
Ширина полосы пропускания на уровне 6 дБ, кГц, не более	6,5—10	8,5—12,5	8—11,5	7—10,5	8—11,5
Неравномерность затухания в полосе пропускания, дБ, не более	3		2		
Селективность при расстройке					
± 10 кГц, не менее	41	38	—	—	—
± 9 кГц, не менее	—	—	40	26	35
Вносимое затухание на частоте 465 кГц, дБ, не более	12	12	9,5	9,5	9,5
Нагрузочные сопротивления:					
на входе	$1,2 \text{ кОм} \pm 15\%$		$2,0 \text{ кОм} \pm 10\%$		
на выходе	$0,6 \text{ кОм} \pm 15\%$		$2,0 \text{ кОм} \pm 10\%$		
Габаритные размеры, мм	$11 \times 22 \times 36$		$16 \times 18,5 \times 6$		

Коэффициент передачи четырехконтурного фильтра при критической связи ($\eta_{св}=1$): $K_{0ф}=0,2 K_0$. Этому соответствует вносимое затухание 14 дБ.

Обычно для многоконтурных фильтров устанавливается критическая связь, что облегчает настройку фильтров при регулировке радиоприемников. Емкость связи ($C_{св}$) для нагруженных контуров трехконтурного фильтра выбирается с учетом эквивалентной добротности контуров: $C_{св}=C_k/Q_0$. Для четырехконтурного фильтра (рис. 9.16, б) средние контуры имеют добротность Q_k , а крайние, нагруженные — Q_0 . Поэтому емкости связи выбираются неодинаковыми:

$$C_{св1} \cong \frac{C_k}{Q_0}, \text{ а } C_{св2} \cong \frac{C_k}{Q_k}.$$

Обычно $C_{св1} \cong 1,5 C_{св2}$.

Пьезокерамические фильтры (ПКФ) вместо колебательных контуров содержат пьезокерамические резонаторы. Некоторые сведения о ПКФ, используемых в радиовещательных приемниках, приведены в табл. 9.6.

9.2. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Усилительные каскады, используемые в ВЧ тракте радиовещательных приемников, имеют ряд специфических особенностей, отличающих их от усилительных каскадов, используемых в УНЧ (см. главу 4). Это относится ко всем элементам каскада: усилительным приборам (УП), цепям питания, нагрузкам и элементам связи.

9.2.1. Усилительные приборы

В ВЧ тракте, так же как и в УНЧ, используются биполярные и полевые транзисторы. Однако в отличие от УНЧ эти УП должны работать при более высоких частотах. В радиовещательных приемниках максимальная частота сигналов, усиливаемых УНЧ, не превышает 15 кГц, тогда как минимальная частота ВЧ тракта оказывается не менее 150 кГц (минимальная частота диапазона ДВ).

Усилительные свойства транзисторов для малого переменного сигнала в области ВЧ удобнее всего оценивать с помощью y -параметров. В УНЧ (см. 4.1) влияние емкостей транзистора проявляется незначительно, и y -параметры рассматриваются как чисто активные. При работе транзисторов в ВЧ тракте необходимо учитывать влияние их емкостей, а также зависимость всех параметров от частоты. Поэтому y -параметры рассматриваются как комплексные, имеющие активную составляющую (g) и реактивную (b).

Для определения основных параметров усилительных каскадов при различных частотах достаточно знать шесть ВЧ па-

параметров транзистора: g_{11} , C_{11} , C_{12} , $|y_{21}|$, g_{22} и C_{22} , g_{11} — активная составляющая входной проводимости (при коротком замыкании на выходе); C_{11} — входная емкость (при коротком замыкании на выходе); C_{12} — проходная емкость (при коротком замыкании на входе); $|y_{21}|$ — модуль проводимости прямой передачи (при коротком замыкании на выходе); g_{22} — активная составляющая выходной проводимости (при коротком замыкании на входе); C_{22} — выходная емкость (при коротком замыкании на входе).

В области ВЧ от частоты зависят не только параметры транзисторов, но и сопротивления: источника сигнала (Z_r) и нагрузки (Z_n), которые также являются комплексными — имеют активную и реактивную составляющие. Так как для транзисторов используют параметры проводимости (y), то и для источника сигнала и нагрузки также используют параметры проводимости (соответственно Y_r и Y_n), имеющие активную и реактивную составляющие (g_r , b_r и g_n , b_n).

Если известны комплексные значения y -параметров транзистора и проводимости источника сигнала и нагрузки (Y_r и Y_n), то с помощью приведенных ниже формул можно найти комплексные значения параметров усилительных каскадов: коэффициента усиления по напряжению (K), входной проводимости ($Y_{вх}$) и выходной проводимости ($Y_{вых}$).

$$K = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_n}; \quad (9.44)$$

$$Y_{вх} = y_{11} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{22} + Y_n}; \quad (9.45)$$

$$Y_{вых} = y_{22} - \frac{y_{12}y_{21}}{y_{11} + Y_r}. \quad (9.46)$$

Формулы (9.44—9.46) справедливы для любой схемы включения транзистора. Если известны комплексные y -параметры, определенные для одной из схем включения транзистора (например, y_e), то они могут быть пересчитаны в y -параметры для другой схемы включения с помощью формул (4.9—4.16).

Порядок величин параметров g_{11} , C_{11} , C_{12} , $|y_{21}|$, g_{22} , C_{22} для биполярных транзисторов с ОЭ характеризуется данными табл. 9.7.

Параметры, приведенные в табл. 9.7, являются усредненными и измерены в режиме $I_E = 1$ мА; $U_c = 5$ В при частоте $f = 465$ кГц.

y -параметры транзистора зависят от положения его рабочей точки и от частоты. Для биполярных транзисторов при увеличении тока покоя (I_E) параметры g_{11} , C_{11} , g_{22} и C_{22} возрастают, а $|y_{21}|$ — уменьшается. При увеличении напряжения U_c уменьшаются параметры C_{11} , g_{22} и C_{22} . С ростом частоты пара-

Таблица 9.7

Тип тран- зистора	g_{11} , мСм	C_{11} , пФ	C_{12} , пФ	$ y_{21} $, мСм	g_{22} , мСм	C_{22} , пФ
ГТ309	0,9	60	2	30	7	8
ГТ322	0,8	60	1,5	30	6	5
КТ315	0,8	35	5	30	10	9

метры g_{11} и g_{22} увеличиваются, а C_{12} , C_{22} и $|y_{21}|$ — уменьшаются. Если частота f не превышает $0,2 f_T$, то значение этих параметров транзистора практически мало отличается от НЧ значений. Параметры транзисторов с ОБ в меньшей степени зависят от частоты, чем с ОЭ.

В табл. 9.8 приведены усредненные значения y -параметров ВЧ транзистора ГТ322 ($f_T=100,0$ МГц), измеренные для разных схем включения (ОЭ и ОБ) при частоте 70,0 МГц (в режиме: $I_E=1$ мА, $U_C=-5$ В). Как видно из табл. 9.8, параметры транзистора существенно отличаются от приведенных в табл. 9.7 (измеренных при $f \ll f_T$).

Таблица 9.8

Схема включе- ния	g_{11} , мСм	C_{11} , пФ	C_{12} , пФ	$ y_{21} $, мСм	g_{22} , мСм	C_{22} , пФ
ОЭ	10	12	0,35	18	0,3	4
ОБ	23	21	2,2	20	0,38	3

К малосигнальным параметрам биполярных ВЧ транзисторов относятся также параметры эквивалентной схемы транзистора. На рис. 4.2 приведена эквивалентная схема транзистора ОЭ для малого сигнала. Связь параметров этой эквивалентной схемы с y -параметрами может быть найдена с помощью приведенных ниже приближенных формул (для частот $f < 0,2 f_T$).

$$g_{11} = \frac{1}{r_{b'b} + r_{b'e}}; \quad (9.47)$$

$$C_{11} \cong C_{b'e}; \quad (9.48)$$

$$C_{12} \cong C_c; \quad (9.49)$$

$$|y_{21}| = S \frac{r_{b'e}}{r_{b'b} + r_{b'e}}; \quad (9.50)$$

$$C_{22} = C_c (1 + S r_{b'b}). \quad (9.51)$$

ГОСТ 15172—70 нормирует для ВЧ транзисторов малосигнальные параметры: h_{21e} , f_T (или $f_{h_{21b}}$), $r_{b'b}$, C_c и C_s . Зная эти параметры для заданного тока покоя (I_E), можно расчетным путем определить ориентировочные значения y -параметров транзистора ОЭ. Для этого предварительно рассчитываются значения параметров эквивалентной схемы транзистора с помощью приведенных ниже формул (9.52—9.56), а затем определяются значения y -параметров с использованием формул (9.47—9.51).

Обычно параметры транзисторов, приводимые в справочных данных, имеют большой разброс. В этом случае y -параметры рассчитывают для усредненных (среднегеометрических) значений. Если, например, для параметра h_{21e} указаны пределы 20—60, то расчет производят для значения $h_{21e} = \sqrt{20 \cdot 60} = 35$. Параметр g_{22} не может быть определен расчетным путем.

$$r_{e(\text{ОМ})} = \frac{26}{I_{E(\text{мА})}}; \quad (9.52)$$

$$S_{(\text{мСм})} = \frac{1000}{r_{e(\text{ОМ})}}; \quad (9.53)$$

$$r_{b'b(\text{ОМ})} \cong \frac{(2r_{b'b}C_c)_{(\text{пС})}}{C_c(\text{пФ})}; \quad (9.54)$$

$$r_{b'e(\text{ОМ})} = h_{21e} r_{e(\text{ОМ})}; \quad (9.55)$$

$$C_{b'e(\text{пФ})} \cong \frac{160S_{(\text{мСм})}}{f_T(\text{МГц})}. \quad (9.56)$$

Пример. Определить y -параметры транзистора ГТ322, если известны усредненные значения: $f_T = 100,0$ МГц; $h_{21e} = 50$; $r_{b'b}C_c = 80$ пС; $C_c = 1,5$ пФ и задан ток покоя $I_E = 1$ мА. Параметры эквивалентной схемы транзистора ОЭ, определенные с помощью формул (9.52—9.56), имеют значения: $r_e = 26$ Ом; $S = 38,5$ мСм; $r_{b'b} = 100$ Ом; $r_{b'e} = 1,3$ кОм; $C_{b'e} = 62$ пФ. y -параметры транзистора ОЭ, определенные с помощью формул (9.47—9.51), составляют: $g_{11} = 0,71$ мСм; $C_{11} = 62$ пФ; $C_{12} = 1,5$ пФ; $|y_{21}| = 35$ мСм; $C_{22} = 7,5$ пФ. Усредненные значения y -параметров, найденные расчетным путем, мало отличаются от измеренных усредненных значений (см. табл. 9.7).

В практических условиях $r_{b'e} \gg r_{b'b}$. При этом (с точностью, достаточной для радиолюбительской практики) можно дополнительно считать, что $g_{11} = 1/r_{b'e}$, а $|y_{21}| \cong S$. Кроме того, в ряде

случаев удобнее вместо проводимостей рассматривать сопротивления: вместо g_{11} определяют входное сопротивление транзистора $R_{11}=1/g_{11}$, а вместо g_{22} — выходное сопротивление $R_{22}=1/g_{22}$.

Параметры транзистора R_{11} , C_{11} , C_{12} , S , R_{22} и C_{22} дают возможность оценить усилительные свойства каскада ВЧ тракта.

С помощью параметра S можно (ориентировочно) определить модуль коэффициента усиления (передачи) по напряжению K . Соответствующие формулы для случая активной нагрузки (R_H) приведены ниже: формула (9.57) — для каскадов ОЭ и ОБ, а формула (9.58) — для ОК.

$$K = S_{(мСм)} R_{H(КОМ)}; \quad (9.57)$$

$$K = \frac{S_{(мСм)} R_{H(КОМ)}}{1 + S_{(мСм)} R_{H(КОМ)}}; \quad (9.58)$$

$$K_{0уст} = 6,3 \sqrt{\frac{S_{(мСм)}}{f_{(МГц)} C_{12(пФ)}}}. \quad (9.59)$$

Параметры транзистора R_{11} , C_{11} , R_{22} и C_{22} характеризуют входные и выходные параметры усилительного каскада. При подключении во входные цепи ВЧ транзисторов колебательных контуров сопротивления (R_{11} , R_{22}) и емкости (C_{11} , C_{22}) транзисторов нагружают эти контуры, изменяя их селективные свойства и настройку (см. 9.1.1).

Параметр C_{12} — проходная емкость транзистора характеризует **устойчивость усилительного каскада**. За счет емкости C_{12} в транзисторе создается внутренняя обратная связь (параллельного типа). Под действием такой частотно-зависимой обратной связи (см. 7.1) с ростом частоты изменяются параметры усилительного каскада: коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления. При определенных условиях каскад может самовозбудиться. Степень влияния внутренней обратной связи на работу усилительного каскада определяет его устойчивость. Если $C_{12}=0$, каскад называется абсолютно устойчивым. С увеличением реактивной проводимости цепи обратной связи ($b_{12}=6,28 f C_{12}$) устойчивость каскада понижается. Величина проходной емкости транзистора ограничивает максимальное устойчивое усиление $K_{0уст}$, которое может быть получено от усилительного каскада. Величина $K_{0уст}$ может быть определена по формуле (9.59).

Пример. По данным табл. 9.7 для транзистора ГТ322 $|y_{21}| \cong S = 30$ мСм; $C_{12} = 1,5$ пФ. Определить $K_{0уст}$ (для $f_0 = 465$ кГц) каскада ОЭ. По формуле (9.59) находим $K_{0уст} = 41$.

Для устойчивой работы усилительного каскада его коэффициент усиления (K_0) не должен превышать значения $K_{0уст}$.

ВЧ полевые транзисторы бывают с управляющим переходом и с изолированным затвором. Транзисторы с изолированным затвором бывают двух разновидностей: с собственным каналом и с наведенным (индуцированным) каналом.

Для ВЧ полевых транзисторов обычно указываются параметры (измеренные для схемы ОИ): S , C_{11} , C_{12} и C_{22} . Усредненные значения этих параметров для основных типов ВЧ полевых транзисторов приведены в табл. 9.9.

Таблица 9.9

Тип тран- зистора	Разновидность транзистора	S , мСм	C_{11} , пФ	C_{12} , пФ	C_{22} , пФ	F , дБ
КП301	С индуцированным каналом n -типа	$\geq 1,0$	3,5	0,8	3,5	9,5
КП303	С управляющим переходом и каналом n -типа	4—10	5	0,8	—	7,5
КП305	С встроенным каналом n -типа	≥ 6	6	0,07	—	6,0
КП350	Двухзатворный с встроенным каналом n -типа	1—7	≤ 6	≤ 2	6	$\leq 4,0$

Параметры транзисторов S , C_{11} , C_{12} и C_{22} дают возможность оценить усилительные свойства каскада ВЧ тракта.

С помощью параметра S можно (ориентировочно) определить модуль коэффициента усиления (передачи) по напряжению. Для этого (так же как и для биполярных транзисторов) могут быть использованы формулы (9.57—9.58): формула (9.57) — для схем ОИ и ОЗ, а (9.58) — для схемы ОС.

Параметры C_{11} и C_{22} дают возможность определить входную и выходную емкости усилительного каскада, а проходная емкость транзистора C_{12} , так же как и для биполярных транзисторов, характеризует устойчивость усилительного каскада. Максимальное устойчивое усиление каскада на полевом транзисторе $K_{0\text{уст}}$ может быть определено (так же как и для биполярных транзисторов) по формуле (9.59).

Коэффициент шума ВЧ полевых транзисторов ($F_{\text{дБ}}$) измеряется на частотах 100 МГц и выше. Так, например, для транзисторов КП303Д и КП303Е коэффициент шума (указан в табл. 9.9) измеряется на частоте 100,0 МГц с генератором, имеющим внутреннее сопротивление 1 кОм.

Для ВЧ применений полевых транзисторов важное значение имеет форма проходной характеристики — зависимость тока стока (i_d) от напряжения на затворе (U_{gs}). Ток стока зависит кроме напряжения U_{gs} от начального тока I_{DSS} и напряжения отсечки $U_{GS(off)}$. Теоретически эта зависимость выражается в виде: $i_d = I_{DSS} \cdot (1 - U_{gs}/U_{GS(off)})^2$. Практически форма

проходной характеристики $i_d=f(U_{gs})$ отличается от квадратичной. Путем выбора начального смещения на затворе (U_G) можно получить наибольшее приближение формы проходной характеристики к квадратичной и за счет этого добиться снижения перекрестных и интермодуляционных искажений в ВЧ тракте.

9.2.2. Цепи питания, нагрузки и элементы связи

Цепи питания транзисторов, используемых в усилительных каскадах ВЧ тракта радиоприемников, содержат те же элементы, которые применяются в усилительных каскадах УНЧ. Основное отличие заключается в величинах емкостей развязывающих и блокировочных конденсаторов. Эти емкости для более высоких частот могут иметь меньшие значения.

На рис. 9.17 приведены цепи питания некоторых типовых схем каскадов ВЧ тракта. Нагрузка каскадов, которая может быть различной, обозначена в общем виде Z_n .

Для расчета величин емкостей C_E , C_b и C_Φ могут быть использованы приведенные ниже формулы. При этом формула (9.60) дает возможность определить величину емкости C_E для типовой схемы каскада ОЭ (рис. 9.17, а); формула (9.61) — величину емкости C_b для типовой схемы каскада ОБ (рис. 9.17, б), а формула (9.62) — величину емкости C_Φ для схем ОЭ и ОБ.

$$C_{E(\text{тыс. пФ})} \geq \frac{15-30}{f_{\text{мин}}(\text{МГц}) R_{E(\text{кОм})}}; \quad (9.60)$$

$$C_{b(\text{тыс. пФ})} \geq \frac{15-30}{f_{\text{мин}}(\text{МГц}) R_{b(\text{кОм})}}; \quad (9.61)$$

$$C_\Phi (\text{тыс. пФ}) \geq \frac{1-2}{f_{\text{мин}}(\text{МГц}) R_\Phi (\text{кОм})}. \quad (9.62)$$

Резисторы R_{b1} , R_{b2} и R_Φ для обеих схем (ОЭ и ОБ) выбираются так же, как и для НЧ каскадов (см. формулы 4.36—4.38).

В каскодной схеме (ОЭ—ОБ) транзисторы Т1 и Т2 могут быть включены для постоянного тока: последовательно (как на рис. 9.17, в) или параллельно. Элементы цепей питания рассчитываются раздельно: для транзистора Т1 — как для ОЭ, а для транзистора Т2 — как для ОБ.

Радиовещательные приемники с питанием от сети переменного тока должны сохранять работоспособность при колебаниях напряжения сети, а приемники с питанием от автономных источников — при глубоком разряде батарей. В обоих случаях допустимые пределы изменения напряжения питания нормируются ГОСТ 5651—64. Для нормальной работы приемников при предусмотренных изменениях напряжения питания используются стабилизаторы напряжения (см. 4.2.3). При этом в пер-

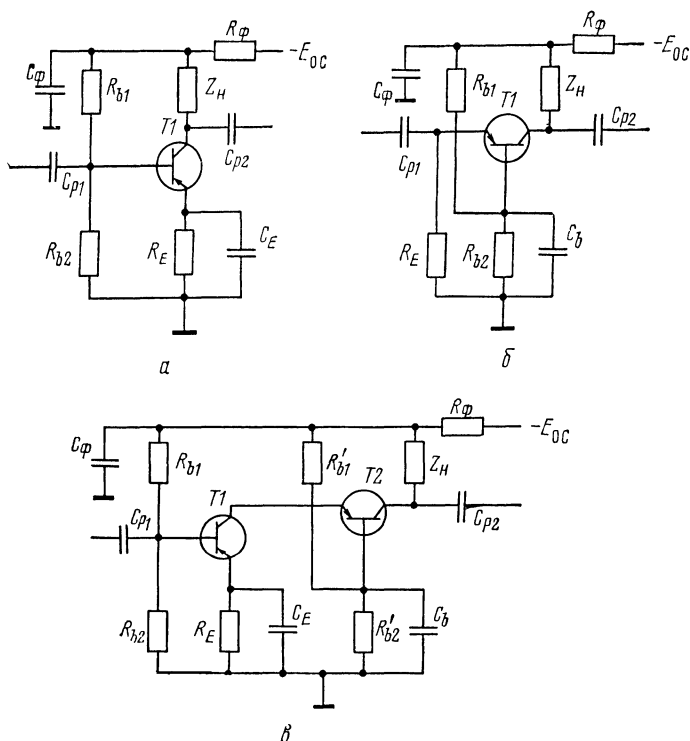


Рис. 9.17

вую очередь требуется обеспечить стабильность напряжения для базовых и коллекторных цепей преобразователей частоты.

В качестве **нагрузок** усилительных каскадов ВЧ тракта используются резисторы и частотно-селективные цепи (ЧСЦ).

Резисторные каскады выполняются по типовым схемам (рис. 9.17). При этом в качестве Z_n включается нагрузочный резистор R_n . Особенности таких каскадов, используемых в УРЧ и УПЧ, рассмотрены в главах 10 и 11.

Каскады с селективными нагрузками также выполняются по типовым схемам (рис. 9.17). В качестве Z_n в данном случае используются различные виды ЧСЦ: одиночные колебательные контуры, двухконтурные полосовые фильтры, ФСС (см. 9.1). Специфические особенности таких каскадов для разных областей применения рассмотрены в главах 10 и 11.

Для резисторных каскадов, так же как и для УНЧ, используется резисторно-емкостная или непосредственная связь. Для каскадов с селективными нагрузками для связи входных и выходных цепей транзисторов с ЧСЦ применяются различные виды связи (рис. 9.8).

Глава 10

ВЧ ТРАКТ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ АМ СИГНАЛА

10.1. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ТРАКТА

Требования, предъявляемые к ВЧ тракту радиовещательных приемников АМ сигнала, определяются такими основными параметрами, как диапазон принимаемых частот, промежуточная частота, чувствительность и селективность. Эти основные параметры нормируются ГОСТ 5651—64 и 17692—72 и зависят от качества приемника (его класса) и его назначения.

Диапазон принимаемых частот (волн). Все радиовещательные приемники, независимо от назначения и класса, должны иметь диапазоны ДВ и СВ, а радиоприемники высшего, I и II классов, а также автомобильные I класса должны иметь диапазон КВ. При этом в приемниках высшего и I классов обязательно должны быть предусмотрены растянутые (или полурастянутые) КВ диапазоны.

Промежуточная частота. Для приемников всех классов и назначения в диапазонах ДВ, СВ и КВ установлена стандартная промежуточная частота 465 ± 2 кГц.

Чувствительность. ГОСТ 5651—64 нормирует три вида реальной чувствительности в диапазонах ДВ и СВ: по напряжению, полю и в положении «местный прием».

Чувствительность по напряжению — со входа для внешней антенны — нормируется в пределах от 50 мкВ (для приемников высшего класса), до 300 мкВ (для приемников IV класса).

Чувствительность по полю — с внутренней магнитной антенны — нормируется только для переносных приемников в пределах 0,7—3 мВ/м (в зависимости от класса приемника). Чувствительность в фиксированном положении «местный прием» для приемников всех классов должна быть не хуже 1,5 мВ.

В диапазоне КВ ГОСТ 5651—64 нормирует только чувствительность со входа для внешней антенны в пределах 50—200 мкВ (в зависимости от класса приемника).

Для автомобильных приемников ГОСТ 17692—72 нормируется номинальное значение чувствительности при стандартной выходной мощности 50 мВт. При этом реальная чувствительность должна быть не хуже номинального значения. Нормы на величину реальной чувствительности представляет собой ЭДС, подаваемую на вход эквивалента автомобильной антенны, и должна быть не хуже (в зависимости от класса приемника): в диапазоне ДВ — 120—250 мкВ; СВ — 40—75 мкВ; КВ — 40—50 мкВ.

Селективность. ГОСТ 5651—64 нормирует три параметра односигнальной селективности: по соседнему каналу, зеркальному каналу и промежуточной частоте.

Селективность по соседнему каналу нормируется только в диапазонах ДВ и СВ как ослабление (в дБ) сигнала при расстройке на ± 10 кГц. Так как эта селективность обеспечивается в основном трактом промежуточной частоты, ослабление для обоих диапазонов нормируется одинаковым в пределах от 60 дБ (для приемников высшего класса) до 16 дБ (для переносных приемников IV класса).

Селективность по зеркальному каналу нормируется в диапазонах ДВ, СВ и КВ как ослабление (в дБ) сигнала зеркального канала. В диапазоне ДВ это ослабление нормируется в пределах от 60 дБ (для приемников высшего класса) до 16 дБ (для приемников IV класса). В диапазоне СВ нормируется ослабление в пределах от 50 до 16 дБ (в зависимости от класса приемника), а в диапазоне КВ — от 26 до 12 дБ.

Селективность по промежуточной частоте нормируется только для приемников с питанием от сети как ослабление (в дБ) сигнала частот, равных промежуточным. Для диапазонов ДВ, СВ и КВ это ослабление нормируется в пределах от 40 дБ (для приемников высшего класса) до 26 дБ (для приемников IV класса).

Для автомобильных радиовещательных приемников нормы, устанавливаемые ГОСТ 17692—72 для параметров односигнальной селективности, отличаются от норм ГОСТ 5651—64.

Селективность по соседнему каналу нормируется ГОСТ 17692—72 в диапазонах ДВ и СВ как ослабление (в дБ) сигнала при расстройке на ± 9 кГц. Это ослабление для обоих диапазонов нормируется одинаковым в пределах от 40 до 30 дБ (в зависимости от класса приемника).

Селективность по зеркальному каналу нормируется как ослабление (в дБ) сигнала зеркального канала: в диапазоне ДВ (на частоте 250 кГц) — в пределах 50—46 дБ (в зависимости от класса приемника); в диапазоне СВ (на частоте 1 МГц) — 46 дБ (для приемников всех классов) и в диапазоне КВ (на частоте 8 МГц) — в пределах 26—14 дБ (в зависимости от класса приемника).

Селективность по промежуточной частоте нормируется в диапазонах ДВ и СВ как ослабление (в дБ) сигнала частот, равных промежуточным. Для диапазона ДВ — это ослабление, измеренное на частоте 370 кГц, а для СВ — на частоте 560 кГц, нормируется в пределах 40–30 дБ (в зависимости от класса приемника).

Требования, предъявляемые к ВЧ тракту и зависящие от качества приемника (класса) и его назначения, определяют структуру построения тракта: требуемое число каскадов УРЧ и УПЧ, число колебательных контуров в преселекторе и тракте промежуточной частоты. При этом структурная схема ВЧ тракта соответствует рис. 8.2.

10.2. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ

Входные цепи радиовещательных приемников АМ сигналов различаются: по числу используемых контуров, по типу приемной антенны, с которой они должны быть связаны, и по виду связи с усилительным прибором.

В зависимости от числа используемых контуров входные цепи бывают одноконтурными и двухконтурными.

По типу приемной антенны различают входные цепи с внутренней магнитной (ферритовой) антенной и с открытой антенной. К открытым относятся: внешние антенны (комнатные или наружные) и телескопические штыревые антенны, используемые в автомобильных и переносных радиоприемниках.

По виду связи с антенной входные цепи бывают: с непосредственной связью, емкостной, трансформаторной, автотрансформаторной и комбинированной. Непосредственная связь используется только для ферритовых антенн (ФА). Другие виды связи применяются для открытых антенн.

По виду связи с усилительным прибором различаются входные цепи с непосредственной связью, емкостной, трансформаторной и автотрансформаторной.

10.2.1. Одноконтурные входные цепи с ФА

При использовании ФА катушка ее (L_A) включается в колебательный контур входной цепи (рис. 10.1), и индуктивность катушки ФА (L_A) должна быть равна требуемой индуктивности контура (L_K). В этом случае связь с антенной — непосредственная и такой контур нагружается только со стороны усилительного прибора — транзистора Т1, имеющего входное сопротивление $R_{вх}$. Степень связи с усилительным прибором существенно влияет на селективные свойства входной цепи и коэффициент ее передачи.

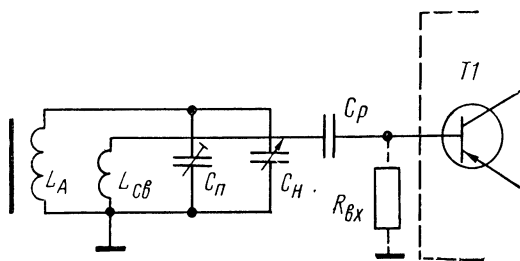


Рис. 10.1

Селективные свойства входной цепи — селективность ($Se_{вц}$) и полоса пропускания ($\Pi_{вц}$) определяются эквивалентной добротностью контура входной цепи ($Q_{вц}$), зависящей от конструктивной добротности ФА (Q_A) и коэффициента включения контура во входную цепь транзистора (p). Для улучшения селективности входной цепи нужно повысить (Q_A) и ослабить связь с транзистором Т1 (уменьшить p).

Резонансный коэффициент передачи входной цепи $K_{0\text{ вц}}$ зависит от действующей высоты ФА (h_d), а также от $Q_{вц}$ и p : $K_{0\text{ вц}} = h_d Q_{вц} p$. Для повышения $K_{0\text{ вц}}$ требуется повысить эффективность ФА ($\eta_A = h_d Q_A$) и усилить связь с транзистором Т1 (увеличить p).

Для получения приемлемых значений $K_{0\text{ вц}}$, а также требуемых значений селективности по дополнительным каналам приема и полосы пропускания величина p выбирается порядка 0,1.

Эффективность ФА (η_A) зависит от типа и размеров ферритового сердечника и размеров катушки. Для частот ниже 3 МГц (диапазоны ДВ и СВ) применяются магнитомягкие ферритовые сердечники с начальной магнитной проницаемостью 400—1000 (например, М400НН). Для заданной индуктивности L_A , определяемой диапазоном волн, h_d и Q_A возрастают с увеличением размеров сердечника, которые ограничиваются размерами радиоприемника. В приемниках высокого качества применяются цилиндрические сердечники длиной 200 мм и диаметром 10 мм; в переносных приемниках III—IV классов используются стержни меньших размеров (160×8 мм). В малогабаритных (карманных) приемниках применяются цилиндрические сердечники малых размеров (8×140 мм; 8×100 мм) или прямоугольные сердечники (например, 20×3×100 мм).

При выбранном сердечнике число витков катушки ФА (w_A) определяется требуемой индуктивностью (L_A), а от выбора провода для намотки катушки зависит добротность ФА (Q_A). Если намотка производится ВЧ проводом (например, ПЭЛШО 10×0,07), конструктивная добротность ФА (Q_A) приближает-

ся к добротности сердечника (порядка 150—200). При намотке проводом ПЭ 0,1 Q_A снижается до 50 (и ниже).

Действующая высота ФА (h_d) зависит от числа витков ее катушки (w_A), а также от типа и размеров сердечника и частоты. В диапазонах ДВ и СВ h_d имеет значение 2—7 мм (уменьшается в начале диапазона).

ФА в диапазонах ДВ и СВ обычно делают двухдиапазонными: на одном стержне размещают две катушки — ДВ и СВ, смещенные от середины стержня к его краям. Такие катушки могут использоваться независимо одна от другой либо совместно. Во втором случае — в диапазоне ДВ обе катушки включают последовательно, а в диапазоне СВ первая катушка (ДВ) закорачивается или включается параллельно второй (СВ). При параллельном включении катушек эффективность ФА полностью используется в обоих диапазонах, тогда как при закорачивании ДВ катушки она снижается в диапазоне СВ.

Связь транзистора Т1 с контуром входной цепи может быть осуществлена различными способами. Наибольшее распространение имеет трансформаторная связь, показанная на рис. 10.1. При такой связи число витков ($w_{св}$) катушки связи $L_{св}$ может быть определено по формуле: $w_{св} = (p/\kappa_{св}) w_A$.

Для ориентировочного расчета можно считать, что число витков катушки связи ($w_{св}$) в 10 раз меньше числа витков катушки ФА (w_A).

Различные варианты практического выполнения одноконтурных входных цепей с ФА для простых переносных радиоприемников показаны на рис. 10.2—10.5. Эти варианты отличаются как способом коммутации катушек двухдиапазонной ФА, так и способом связи ФА с транзистором. Во всех случаях в качестве транзистора Т1 используется транзистор преобразователя частоты.

На рис. 10.2 приведена схема входной цепи радиоприемника «Спорт-304» для диапазонов ДВ и СВ. ФА выполнена на цилиндрическом ферритовом стержне М400НН (8×160 мм). На нем размещены катушки L_1 (СВ) и L_3 (ДВ). Трансформаторная связь входного контура с транзистором Т1 осуществляется с помощью катушек L_2 и L_4 . При переключении диапазонов вся коммутация во входной цепи осуществляется переключателем В1. При положении В1, соответствующем СВ, к конденсатору переменной емкости C_n (блока КПЕ) подключается катушка L_1 , к транзистору Т1 — катушка связи L_2 , а неработающая катушка L_3 закорачивается. В положении В1, соответствующем ДВ, аналогично подключаются катушки L_3 и L_4 и закорачивается катушка L_1 . Намоточные данные катушек: L_1 — 70 в; L_2 — 6 в; L_3 — 248 в; L_4 — 23 в. Все катушки намотаны внавал проводом ПЭВТЛ-1 0,12.

На рис. 10.3 приведена схема входной цепи двухдиапазонного приемника «Селга-402». ФА выполнена на прямоугольном

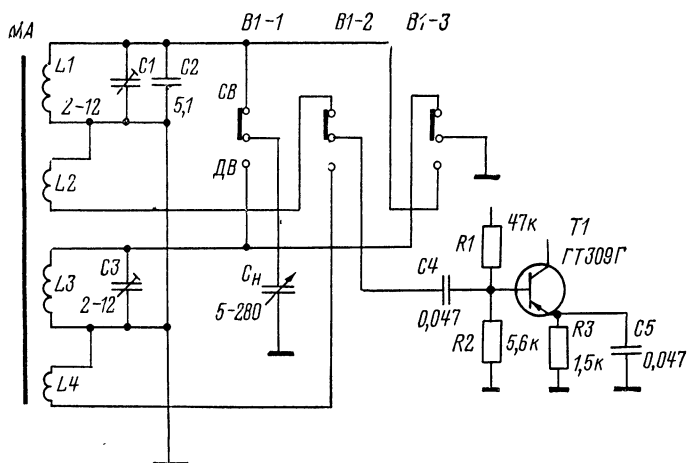


Рис. 10.2

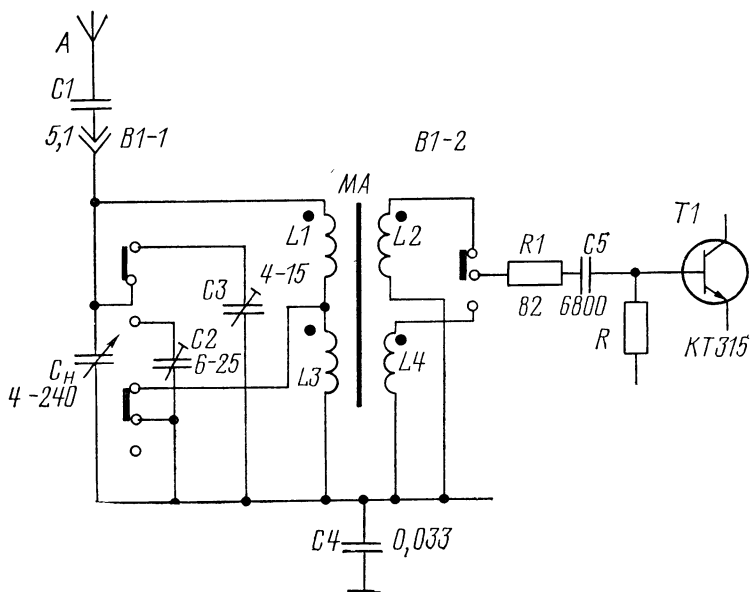


Рис. 10.3

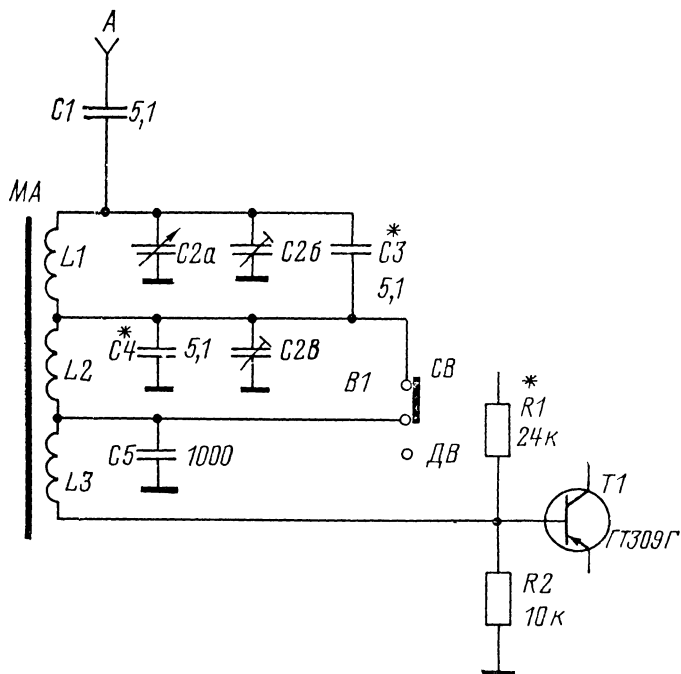


Рис. 10.4

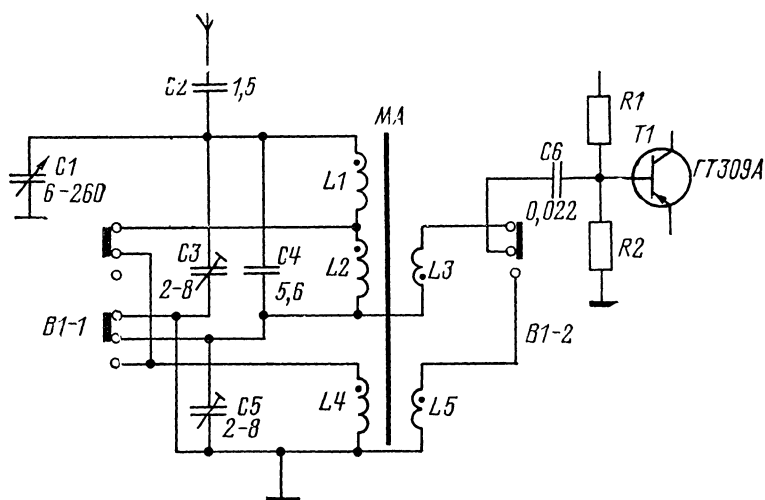


Рис. 10.5

ферритовом сердечнике М400НН (16×4×125 мм). На сердечнике размещены катушки L_1 (СВ) и L_3 (ДВ). Трансформаторная связь входного контура с транзистором Т1 осуществляется с помощью катушек связи L_2 и L_4 . В положении переключателя В1, соответствующем диапазону ДВ, катушки L_1 и L_3 соединяются последовательно; к транзистору Т1 подключается катушка связи L_4 , а к конденсатору C_n (блока КПЕ)—подстроечный конденсатор С2. В положении переключателя В1, соответствующем диапазону СВ (как на рис. 10.3), катушка L_3 закорачивается, к транзистору Т1 подключается катушка связи L_2 , а к конденсатору C_n —подстроечный конденсатор С3. Намоточные данные катушек: L_1 —63 в; L_2 —6 в; L_3 —240 в; L_4 —20 в. Катушка L_1 намотана проводом ЛЭШО 7××0,07, а остальные—проводом ПЭВ-2 0,16.

На рис. 10.4 изображена схема входной цепи двухдиапазонного приемника «Нейва-М». ФА выполнена на прямоугольном ферритовом сердечнике М400НН (20×3×100 мм). На сердечнике размещены катушки L_1 (СВ) и L_2 (ДВ). Связь входного контура с транзистором Т1 осуществляется с помощью катушки L_3 и конденсатора С5. Такая комбинированная связь упрощает коммутацию и уменьшает зависимость коэффициента передачи входной цепи от частоты настройки. В диапазоне ДВ катушки L_1 и L_2 соединяются последовательно, а в диапазоне СВ (соответствует положению переключателя В1 на рис. 10.4) катушка L_2 закорачивается. Намоточные данные катушек: L_1 —80 в ЛЭШО 10×0,07; L_2 —240 в ПЭВ-1 0,09; L_3 —4 в ПЭЛШО 0,12.

На рис. 10.5 приведена схема входной цепи приемника «Рига-301А». ФА выполнена на цилиндрическом ферритовом стержне М600НН (8×140 мм). На нем размещены катушки: длинноволновая (L_4), две средневолновых (L_1 и L_2) и две для связи с транзистором Т1 (L_3 и L_5). В положении переключателя В1, соответствующем диапазону ДВ, катушки L_1 , L_2 и L_4 соединяются последовательно, а к транзистору Т1 подключается катушка связи L_5 . В диапазоне СВ (соответствует положению переключателя В1 на рис. 10.5) катушка L_4 подключается параллельно катушке L_2 , а к транзистору Т1 подключается катушка связи L_3 . Намоточные данные катушек: L_1 —60 в; L_2 —33 в; L_3 —7 в; L_4 —7×36 в; L_5 —21 в. Все катушки намотаны проводом ПЭВ-2 0,18.

10.2.2. Одноконтурные входные цепи с открытой антенной

При использовании открытой антенны (внешней или телекопической) контур входной цепи нагружается кроме усилительного прибора (транзистора Т1) также и антенной. В связи с этим для уменьшения влияния параметров антенны (R_A

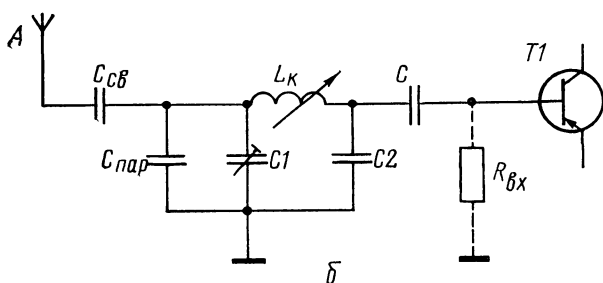
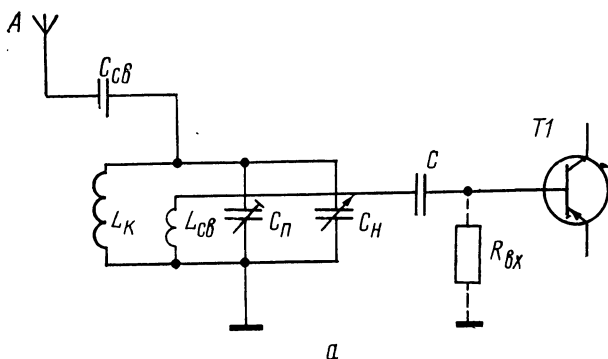


Рис. 10.6

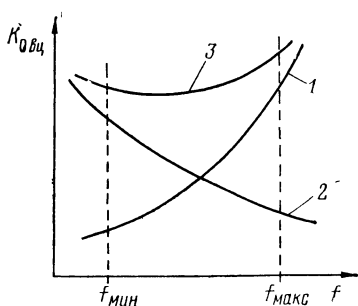


Рис. 10.7

и C_A) на селективность и частоту настройки входной цепи требуется ослабить связь входного контура с антенной.

Степень связи контура входной цепи с антенной определяется с помощью коэффициента a_A — «трансформирующего множителя», численно равного отношению ЭДС, вносимой из антенной цепи в контур (E'_A), к величине ЭДС в антенне (E_A). Величина коэффициента a_A определяется видом связи, а его частотная зависимость

существенно влияет на коэффициент передачи входной цепи.

Резонансный коэффициент передачи входной цепи с открытой антенной ($K_{0\text{ вц}}$) зависит от a_A , эквивалентной добротности контура входной цепи, нагруженного со стороны как антен-

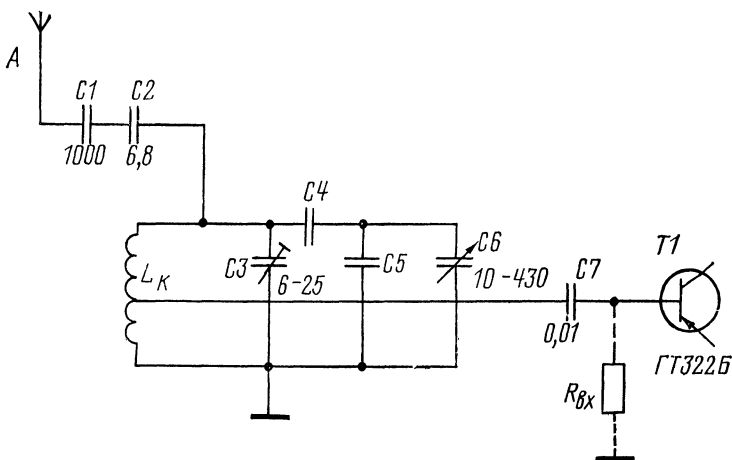


Рис. 10.8

ны, так и транзистора Т1 (Q_2), и от степени связи контура с Т1 (p_1): $K_0 \text{ вц} = a_A Q_2 p_1$.

Для ослабления связи входного контура с антенной используются различные виды связи: внешняя емкостная, трансформаторная, автотрансформаторная и комбинированная.

Внешняя емкостная связь с антенной (рис. 10.6,а) осуществляется с помощью конденсатора связи $C_{св}$, включаемого в цепь антенны. Для малого влияния параметров антенны (R_A , C_A) емкость $C_{св}$ выбирается также малой — в пределах 5—10 пФ. При такой связи с антенной трансформирующий множитель $a_A \cong C_{св}/C_K$ (где C_K — полная емкость входной цепи). При перестройке контура входной цепи с помощью КПЕ изменяется C_K и за счет этого изменяется и a_A . В результате резонансный коэффициент передачи входной цепи ($K_0 \text{ вц}$) изменяется пропорционально квадрату частоты (кривая 1 на рис. 10.7). Это ограничивает применение внешней емкостной связи. Такая связь используется в основном для растянутых КВ поддиапазонов, имеющих небольшой коэффициент перекрытия $K_{пд}$, а также в автомобильных радиоприемниках.

В автомобильных радиоприемниках (рис. 10.6, б) емкость штыревой части антенны (C_A) имеет величину 12 пФ (нормируется ГОСТ 17692—72); а в емкость $C_{пар}$ (≤ 75 пФ) входит суммарная емкость соединительного кабеля и антенны. В составе колебательного контура входной цепи — переменная индуктивность L_K и емкость $C_{пар}$, $C1$ и $C2$. Для связи такого П-образного контура с транзистором используются различные виды емкостной связи.

Примеры практической реализации одноконтурной входной

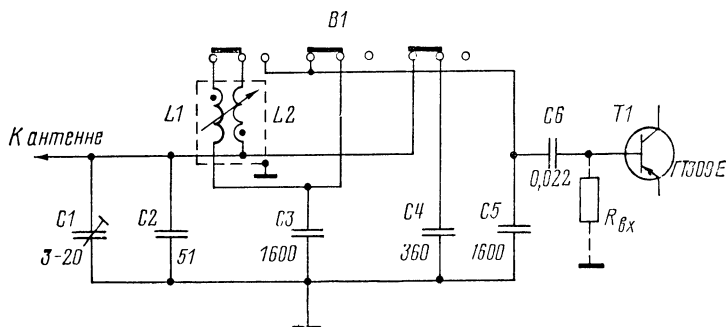


Рис. 10.9

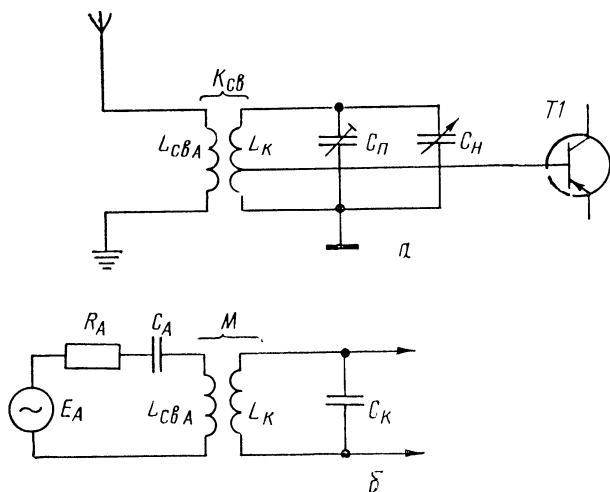


Рис. 10.10

цепи с внешней емкостной связью приведены на рис. 10.8 и 10.9.

На рис. 10.8 изображена схема входной цепи радиоприемника «Рига-101» для поддиапазонов: КВІ (9,4—12,1 МГц); КВІІ (5,65—7,4 МГц) и КВІІІ (3,95—5,75 МГц). Конденсатор связи с антенной C_2 имеет (на всех поддиапазонах) емкость 6,8 пФ. Конденсатор C_1 защищает входную цепь приемника при попадании на наружную антенну высокого напряжения. Связь входного контура с транзистором УРЧ (Т1) на всех поддиапазонах — автотрансформаторная, осуществляемая с помощью отвода от контурной катушки. Для каждого поддиапазона используется отдельная контурная катушка L_k . Коммутация при переключении диапазонов на схеме не показана.

Нам точные данные катушек и емкостей конденсаторов C_4 и C_5 для разных поддиапазонов — для КВ I: $L_k = 14$ в (отвод от 11 в) ПЭЛО 0,38; $C_4 = 180$ пФ; $C_5 = 100$ пФ; для КВ II: $L_k = 20$ в (16 в) ПЭЛО 0,18; $C_4 = 240$ пФ; $C_5 = 110$ пФ; для КВ III: $L_k = 26$ в (22 в) ПЭЛО 0,18; $C_4 = 470$ пФ; $C_5 = 100$ пФ.

На рис. 10.9 приведена схема входной цепи двухдиапазонного автомобильного приемника «А-370». В диапазоне ДВ (соответствует положению переключателя В1 на рис. 10.9) обе катушки ферровариометра L_1 и L_2 включаются последовательно, а в диапазоне СВ катушка L_1 отключается. Обе катушки (L_1 и L_2) имеют по 220 в провода ПЭВ-1 0,1 и расположены на сердечнике М600НН-ЗСС (3,5×30 мм).

Трансформаторная связь с антенной (рис. 10.10, а) осуществляется с помощью катушки $L_{св А}$, индуктивно связанной с контурной катушкой L_k . Коэффициент связи между катушками ($\kappa_{св}$) зависит от их расположения.

Емкость антенны (C_A) и индуктивность катушки связи (рис. 10.10, б) образуют колебательный контур с резонансной частотой $f_{0А}$. Благодаря этому при трансформаторной связи коэффициент a_A зависит от соотношения частот: настройки входного контура (f_c) и $f_{0А}$. В результате резонансный коэффициент передачи входной цепи $K_{0 вц}$ будет изменяться при перестройке входного контура. Для снижения частотной зависимости $K_{0 вц}$ используется режим «удлинения» антенной цепи, при котором частота $f_{0 А}$ меньше минимальной частоты диапазона $f_{0 мин}$. Обычно коэффициент удлинения $\kappa_{уд} = f_{0 А} / f_{0 мин}$ выбирается в пределах 0,3—0,7. Индуктивность $L_{св А}$ и резонансный коэффициент передачи $K_{0 вц}$ могут быть определены с помощью приведенных ниже формул.

$$f_{0 А} (\text{МГц}) = \kappa_{уд} f_{с.мин} (\text{МГц}); \quad (10.1)$$

$$L_{св А} (\text{мкГ}) = \frac{2,53 \cdot 10^4}{C_{А(пФ)} f_{0 А}^2 (\text{МГц})}; \quad (10.2)$$

$$a_A = \kappa_{св} \sqrt{\frac{L_k}{L_{св А}}} \frac{1}{(1 - \kappa_{уд})^2}; \quad (10.3)$$

$$K_{0 вц} = a_A Q_3 p_1. \quad (10.4)$$

В режиме удлинения $K_{0 вц}$ снижается на ВЧ конце диапазона (кривая 2 на рис. 10.7), а не возрастает, как это имеет место при внешней емкостной связи (кривая 1). При уменьшении $\kappa_{уд}$ зависимость $K_{0 вц}$ от частоты уменьшается, однако при этом возрастает индуктивность $L_{св А}$.

В качестве примера практического выполнения трансформаторной связи с антенной на рис. 10.11 изображена схема входной цепи радиоприемника «Родина-68» (без цепей коммутации). При этом схема (рис. 10.11, а) соответствует диапазо-

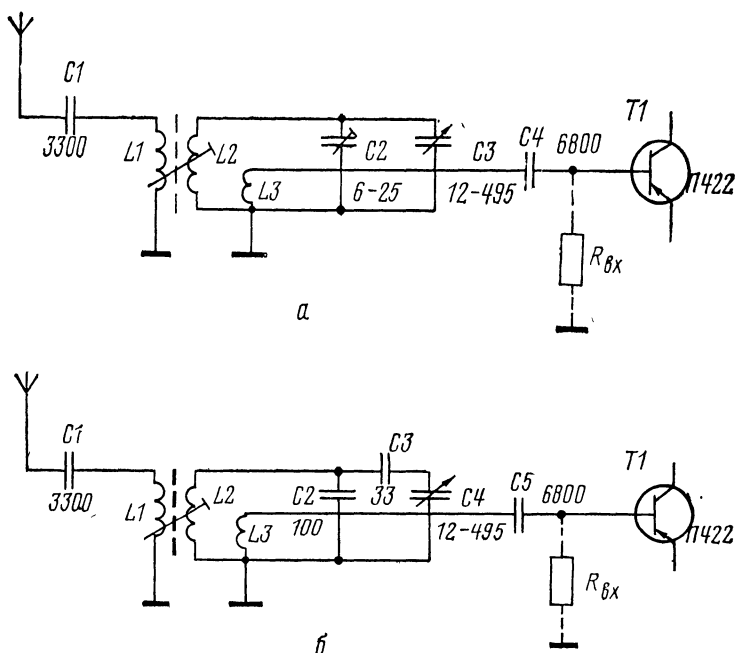


Рис. 10.11

нам ДВ и СВ, а схема (рис. 10.11, б) — диапазону КВ. Для всех диапазонов в цепь антенны включается катушка связи $L1$, а для связи с транзистором преобразователя частоты ($T1$) используется катушка $L3$. Конденсатор $C1$ в цепи антенны защищает входную цепь приемника при попадании на наружную антенну высокого напряжения. Диапазон КВ разделен на три поддиапазона: КВ I (11,6—12,1 МГц); КВ II (9,3—9,8 МГц) и КВ III (3,95—7,4 МГц). Намоточные данные катушек для всех диапазонов приведены в табл. 10.1.

Сердечники катушек ДВ и СВ — М600НН-ЗСС-2,86×14 мм, КВ — М100НН-ЗСС-2,86×14 мм. В поддиапазоне КВ III конденсатор $C3$ (рис. 10.11, б) исключается из схемы, а параллельно конденсатору $C2$ подключается конденсатор 6—25 пФ.

Комбинированная связь с антенной (рис. 10.12, а) представляет собой сочетание двух связей с различным характером частотной зависимости — трансформаторной (за счет катушки $L_{св}$ а) и внешней емкостной (за счет конденсатора связи $C_{св}$).

В результате (кривая 3 на рис. 10.7) достигается незначительное изменение K_0 вц в пределах поддиапазона.

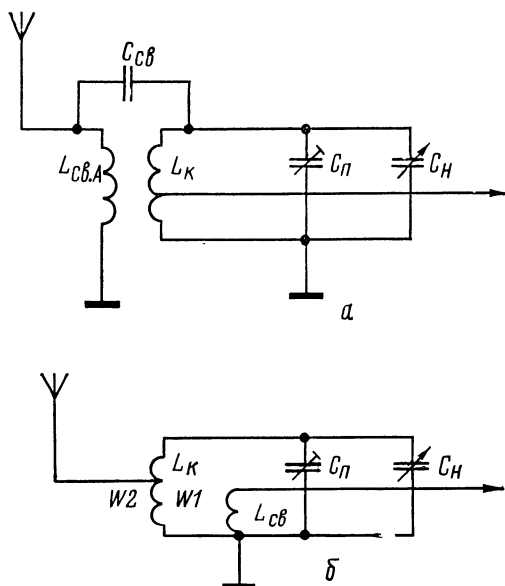


Рис. 10.12

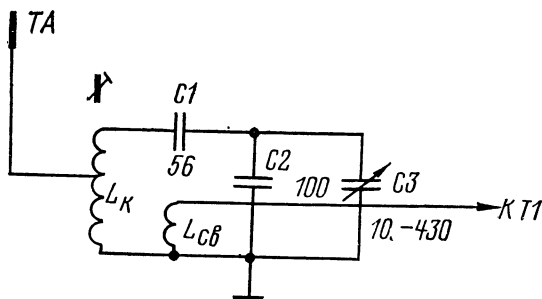


Рис. 10.13

Автотрансформаторная связь с антенной (рис. 10.12, б) используется в основном для связи с телескопическими антеннами в переносных радиоприемниках. В этом случае значение коэффициента a_A определяется положением отвода от контурной катушки: $a_A \cong \omega_2 / \omega_1$.

На рис. 10.13 приведен пример практического выполнения автотрансформаторной связи с антенной: схема входной цепи радиоприемника «Океан» для одного из растянутых КВ под-

Таблица 101

Диапазон	Количество витков и диаметр провода		
	L1	L2	L3
ДВ	3×505 в ПЭВ-1 0,08	2×250 в ПЭВ-1 0,08	20,5 в ПЭЛО 0,15
СВ	2×180 в ПЭВ-1 0,08	2×75 в ЛЭ 3×0,06	8,5 в ПЭЛО 0,15
КВШ	30 в ПЭВ-1 0,1	16,7 в ПЭЛО 0,15	3,5 в ПЭЛО 0,15
КВШ	50 в ПЭВ-1 0,1	14,7 в ПЭЛО 0,27	2,5 в ПЭЛО 0,15
КВ	35 в ПЭВ-1 0,1	10,7 в ПЭЛО 0,41	1,5 в ПЭЛО 0,15

диапазонов (25 м): Для связи с телескопической антенной (ТА) сделан отвод от контурной катушки L_k . Связь с транзистором УРЧ (Т1) — трансформаторная, с помощью катушки $L_{св}$. Намоточные данные катушек: L_k — 10 в (отвод от 7,5 в) ПЭЛШО 0,2; $L_{св}$ — 1,5 в ПЭЛШО 0,1. Сердечник М100НН-2СС-2,86×12 мм.

10.2.3. Двухконтурные входные цепи

В диапазонах ДВ и СВ высококачественных радиовещательных приемников (высшего и I классов) применяются двухконтурные входные цепи. Оба контура за счет связи между ними образуют перестраиваемый полосовой фильтр. Селективные свойства таких входных цепей существенно улучшаются (по сравнению с одноконтурными): возрастает селективность и расширяется полоса пропускания. Первый контур такого фильтра нагружается антенной, а второй — транзистором УРЧ.

Резонансный коэффициент передачи двухконтурной входной цепи ($K_{0\text{ вц}}$) определяется кроме эквивалентной добротности контуров Q , трансформирующим множителем a_A (характери-

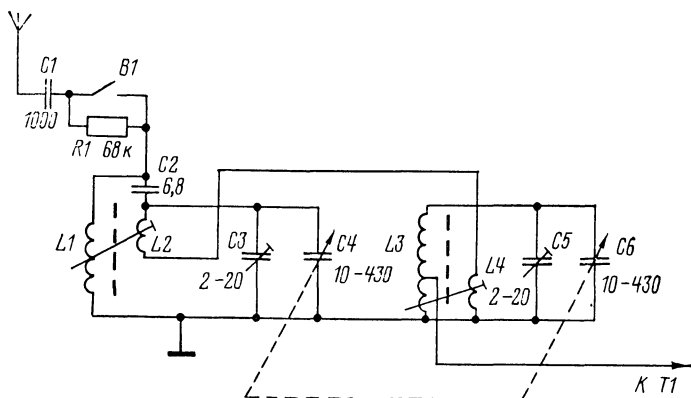


Рис. 10.14

зующим связь первого контура с антенной), коэффициентом включения p_1 (характеризующим связь второго контура с транзистором) и параметром связи $\eta_{св}$ (характеризующим связь контуров между собой):

$$K_{0\text{ вц}} = a_A Q_3 \frac{\eta_{св}}{1 + \eta_{св}^2} p_1.$$

На рис. 10.14 изображена схема входной цепи радиолы «Рига-101» для диапазонов ДВ и СВ (без цепей коммутации), которая содержит двухконтурный полосовой фильтр. Связь первого контура с антенной — комбинированная (за счет катушки L_1 и конденсатора C_2). Связь второго контура с транзистором УРЧ (Т1) — автотрансформаторная, благодаря отво-

Таблица 10.2

Диа- пазон	Количество витков и диаметр провода			
	L_1	L_2	L_3	L_4
ДВ	450×3 в	252×2 в	117×4 в (отвод от 428 в)	13 в
	ПЭВ-1 0,09	ПЭВ-1 0,09	ПЭВ-1 0,09	ПЭВ-1 0,09
СВ	240±280 в	46×3 в	42+40+40+12 в (отвод от 112 в)	
	ПЭВ-1 0,09	ПЭВ-1 5×0,06	ПЭВ-1 5×0,06	7 в ПЭВ-1 0,09

Примечание. Сердечники всех катушек — М600НН-2СС-2,86××14 мм.

ду от катушки L_3 . Связь между контурами — трансформаторная (за счет катушки L_4).

При приеме близко расположенных станций в положении «местный прием» одновременно с расширением полосы пропускания тракта промежуточной частоты (см. 12.2.1) снижается чувствительность приемника. Для этого в цепь антенны включается (с помощью $B1$) резистор $R1$.

Намоточные данные катушек приведены в табл. 10.2.

В положении «МА» используется внутренняя магнитная (ферритовая) антенна. При этом вместо катушки L_2 первого контура включается соответствующая катушка ФА. Намоточные данные этих катушек: ДВ — 187 в ПЭВ-1 0,12; СВ — 55 в ПЭВ-1 $5 \times 0,06$. Ферритовый стержень — М400НН 8×160 мм.

10.3. УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ (УРЧ)

В УРЧ АМ тракта используются каскады двух типов: апериодические и резонансные. Нагрузкой резонансных каскадов служит перестраиваемый (диапазонный) колебательный контур, а апериодических — резистор. Различаются каскады УРЧ: регулируемые — охваченные действием АРУ — и нерегулируемые.

10.3.1. Апериодические каскады

Типовая схема апериодического каскада приведена на рис. 10.15, а. Основными элементами каскада являются: транзистор $T1$ по схеме ОЭ и резистор R_c , используемый в качестве коллекторной нагрузки. Резисторы R_{b1} , R_{b2} , R_E , R_ϕ и конденсаторы C_E , C_ϕ являются элементами цепей питания (см. 9.2.2). Конденсатор C_{p1} используется при трансформаторной (или автотрансформаторной) связи каскада с входной цепью. Наличие такого разделительного конденсатора предотвращает замыкание базовой цепи транзистора для постоянного тока через катушку связи $L_{св}$ (показанную на рисунке пунктиром) или катушку входного контура. Конденсатор C_{p2} используется для связи с последующим каскадом (на транзисторе $T2$). Входное сопротивление этого каскада ($R_{вх}$) и его входная емкость ($C_{вх}$) также показаны пунктиром.

Коэффициент усиления каскада ($K_{урч}$) зависит от крутизны транзистора (S) и сопротивления нагрузки Z_n .

Крутизна S определяется током покоя транзистора $T1$. При выборе этого транзистора и его режима исходят в первую очередь из условия обеспечения минимального коэффициента шума $F_{ш}$.

Сопротивление нагрузки Z_n в диапазоне усиливаемых частот зависит не только от сопротивления R_c , но и от параллельно подключенных к нему сопротивления R_0 и емкости C_0 . Сопротивление R_0 включает $R_{вх}$ и выходное сопротивление тран-

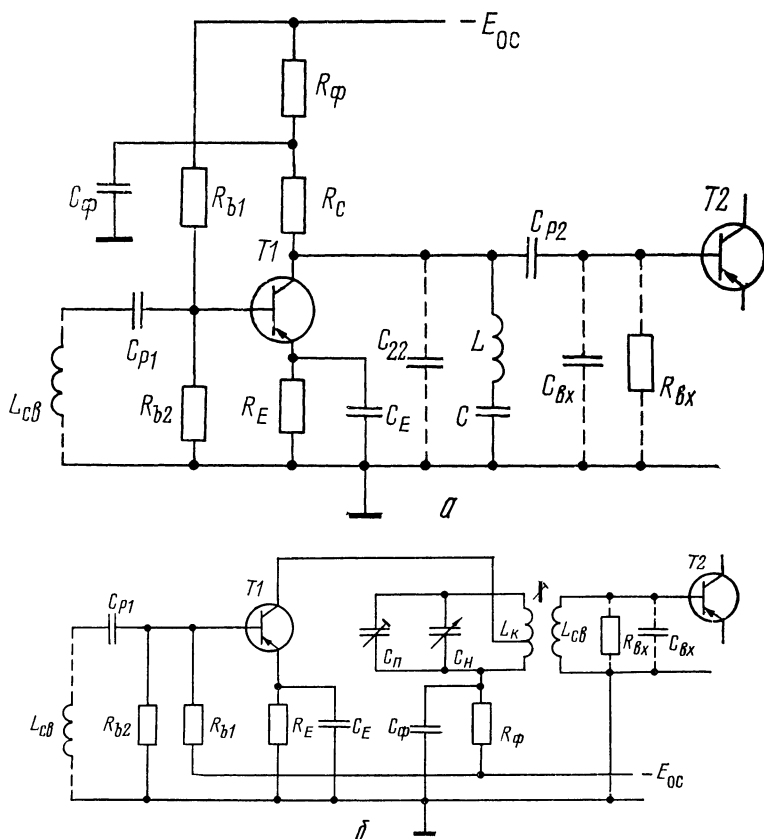


Рис. 10.15

зистора Т1 (R_{22}), а емкость C_0 — $C_{вх}$, выходную емкость транзистора Т1 (C_{22}) и емкость монтажа (C_m). За счет емкости C_0 сопротивление Z_n становится частотнозависимым, уменьшаясь с ростом частоты. От УРЧ в тракте АМ обычно не требуется получения большого усиления ($K_{урч} < 10$). Поэтому сопротивление R_c выбирается малым, порядка сотен Ом. При таких значениях R_c влияние R_0 и C_0 в диапазоне ДВ и СВ оказывается незначительным и практически $K_{урч} \cong S R_c$. При использовании апериодических каскадов в диапазоне КВ для уменьшения влияния C_0 дополнительно применяется ВЧ коррекция, для чего последовательно с R_c включается корректирующий дроссель.

Если входная цепь не обеспечивает заданного ослабления канала промежуточной частоты, в УРЧ предусматриваются

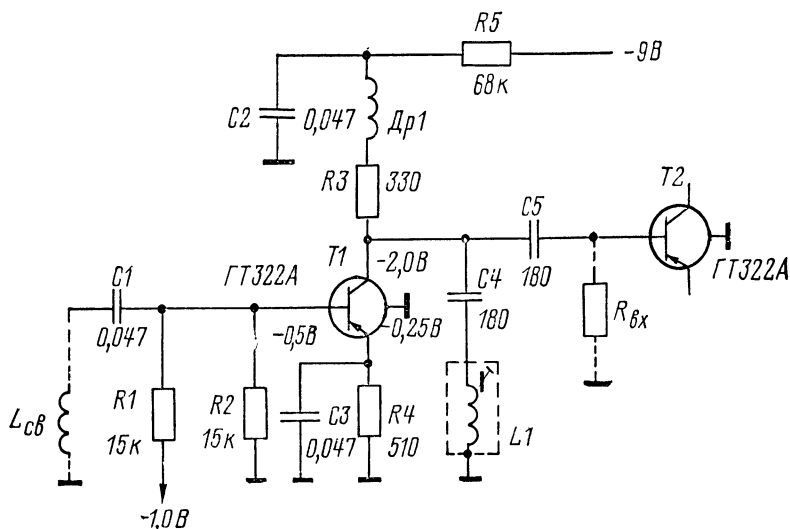


Рис. 10.16

дополнительные меры для его ослабления. Одной из таких мер является применение фильтра LC (рис. 10.15, а), настроенного на промежуточную частоту ($f_{пч}$) и включенного параллельно нагрузке. Ослабление, создаваемое таким фильтром для сигнала с частотой, равной $f_{пч}$, повышается при увеличении емкости C и добротности катушки Q .

На рис. 10.16 приведена практическая схема апериодического каскада УРЧ радиоприемника II класса «Геолог». Каскад является широкополосным и обеспечивает усиление для всех диапазонов — ДВ, СВ и КВ. При переходе с одного диапазона на другой коммутируется только катушка связи с входным контуром ($L_{св}$). Сопротивление коллекторной нагрузки (R_3) выбрано 330 Ом, а дроссель (Др1), имеющий индуктивность 1 мкГ, используется для ВЧ коррекции. Остальные элементы схемы — типовые. Каскад нерегулируемый; напряжение для смещения базы подается через резистор R_1 от отдельного стабилизированного источника. Намоточные данные катушек: L_1 — 180 в ПЭВТЛ-1 0,12; сердечник М600НН-3СС-2,86×12 мм; Др1 — 22 в ПЭВТЛ-1 0,12.

10.3.2. Резонансные каскады

Типовая схема резонансного каскада изображена на рис. 10.15, б. Основными элементами каскада являются: транзистор T_1 по схеме ОЭ и одиночный колебательный контур, исполь-

зуемый в качестве нагрузки. Колебательный контур каскада должен быть идентичным контуру входной цепи, так как оба контура перестраиваются с помощью одинаковых КПЕ (C_H). Назначение резисторов R_{b1} , R_{b2} , R_E , R_F и конденсаторов C_E , C_F и C_{p1} такое же, как и для аperiodического каскада. Вид связи транзисторов Т1 и Т2 с колебательным контуром может быть различным. На рис. 10.15, б связь Т2 с контуром — трансформаторная (с помощью катушки связи $L_{св}$), а связь Т1 — авто- трансформаторная.

Резонансный коэффициент усиления каскада ($K_{0\text{ урч}}$) зависит от крутизны транзистора (S), эквивалентного сопротивления нагруженного колебательного контура ($R_{0\text{еэ}}$) и коэффициентов включения контура: в выходную цепь транзистора Т1 (p_2) и во входную цепь транзистора Т2 ($p_{1\text{сл}}$):

$$K_{0\text{ урч}} = S R_{0\text{еэ}} p_2 p_{1\text{сл}}.$$

Крутизна S определяется током покоя транзистора Т1. При выборе этого транзистора и его режима, так же как и для аperiodического каскада, исходят в первую очередь из условия получения минимального коэффициента шума.

Связь транзисторов Т1 и Т2 с контуром делается слабой для повышения селективности и обеспечения устойчивости. Для этого p_2 и $p_{1\text{сл}}$ выбираются малыми.

Эквивалентное сопротивление колебательного контура, нагруженного двумя транзисторами ($R_{0\text{еэ}}$), при перестройке его в пределах поддиапазона будет изменяться пропорционально частоте настройки. Коэффициенты включения p_2 и $p_{1\text{сл}}$ в случае трансформаторной или автотрансформаторной связи от частоты не зависят. Для этих видов связи $K_{0\text{ урч}}$ будет изменяться в пределах поддиапазона так же, как и $R_{0\text{еэ}}$, — пропорционально частоте настройки. Такая неравномерность изменения $K_{0\text{ урч}}$ дает возможность скомпенсировать неравномерность изменения $K_{0\text{ вц}}$ (например, при трансформаторной связи в режиме удлинения). Изменение $K_{0\text{ урч}}$ при переходе с одного поддиапазона на другой, вызываемое неодинаковыми значениями $R_{0\text{еэ}}$, можно скомпенсировать выбором значений p_2 или $p_{1\text{сл}}$ для этих поддиапазонов.

При переключении приемника с одного поддиапазона на другой (с помощью переключателя диапазона) производится коммутация соответствующих элементов контуров; кроме конденсатора настройки C_H переключаются L_H , C_H и элементы связи. В растянутых КВ диапазонах переключаются также дополнительные конденсаторы (параллельный и последовательный), подключаемые к C_H .

На рис. 10.17—10.19 приведены некоторые практические схемы УРЧ промышленных радиовещательных приемников.

На рис. 10.17 изображена схема однокаскадного УРЧ приемника II класса «Океан». Каскад является резонансным на

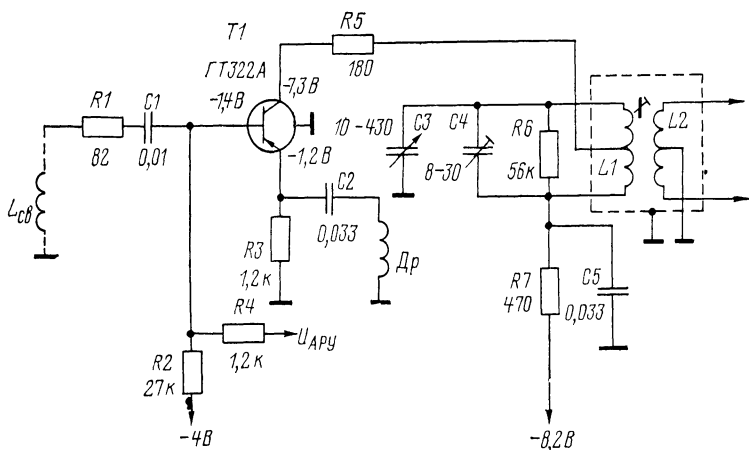


Рис. 10.17

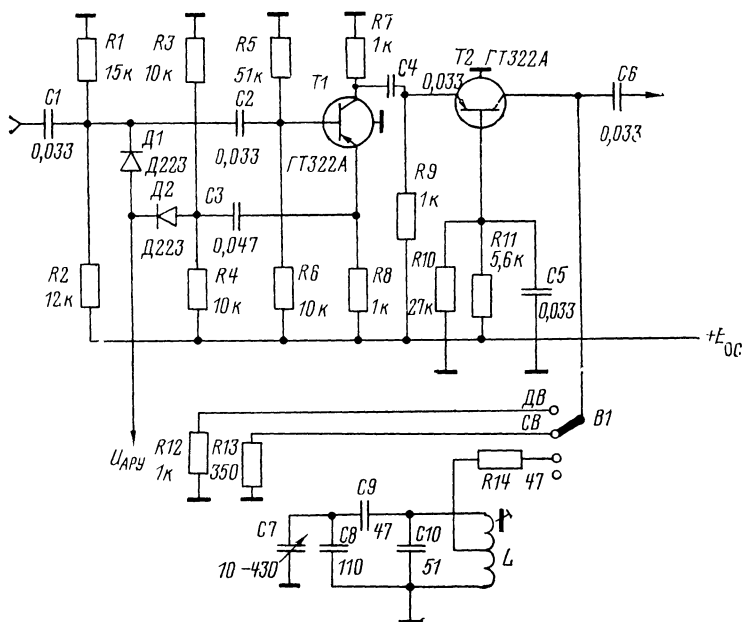


Рис. 10.18

всех диапазонах — ДВ, СВ и КВ. Схема, приведенная на рис. 10.17 (без элементов коммутации), соответствует диапазону ДВ. Связь колебательного контура с транзистором Т1 — автотрансформаторная, а связь с последующим каскадом — диодным балансным смесителем (рис. 10.22) осуществляется с помощью катушки L_2 , имеющей вывод от средней точки. Каскад — регулируемый; управляющее напряжение АРУ подается на базу Т1 через резистор R_4 . Начальное напряжение смещения базы подается через резистор R_2 от отдельного стабилизированного источника. Для повышения устойчивости в цепи базы и коллектора транзистора Т1 включены резисторы R_1 и R_5 . В цепь эмиттера Т1 включается фильтр (конденсатор C_2 и дроссель Dp), создающий последовательную частотно-зависимую обратную связь. За счет такой связи компенсируется неравномерность изменения $K_{0\text{ урч}}$ по диапазону и одновременно повышается селективность по дополнительным каналам приема. При переходе с одного поддиапазона на другой индуктивность дросселя изменяется. Резистор R_6 , подключенный параллельно контуру, используется для получения требуемой полосы пропускания. Намоточные данные катушек (для ДВ): L_1 — $274+50$ в ПЭВ-2 0,08; сердечник М600НН-3СС-2,86×12 мм; L_2 — 8+9+8 в в 2 провода ПЭЛШО 0,1.

На рис. 10.18 приведена схема УРЧ радиолы высшего класса «Виктория-001». УРЧ содержит каскад, выполненный по каскодной схеме (ОЭ—ОБ), на транзисторах Т1 и Т2. По постоянному току оба транзистора включены параллельно. Резисторы R_5 — R_{11} , а также конденсаторы C_4 и C_5 являются элементами цепей питания. Конденсатор C_6 используется для связи с последующим каскадом — балансным смесителем (рис. 10.23). Каскад УРЧ в диапазонах ДВ и СВ является апериодическим — в качестве нагрузки используются резисторы R_{12} (на ДВ) и R_{13} (на СВ). В диапазоне КВ каскад является резонансным: в качестве нагрузки подключается колебательный контур, соответствующий выбранному поддиапазону. На рис. 10.18 изображена упрощенная схема коммутации; при этом контур показан для поддиапазона «25 м». Связь контура с транзисторами (Т2 и последующего каскада) — автотрансформаторная при одинаковых коэффициентах включения ($p_2 = p_{1сл}$). Для повышения устойчивости в цепь коллектора Т2 включается резистор R_{14} . Каскад УРЧ — регулируемый; при этом АРУ осуществляется без изменения режимов транзисторов, с помощью управляемого аттенуатора на диодах Д1 и Д2 (см. 12.2.2). Намоточные данные катушки L (для «25 м»): 14,5 в (отвод от 10,5 в) ПЭЛО 0,27; сердечник М100НН-2СС-2,8×12 мм.

На рис. 10.19 изображена схема каскада УРЧ автомобильного радиоприемника «А-370», работающего в диапазонах ДВ и СВ. Колебательный контур каскада содержит катушку фер-

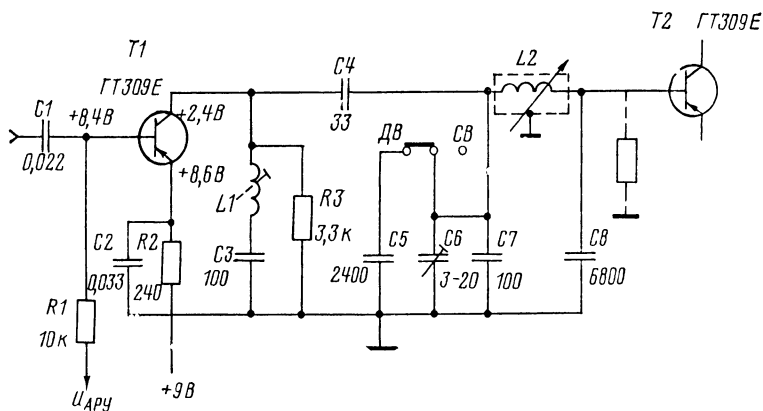


Рис. 10.19

ровариометра $L2$ и конденсаторы $C5$, $C6$, $C7$, $C8$. При переходе на СВ конденсатор $C5$ отключается. Связь контура с транзистором $T1$ осуществляется за счет конденсатора $C4$, а с транзистором $T2$ (преобразователя частоты) — с помощью конденсатора $C8$. Постоянное напряжение на коллектор $T1$ подается через резистор $R3$. Фильтр $L1C3$ используется для ослабления канала промежуточной частоты. Каскад — регулируемый; напряжение АРУ подается через резистор $R1$ на базу $T1$. Для создания начального смещения базы используется резистор $R2$ (блокированный конденсатором $C2$). Связь с входной цепью приемника (см. рис. 10.9) осуществляется с помощью конденсатора $C1$. Намоточные данные катушек: $L1$ — 105×3 в ЛЭ $3 \times 0,06$; сердечник М600НН-3СС- $2,86 \times 12$ мм; $L2$ — 220 в ПЭВ-1 0,1; сердечник М600НН-3СС- $3,5 \times 30$ мм.

10.4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователи частоты разделяются в зависимости от разновидности их смесительной и гетеродинной частей.

Смесительные части преобразователей частоты бывают простыми и балансными. **Простые преобразователи частоты** в радиовещательных приемниках содержат один транзистор (биполярный или полевой). **Балансные преобразователи частоты** содержат несколько диодов или транзисторов, которые могут быть включены по различным схемам и делятся в зависимости от применяемого полупроводникового прибора на диодные и транзисторные.

Преобразователи частоты бывают: с отдельным гетероди-

ном и генерирующие (или автодинные). В простых преобразователях частоты с отдельным гетеродином используются два транзистора: один — в смесителе, а второй — в гетеродине. При этом для каждого транзистора может быть выбран наиболее благоприятный режим: в одном — для преобразования частоты, а в другом — для генерации колебаний. Применение отдельного гетеродина, кроме того, дает возможность уменьшить взаимное влияние цепей сигнала и гетеродина, а также повысить стабильность частоты гетеродина. В простых генерирующих преобразователях частоты один и тот же транзистор совмещает функции смесителя и гетеродина. За счет такого совмещения параметры преобразователя частоты ухудшаются. Поэтому простые генерирующие преобразователи частоты применяются только в диапазонах ДВ и СВ радиоприемников невысокого класса, в которых необходимо уменьшать число транзисторов и к которым предъявляются невысокие требования. Для диодных балансных преобразователей частоты требуется обязательно отдельный гетеродин. Транзисторные балансные преобразователи частоты, так же как и простые преобразователи, бывают с отдельным гетеродином и генерирующие. При этом применение отдельного гетеродина дает те же преимущества: возможность выбрать оптимальный режим для смесительной и гетеродиной частей и др.

10.4.1. Смесительная часть преобразователей частоты

Смесители, используемые в простых преобразователях частоты, а также смесительная часть преобразователей частоты с генерирующим гетеродином содержат транзистор и частотно-селективную цепь (ЧСЦ), частота настройки которой соответствует промежуточной частоте ($f_{пч}$). В зависимости от способа построения тракта промежуточной частоты (см. 10.5) в качестве ЧСЦ простых смесителей используют двухконтурные полосовые фильтры или ФСС. Такие смесители могут рассматриваться в качестве условных усилительных каскадов, входящих в тракт промежуточной частоты.

Параметры транзистора, работающего в преобразовательном режиме, отличаются от режима усиления. Для биполярных транзисторов ориентировочно можно считать, что крутизна в преобразовательном режиме — крутизна преобразования ($S_{пр}$) снижается в 1,4—2,5 раза по сравнению с крутизной, определенной для режима усиления (S). Одновременно возрастают R_{11} и R_{22} (в 1,3—1,4 раза), а также коэффициент шума $F_{ш}$ (в 1,5—2 раза).

Типовая схема простого смесителя на биполярном транзисторе и с двухконтурным полосовым фильтром приведена на рис. 10.20. Схемы смесителей различаются по способу подачи

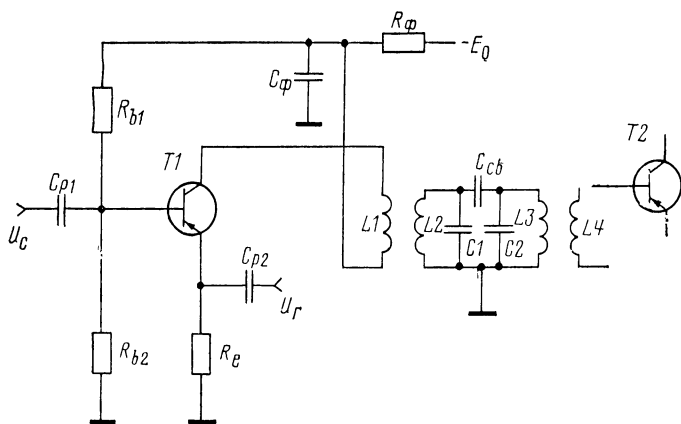


Рис. 10.20

напряжения сигнала и гетеродина на электроды транзистора Т1. Напряжение сигнала (U_c) обычно подается в цепь базы Т1 (как на рис. 10.20). При этом транзистор Т1 по отношению к предыдущей части схемы имеет большее входное сопротивление и упрощенную связь. Конденсатор C_{p1} используется в этом случае как разделительный. Напряжение гетеродина (U_r) вводится в цепь базы Т1 или в цепь его эмиттера (как показано на рис. 10.20). При подаче U_r в цепь эмиттера повышается устойчивость, так как снижается петлевое усиление для паразитной обратной связи, создаваемой трактом промежуточной частоты. Кроме того, если напряжение U_c подается в цепь базы, а U_r — в цепь эмиттера, то уменьшается взаимное влияние цепей преселектора и гетеродина. В приемниках невысокого класса вводят напряжение U_r в цепь базы, что дает возможность повысить усиление, создаваемое преобразователем частоты. В этом случае катушка связи гетеродина включается последовательно с катушкой связи цепи сигнала. Для нормальной работы преобразователя частоты напряжение U_c не должно превышать 10 мВ, а напряжение U_r — 100 мВ.

Усилительные свойства смесительной частоты простых преобразователей частоты рассматриваются в разделе 10.5. При этом резонансный коэффициент усиления смесителя $K_{0\text{ пр}}$, зависящий от крутизны преобразования $S_{\text{пр}}$, должен быть возможно большим и как можно меньше изменяться с изменением частоты настройки приемника.

Величина $S_{\text{пр}}$ зависит: от типа транзистора Т1, его режима по постоянному току (определяемого I_E), величины полного сопротивления в цепи эмиттера Т1 (за счет которого создается отрицательная обратная связь по переменному току), а также от напряжения гетеродина.

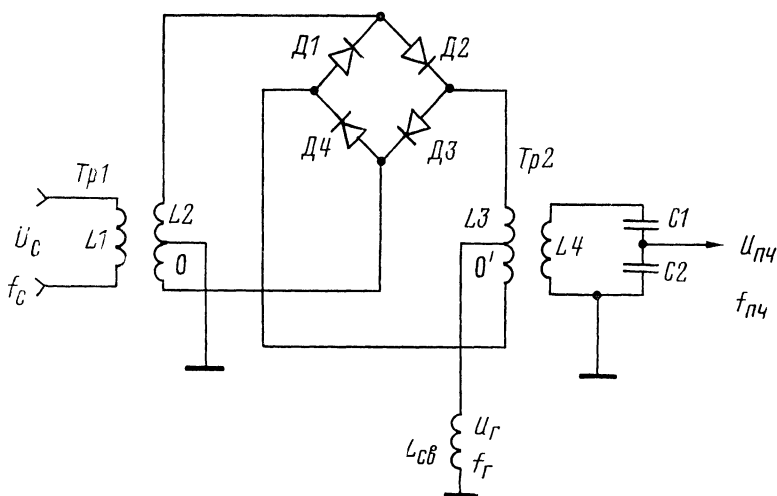


Рис. 10.21

При отсутствии УРЧ смесительная часть преобразователя частоты связана непосредственно с входной цепью приемника. В этом случае смеситель должен иметь малый коэффициент шума. Это учитывается при выборе транзистора и его режима по постоянному току. Установка рабочей точки транзистора и ее стабилизация обеспечиваются теми же методами, что и для усилительных каскадов (см. 9.2.2).

При перестройке гетеродина (в пределах поддиапазона), а также при переходе с одного поддиапазона на другой изменяется как напряжение гетеродина, так и величина сопротивления в цепи эмиттера Т1. Для постоянства $S_{\text{пр}}$ сопротивление R_e не блокируется конденсатором C_e (как обычно в усилительных каскадах). За счет создаваемой при этом отрицательной обратной связи $S_{\text{пр}}$ уменьшается, но ее величина стабилизируется. При увеличении напряжения гетеродина $S_{\text{пр}}$ увеличивается, однако при $U_{\text{Г}}$, превышающих 70—100 мВ, одновременно с возрастанием $S_{\text{пр}}$ создаются благоприятные условия для преобразования на гармониках гетеродина и возникают дополнительные каналы приема.

Практические схемы простых смесителей рассмотрены в разделе 10.5.

Смесительная часть **диодных балансных** преобразователей частоты, применяемых в высококачественных радиовещательных приемниках, выполняется обычно по кольцевой схеме (рис. 10.21), в которой цепь диодов Д1—Д4 образует кольцо с односторонней проводимостью. К одной диагонали такого кольца подается напряжение сигнала (через согласующий трансформа-

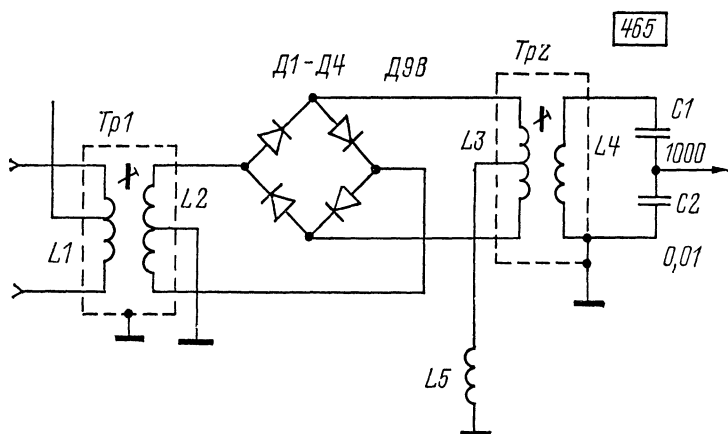


Рис. 10.22

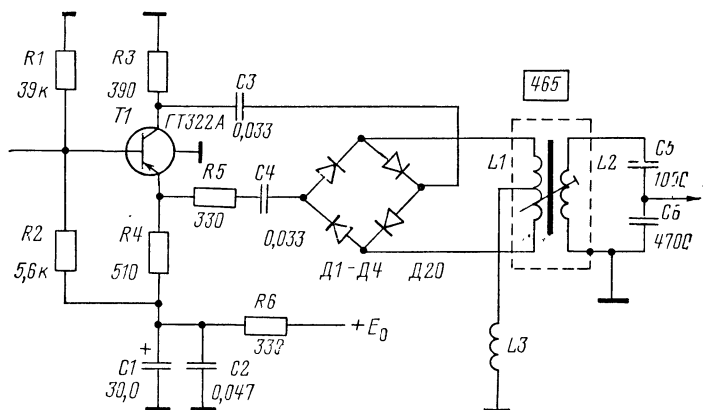


Рис. 10.23

тор $Tr1$), а к другой диагонали — через согласующий трансформатор $Tr2$ подключается ЧСЦ (одиночный колебательный контур). К средним точкам обмоток трансформаторов (0 и 0') через отдельную катушку связи $L_{св}$ подается напряжение гетеродина U_g . В системах, выполненных по кольцевой схеме, значительно снижается взаимная связь контуров сигнала и гетеродина, а также проникновение колебаний гетеродина во входную и выходную цепи преобразователя частоты.

На рис. 10.22 и 10.23 приведены некоторые практические схемы диодных балансных смесителей, используемых в промышленных радиовещательных приемниках.

Смеситель переносного радиоприемника «Океан» выполнен по кольцевой схеме (рис. 10.22). Согласующий трансформатор Тр1 входит в нагрузку каскада УРЧ (рис. 10.17). При переходе с одного поддиапазона на другой переключаются катушки $L1$, $L2$ и $L5$ (цепи коммутации на схеме не показаны). Намоточные данные катушек трансформатора Тр2 (настроенного на промежуточную частоту 465 кГц): $L3$ — 18 в (в 2 провода) ПЭЛШО 0,1; $L4$ — 72 в ПЭВ-2 0,1; сердечник М600НН-ЗСС-2,86×12 мм.

На рис. 10.23 изображена схема смесителя радиолы высшего класса «Виктория-001». В отличие от типовой кольцевой схемы (рис. 10.21) вместо согласующего трансформатора Тр1 используется каскад на транзисторе Т1 с разделенной нагрузкой ($R3$ — $R4$). Напряжение сигнала подается на базу Т1 от УРЧ (рис. 10.18), а напряжение гетеродина снимается с катушки связи $L3$, которая переключается при переходе с одного поддиапазона на другой. Намоточные данные катушек трансформатора Тр2, настроенного на промежуточную частоту 465 кГц: $L1$ — 19 в (в 2 провода) ПЭЛО 0,1; $L2$ — 104 в ЛЭП 5×0,06; сердечник М100НН-2СС-2,8×14 мм.

Смесительная часть **транзисторных балансных преобразователей** частоты выполняется обычно по схеме (рис. 10.24, а), в которой используются перемножительные свойства дифференциального усилителя (ДУ). На базы транзисторов дифференциальной пары (Т1 и Т2) подается напряжение сигнала (U_c), а на базу транзистора Т3 — напряжение гетеродина (U_r). Полученный в результате перемножения двух переменных напряжений (U_c и U_r) сигнал промежуточной частоты ($f_{пч}$) наводится во вторичной обмотке согласующего трансформатора Тр2. Первичная обмотка Тр2 используется в качестве контурной катушки одиночного колебательного контура, настроенного на промежуточную частоту ($f_{пч}$). В отличие от типовой схемы (рис. 10.20), где цепи сигнала и гетеродина связаны через переход база — эмиттер транзистора Т1, в схеме (рис. 10.24, а) связь этих цепей осуществляется за счет перехода коллектор — база транзистора Т3 и поэтому значительно ослаблена. В генерирующих преобразователях частоты такого типа транзистор Т3 совмещает функцию гетеродина (см. 10.4.2).

Практические схемы транзисторных балансных преобразователей частоты приведены в главе 14.

10.4.2. Гетеродинная часть преобразователей частоты

Для отдельных гетеродинов, используемых в высококачественных радиовещательных приемниках, наибольшее распространение получила **трехточечная схема с автотрансформаторной связью** (рис. 10.25). Основными элементами схемы являются:

транзистор Т1 с ОБ и колебательный контур гетеродина, содержащий катушку L_k , КПЕ (C_n), подстроечный конденсатор C_n и конденсаторы сопряжения $C1$ и $C2$. Резисторы R_{b1} , R_{b2} , R_{E1} , R_{E2} и R_ϕ , а также конденсаторы C_b и C_ϕ являются элементами цепей питания (см. 9.2.2). Конденсатор C_p используется в качестве разделительного, изолируя эмиттер Т1 от источника питания, а также как элемент цепи фазовой коррекции. Оптимальный режим самовозбуждения определяется положениями отвода «0» на контурной катушке L_k , а также выбором емкости конденсатора C_p . В некоторых случаях в цепь фазовой коррекции дополнительно включается конденсатор $C_{фк}$ (на рис. 10.25 показан пунктиром). Малые сопротивления $R1$ и $R2$, включаемые последовательно с коллектором и эмиттером Т1, служат в качестве антипаразитных — предотвращают возникновение паразитных колебаний на частоте, определяемой емкостями транзистора C_{11} и C_{22} и индуктивностями, присоединенными параллельно этим емкостям. Напряжение гетеродина подается на смеситель с помощью обмотки связи $L_{св}$, расположенной на контурной катушке L_k . Для сопряжения настроек контуров гетеродина и преселектора (см. 9.1.1) выбираются элементы сопряжения (индуктивности L_k и конденсаторов $C1$ и $C2$) и их регулировка.

В гетеродинах для выполнения требований постоянства частоты и амплитуды генерируемых колебаний и уменьшения содержания высших гармоник предусматривается ряд мер, зависящих от класса приемника. К этим мерам относятся: стабилизация рабочей точки транзистора (как в отношении изменения температуры, так и изменения питающих напряжений); ослабление связей контура гетеродина с транзистором, вносящим в контур активные и реактивные сопротивления и влияющим, таким образом, на частоту гетеродина; использование контурных катушек с высокой добротностью; температурная компенсация элементов контура гетеродина и др.

На рис. 10.26, а изображена схема гетеродина радиолы высшего класса «Виктория-001», в основном соответствующая типовой (рис. 10.25). Для стабилизации напряжения питания (E_0) предусмотрен диодный стабилизатор напряжения (СН), к которому подключены также цепи питания УРЧ (рис. 10.18) и смесителя (рис. 10.23). На схеме рис. 10.26 не показаны цепи коммутации, с помощью которых при переходе с одного поддиапазона на другой изменяются элементы схемы. Показанные соединения соответствуют диапазону ДВ. За счет резисторов $R1$ и $R2$ обеспечивается работа транзистора Т1 в линейном режиме и уменьшается содержание высших гармоник. Намоточные данные катушек (для ДВ): $L1$ — 6 в ПЭЛО 0,1; $L2$ — 172 в ЛЭП 5×0,06; сердечник М600НН-ЗСС-2,8×14 мм. При переходе к диапазону СВ изменяются: сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ ($R1=1$ кОм; $R2=47$ Ом); емкости конденсаторов сопря-

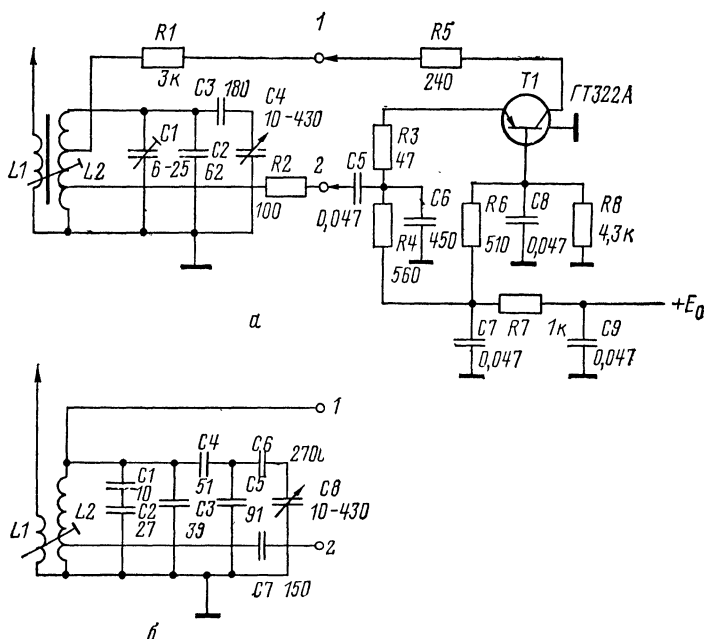


Рис. 10.26

жения ($C2=18$ пФ; $C3=470$ пФ); индуктивности катушек ($L1$ и $L2$). Их намоточные данные: $L1$ — 4 в ПЭЛО 0,1; $L2$ — 96 в (отводы от 72 и 91 в) ЛЭП $5 \times 0,06$; сердечник М600НН-ЗСС- $2,8 \times 14$ мм. При переходе к растянутым КВ поддиапазонам изменяется схема колебательного контура гетеродина (рис. 10.26, б), подключаемого к точкам 1 и 2. В диапазоне КВ резисторы $R1$ и $R2$ не включаются. Величины емкостей конденсаторов указаны на рис. 10.26, б для поддиапазона «25 м». Намоточные данные катушек для этого поддиапазона: $L1$ — 3 в ПЭВ-1 0,12; $L2$ — 13 в (отвод от 10 в) ПЭЛО 0,27; сердечник М100НН-2СС- $2,8 \times 12$ мм.

Трехточечная схема с емкостной связью применяется в гетеродинах автомобильных радиоприемников. Такая схема использована, например (рис. 10.27), в гетеродине автомобильного приемника «АТ-66», имеющего диапазоны ДВ, СВ и УКВ. Напряжение гетеродина подается через емкостный делитель $C1$ — $C2$ в эмиттерную цепь транзистора смесителя. При этом в диапазоне УКВ гетеродин используется как второй, при двойном преобразовании частоты. Напряжение питания на транзистор гетеродина $T1$ (с ОБ) подается от диодного стабилизатора (СН). Перестройка колебательного контура гетеродина

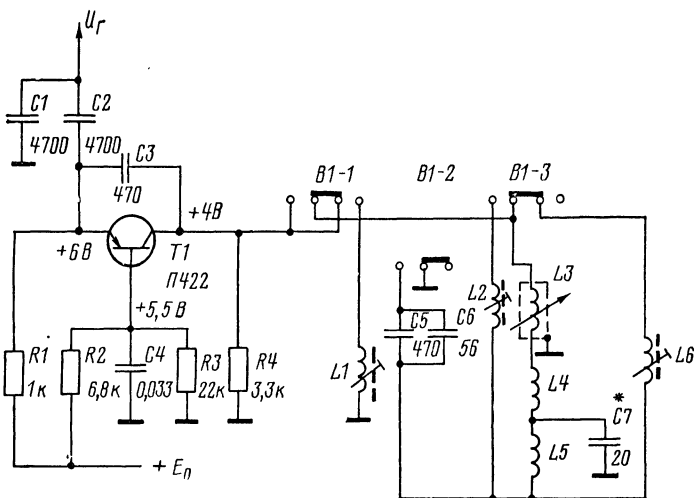


Рис. 10.27

в пределах поддиапазона производится с помощью катушки ферровариометра $L3$. Для сопряжения настроек используются катушки сопряжения: $L2$ и $L5$ (на ДВ); $L4$ и $L6$ (на СВ). Намоточные данные катушек: $L1$ — 6×3 в ПЭЛШО 0,15; $L2$ — 73×3 в ПЭВ-1 0,1; $L3$ — 295 в ПЭЛШО 0,1; $L4$ — 70 в ПЭЛШО 0,1; $L5$ — 80 в ПЭЛШО 0,1; $L6$ — 120×3 в ПЭВ-1 0,1; сердечники катушек: $L1$ — М100НН-2СС- $2,8 \times 12$ мм; $L2$ и $L6$ — М600НН-3СС- $2,8 \times 12$ мм; $L3$ — М600НН-3СС- $3,5 \times 30$ мм; $L4$ и $L5$ — без сердечника.

Для гетеродинной части простых генерирующих преобразователей частоты получили распространение две схемы: с ОБ (рис. 10.28, а) и с ОК (рис. 10.28, б).

В схеме с ОБ, трехточечной с индуктивной связью, в коллекторную цепь транзистора $T1$ включается кроме катушки связи с ФСС ($L2$) катушка связи с колебательным контуром гетеродина ($L3$). Количество витков катушки $L3$ выбирается ориентировочно в 10 раз меньше числа витков контурной катушки $L5$. Для связи с эмиттером $T1$ от части витков катушки $L3$ делается отвод (ориентировочно от $1/3$ витков). Резисторы R_{b1} , R_{b2} и R_E являются элементами цепей питания $T1$. Напряжение сигнала подается в цепь базы $T1$ с катушки связи $L1$ через разделительный конденсатор C_{p1} .

В качестве примера практической реализации схемы с ОБ на рис. 10.29 приведена схема генерирующего преобразователя частоты двухдиапазонного переносного радиоприемника «Селга 402». Гетеродинная часть показана с элементами коммутации, с помощью которых осуществляется переключение с диа-

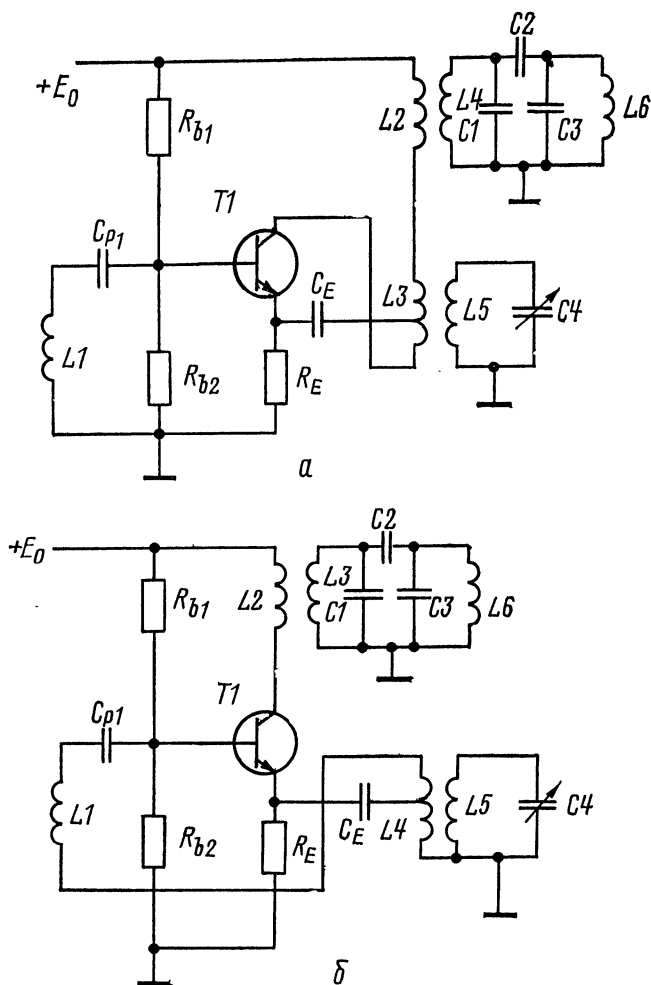


Рис. 10.28

пазона СВ (положение переключателя В1 на рисунке) на диапазон ДВ. В коллекторную цепь транзистора Т1 включена катушка связи $L2$ с контуром гетеродина (или соответственно $L4$ на ДВ). Так как частота гетеродина значительно выше промежуточной частоты, нагрузка смесительной части (катушка связи $L5$ и ФСС) практически не влияет на работу гетеродинной части. Напряжение гетеродина подается на эмиттер транзисто-

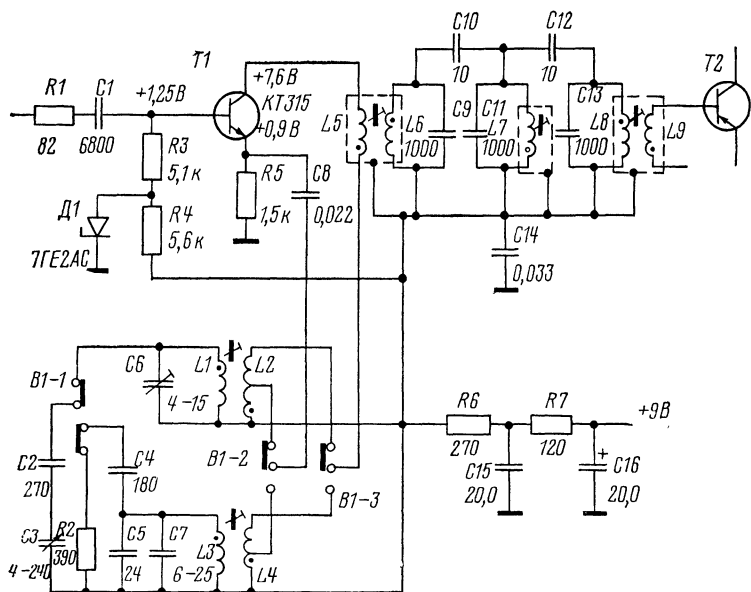


Рис. 10.29

ра Т1 через разделительный конденсатор С8 от части витков катушки L2 (или L4 на ДВ). Напряжение питания цепи базы Т1 стабилизировано с помощью диодного стабилизатора (диод Д1 и резистор R4). Намоточные данные катушек: L1 — 128 в ПЭВ-2 3×0,06; L2 — 7+3 в ПЭЛО 0,1; L3 — 220 в ПЭВ-2 0,1; L4 — 7+7 в ПЭЛО 0,1; сердечник М600НН-3СС-2,86×12 мм.

В трехточечной схеме с ОК (рис. 10.28, б) с индуктивной связью катушка связи с колебательным контуром (L4) включается в цепь базы транзистора Т1 последовательно с катушкой связи цепи сигнала L1. Количество витков катушки L4 ориентировочно выбирается в 10—15 раз меньше числа витков контурной катушки L5. Для связи с эмиттером Т1 от части витков катушки L4 делается отвод (ориентировочно от 1/3 витков). В коллекторную цепь Т1 включается катушка L2 для связи с ФСС. Резисторы R_{b1}, R_{b2} и R_е являются элементами цепей питания.

В качестве примера практической реализации схемы с ОК на рис. 10.30 изображена схема генерирующего преобразователя частоты двухдиапазонного радиоприемника «Кварц-401». Гетеродинная часть показана (без элементов коммутации) для диапазона ДВ. В цепь базы транзистора Т1 включена катушка связи L4 с контуром гетеродина последовательно с катушкой

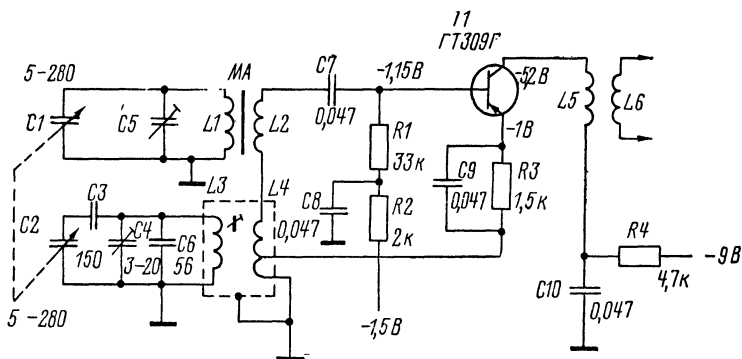


Рис. 10.30

$L3$ связи с магнитной (ферритовой) антенной МА. При этом на базу Т1 подаются напряжения гетеродина и сигнала. Для связи с эмиттером Т1 от части витков катушки $L4$ сделан отвод. Напряжение питания цепи базы подается от стабилизированного источника (СН) через развязывающий фильтр $R2C8$. Намоточные данные катушек (для диапазона ДВ): $L1$ — 225 в ПЭВТЛ 0,12; $L2$ — 20 в ПЭВТЛ 0,12; $L3$ — 3×45 в ЛЭП $5 \times 0,06$; $L4$ — 8 в (отвод от 2,5 в) ПЭВТЛ 0,1. Сердечники катушек $L1$ и $L2$ (ФА) — М400НН-8 \times 160 мм; $L3$ и $L4$ — М600НН-3СС-2,86 \times 12 мм.

В генерирующих балансных транзисторных преобразователях частоты (рис. 10.24) транзистор Т3 совмещает функцию гетеродина. На рис. 10.24, б приведен один из вариантов используемых в этом случае схем, в которых кроме транзистора Т3 содержится транзистор Т4. Такая схема аналогична схеме мультивибратора с эмиттерной связью (за счет резистора $R1$). Когда амплитуда колебаний гетеродина на катушке связи $L5$ с колебательным контуром гетеродина достигает определенной величины, в зависимости от знака напряжений на ней открывается переход коллектор — база ранее закрытого транзистора (Т3 или Т4). Эти переходы играют роль шунтирующих диодов, стабилизирующих амплитуды напряжения гетеродина. При соответствующем выборе элементов схемы генерируемые колебания близки к синусоидальным с частотой гетеродина. Практические схемы гетеродинов такого типа приведены в главе 14.

10.5. ТРАКТ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Различают две основные схемы построения тракта промежуточной частоты: с распределенной селективностью и с сосредоточенной.

Тракт промежуточной частоты с **распределенной селективностью** содержит УПЧ из селективных каскадов, обеспечивающих как требуемую селективность, так и необходимое усиление. При этом на выбор селективных каскадов существенно влияет принятая система регулирования ширины полосы пропускания (см. 12.2.1).

В тракте промежуточной частоты с **сосредоточенной селективностью** разделены функции селективности и усиления: для обеспечения требуемой селективности используются сложные частотно-селективные цепи (ЧСЦ), а для получения необходимого усиления применяются широкополосные каскады, оказывающие малое влияние на селективность тракта.

Смесительная часть простых преобразователей частоты содержит ЧСЦ и может условно рассматриваться как селективный каскад тракта промежуточной частоты. Основное отличие такого каскада заключается в том, что параметры транзистора в преобразовательном режиме отличаются от параметров усилительного режима (см. 10.4.1).

10.5.1. Селективные каскады

Основными элементами селективного каскада УПЧ являются: транзистор по схеме ОЭ и сложная ЧСЦ. В зависимости от вида ЧСЦ селективные каскады УПЧ радиовещательных приемников делятся на две группы: с двухконтурными полосовыми фильтрами и с ФСС.

Каскады с двухконтурными полосовыми фильтрами выполняются по типовой схеме, приведенной на рис. 10.31. Резисторы R_{b1} , R_{b2} , R_E , R_F и конденсаторы C_E и C_F являются элементами цепей питания (см. 9.2.2).

Двухконтурные полосовые фильтры, используемые в качестве нагрузки каскада, бывают с трансформаторной связью между контурами (показанной на рис. 10.31) или с внешней емкостной связью (рис. 10.34). Выбор вида связи определяется конструктивными соображениями. При трансформаторной связи расстояние между катушками контуров должно быть выдержано с большой точностью, тогда как при емкостной связи в этом нет надобности. Применение емкостной связи приводит к необходимости экранирования каждого контура в отдельности для устранения паразитной индуктивной связи. При трансформаторной связи оба контура размещают в одном экране. Кроме того, упрощается регулировка полосы пропускания. Вид связи транзисторов Т1 и Т2 с контурами фильтра может быть различным. На рис. 10.31 связь обоих транзисторов с контурами — автотрансформаторная.

Резонансный коэффициент усиления каскада (K_0) зависит от: крутизны транзистора (S), эквивалентного сопротивления нагруженного колебательного контура ($R_{0\text{е}}$), затухания, вно-

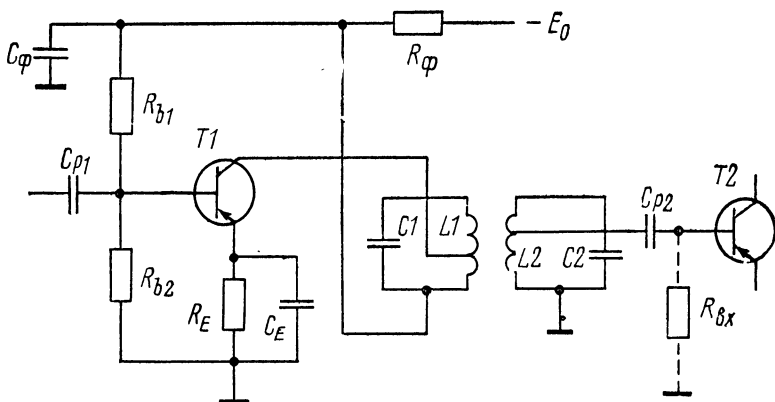


Рис. 10.31

симого фильтром (a), коэффициентов включения контуров фильтра в выходную цепь транзистора Т1 (p_2) и во входную цепь транзистора Т2 (p_1 с. л.): $K_0 = S R_{oe} a p_2 p_1$ с. л.

Крутизна S в усилительном режиме определяется током покоя транзистора Т1. Для смесителей простых преобразователей частоты крутизна ($S_{пр}$) определяется преобразовательным режимом транзистора (см. 10.4.1) и оказывается в 1,4—2,5 раза меньше крутизны, определенной для режима усиления.

Затухание, вносимое фильтром (см. 9.1.2), зависит от параметра связи ($\eta_{св}$). В случае критической связи ($\eta_{св} = 1$) для двухконтурного фильтра $a = 0,5$.

Для повышения селективности и обеспечения устойчивости ослабляется связь транзисторов Т1 и Т2 с контурами фильтра. С этой целью выбираются малые значения p_2 и p_1 с. л. Если контуры полосового фильтра будут нагружены неодинаково (R_{oe} для обоих контуров будет различным), возникнет асимметрия АЧХ фильтра.

Требуемая симметрия достигается путем выбора коэффициентов включения p_2 и p_1 с. л.

Эквивалентное сопротивление нагруженного колебательного контура R_{oe} (которое должно быть одинаковым для обоих контуров фильтра) зависит (см. 9.1.1) от характеристического сопротивления (ρ_k) и эквивалентной добротности контура Q_a . В свою очередь, ρ_k зависит от частоты (f_0) и емкости контура (C_k). Для АМ тракта резонансная частота (f_0) равна промежуточной частоте 465 кГц, а емкость контуров фильтра выбирается из ряда стандартных значений — 270, 510, 1000, 1500, 2000 пФ. Эквивалентная добротность контуров Q_a определяется требуемой селективностью каскада.

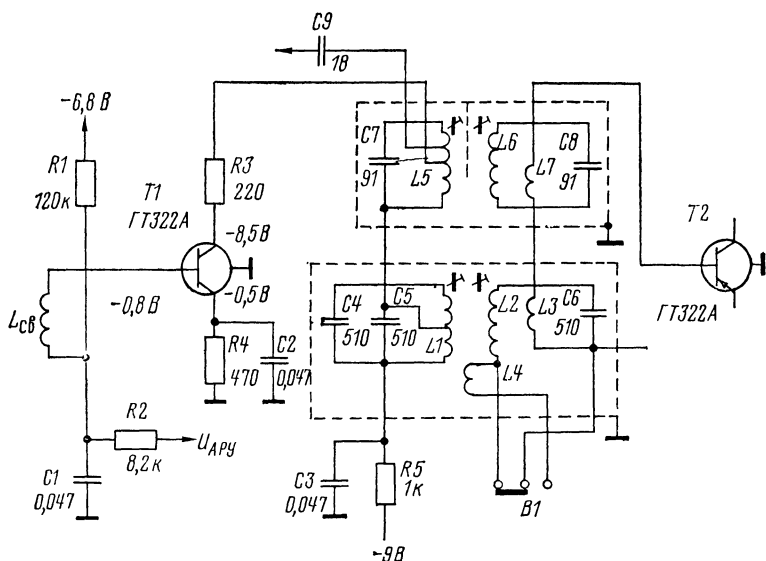


Рис. 10.32

На рис. 10.32—10.34 изображены некоторые практические схемы селективных каскадов с двухконтурными полосовыми фильтрами, используемые в промышленных радиовещательных приемниках.

Селективный каскад радиолы «Рига-101» (рис. 10.32)—комбинированный, предназначен для работы в трактах АМ и ЧМ сигналов. В нем используются два двухконтурных фильтра с трансформаторной связью между контурами: один для АМ тракта с контурами $L1C4$ и $L2C6$, настроенными на промежуточную частоту 465 кГц, а второй — для ЧМ тракта, с контурами $L5C7$ и $L6C8$, настроенными на промежуточную частоту 6,8 МГц. При работе в диапазонах ДВ, СВ, КВ полосовой фильтр ЧМ тракта практически не влияет, так как для низкой промежуточной частоты АМ тракта его контуры оказываются замкнутыми. При работе в диапазоне УКВ для уменьшения влияния индуктивности части катушки $L1$, включенной в коллекторную цепь $T1$, используется конденсатор $C5$. Полосовой фильтр АМ тракта имеет две переключаемые полосы пропускания. В положении переключателя $B1$ (показанном на рисунке), соответствующем узкой полосе (4 кГц), связь между контурами близка к критической ($\eta_{св}=1$). Для расширения полосы пропускания (до 12 кГц) включается дополнительная обмотка связи $L4$, и связь между контурами становится больше критической. Связь транзистора $T1$ с контуром полосового

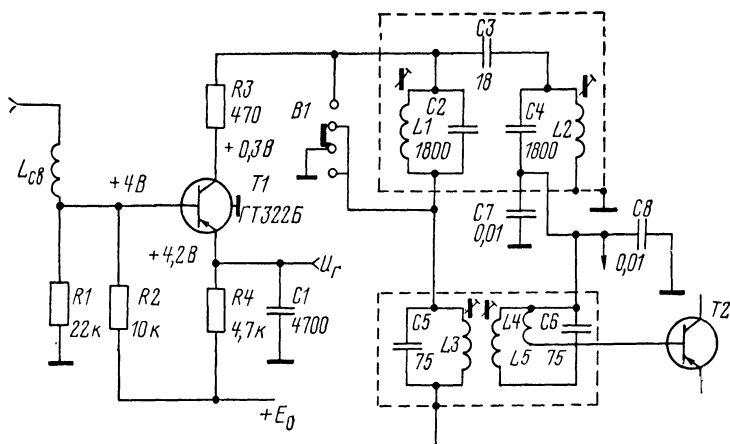


Рис. 10.33

фильтра — автотрансформаторная, а транзистора Т2 — трансформаторная (с помощью катушки L3). Резонансный коэффициент усиления каскада в диапазонах ДВ, СВ, КВ порядка 7, а в диапазоне УКВ — 10. Каскад регулируемый — на базу транзистора Т1 подается напряжение АРУ (см. 12.2.2) через фильтр C1R2. Начальное смещение базы Т1 подается от стабилизатора напряжения (СН) через резистор R1 и катушку связи с аналогичным полосовым фильтром преобразователя частоты. Резистор R3 в коллекторной цепи Т1 — антипаразитный. Намоточные данные катушек полосового фильтра АМ тракта: L1 — 114 в (отвод от 83 в) ПЭВ-1 5×0,06; L2 — 124 в ПЭВ-1 5×0,06; L3 — 2 в ПЭВ-1 0,12; L4 — 4 в ПЭВ-1 0,12; сердечник — М600НН-3СС-2,86×14 мм.

Селективный каскад автомобильного радиоприемника «АТ-66» (рис. 10.33) также является комбинированным и представляет собой смеситель преобразователя частоты. Напряжение сигнала подается в цепь базы транзистора Т1 через катушку Lc8, а напряжение гетеродина (см. рис. 10.27) — на эмиттер Т1. В диапазоне УКВ в смесителе осуществляется второе преобразование частоты — промежуточная частота с 10,7 МГц понижается до 6,5 МГц. В диапазонах ДВ, СВ промежуточная частота — 465 кГц. Полосовые фильтры, настроенные на разные промежуточные частоты, переключаются с помощью переключателя В1. В положении ДВ или СВ (показанном на рисунке) контурная катушка L3 полосового фильтра ЧМ тракта закорачивается. Двухконтурный полосовой фильтр АМ тракта имеет внешнюю емкостную связь между контурами (L1C2 и L2C4), настроенными на промежуточную частоту 465 КГц. Контур L1C2 полностью включен в выходную цепь транзистора Т1

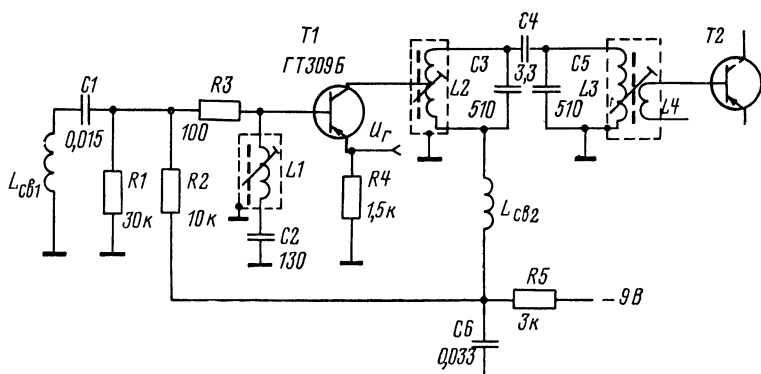


Рис. 10.34

($p_2=1$). Для повышения устойчивости выбрана большая емкость контуров фильтра (1800 пФ). Связь транзистора Т2 с контуром фильтра — внутренняя емкостная, осуществляется с помощью конденсаторов С4, С7 и С8. Двухконтурный полосовой фильтр ЧМ тракта имеет трансформаторную связь между контурами (L_3C_5 и L_4C_6), настроенными на промежуточную частоту 6,5 МГц. Связь транзистора Т2 с контуром фильтра — индуктивная. Резонансный коэффициент усиления каскада в диапазонах ДВ и СВ составляет 12—15, а в диапазоне УКВ — 8—9. Обе катушки полосового фильтра АМ тракта идентичны: 20×3 в ЛЭП $5 \times 0,06$; сердечник М600НН-ЗСС- $2,8 \times 12$ мм.

Селективный каскад двухдиапазонного (ДВ, СВ) переносного радиоприемника «Вега-402» (рис. 10.34) представляет собой смесительную часть генерирующего преобразователя частоты. Напряжение сигнала подается в цепь базы транзистора Т1 от контура входной цепи через катушку связи ($L_{св1}$), а напряжение с контура гетеродинной части — на эмиттер Т1. Нагрузкой каскада является двухконтурный полосовой фильтр с внешней емкостной связью. Транзистор Т1 имеет автотрансформаторную связь с контуром фильтра, а Т2 — трансформаторную. В коллекторную цепь Т1 включена катушка $L_{св2}$, используемая для трансформаторной связи в гетеродинной части преобразователя частоты. Резонансный коэффициент усиления каскада близок к 1. Фильтр L_1C_2 предназначен для ослабления канала промежуточной частоты. Намоточные данные катушек: L_1 — 3×60 в ЛЭ $3 \times 0,06$; L_2 — $69 + 27$ в ЛЭ $5 \times 0,06$; L_3 — 96 в ЛЭ $5 \times 0,06$; L_4 — 3 в ПЭЛШО $0,1$; сердечник М600НН-ЗСС- $2,86 \times 14$ мм. Все катушки помещены в ферритовые чашки М600НН-10-4 диаметром 8,6 мм и длиной 4 мм.

Каскады с ФСС в АМ тракте радиовещательных приемников содержат многоконтурные полосовые фильтры или ПКФ.

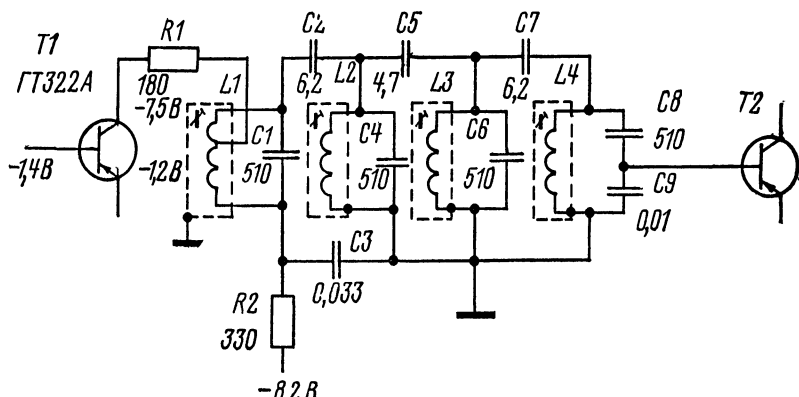


Рис. 10.35

Для каскада с многоконтурным полосовым фильтром типовая схема отличается от показанной на рис. 10.31 только усложненным полосовым фильтром, содержащим большее количество контуров. Резонансный коэффициент усиления такого каскада, так же как и для каскада с двухконтурным полосовым фильтром, зависит: от крутизны транзистора (S), эквивалентного сопротивления ($R_{\text{ое } \varepsilon}$), затухания, вносимого фильтром (a), и коэффициентов включения p_2 и p_1 с л.: $K_0 = S R_{\text{ое } \varepsilon} a p_2 p_1$ с л.

Значение a определяется количеством контуров в фильтре, видом связи между контурами и степенью этой связи (см. 9.1.3).

Трехконтурные ФСС используются в основном в смесительных частях преобразователей частоты радиоприемников невысокого класса. Так, например, такой ФСС применен в преобразователе частоты переносного радиоприемника «Селга-402» (рис. 10.29). Связь между контурами фильтра — внешняя емкостная (с помощью конденсаторов $C10$ и $C12$). Оба транзистора ($T1$ и $T2$) связаны с контурами фильтра трансформаторной связью (через катушки $L5$ и $L9$). Резонансный коэффициент усиления такого селективного каскада порядка 5. Намоточные данные катушек фильтра: $L5$ — 50 в ПЭЛШО 0,1; $L6$, $L7$, $L8$ — 70 в ПЭВ-2 $5 \times 0,06$; $L9$ — 4 в ПЭЛШО 0,1.

Четырехконтурные ФСС используются в селективных каскадах радиовещательных приемников высшего, I и II классов. На рис. 10.35 и 10.36 приведены некоторые практические схемы таких каскадов.

На рис. 10.35 показана часть схемы комбинированного селективного каскада УПЧ переносного радиоприемника II класса «Океан», относящаяся к АМ тракту. Нагрузкой каскада

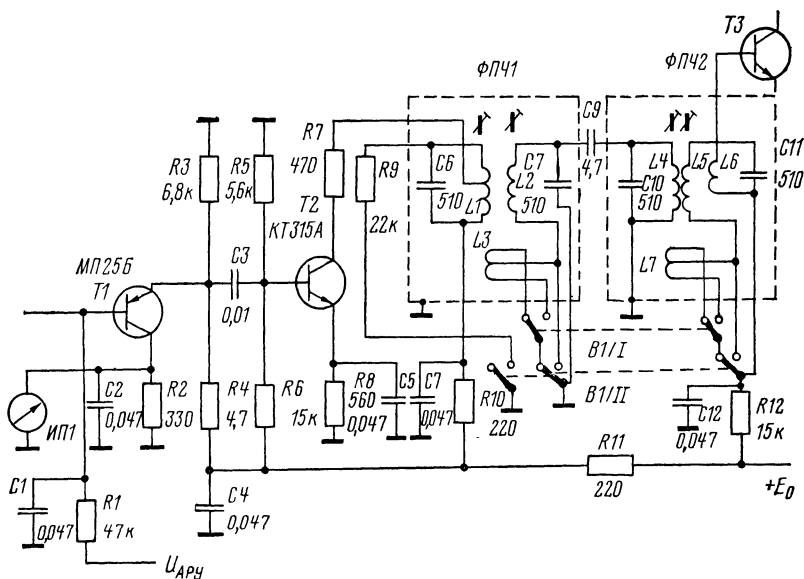


Рис. 10.36

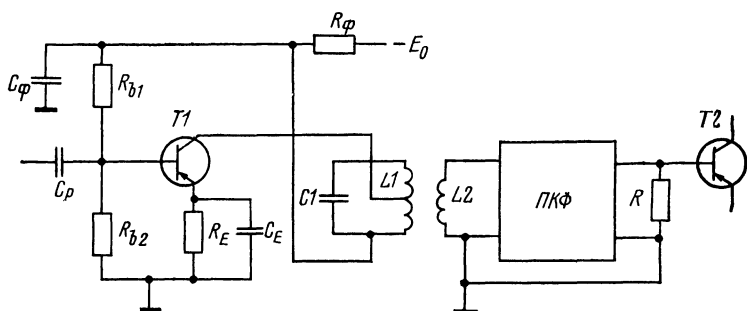


Рис. 10.37

является четырехконтурный ФСС с внешней емкостной связью между контурами. Транзистор Т1 связан с контуром фильтра автотрансформаторной связью, а Т2 — внутренней емкостной. Резонансный коэффициент усиления такого каскада в диапазонах ДВ, СВ и КВ равен 20. Намоточные данные катушек фильтра: $L1 - 62 + 31$ в ЛЭ $5 \times 0,06$; $L2, L3, L4 - 93$ в ЛЭ $5 \times 0,06$; сердечник М600НН-ЗСС- $2,86 \times 12$ мм.

Селективный каскад УПЧ радиолы высшего класса «Виктория-001» (рис. 10.36) содержит четырехконтурный ФСС, который образован двумя двухконтурными полосовыми фильтрами

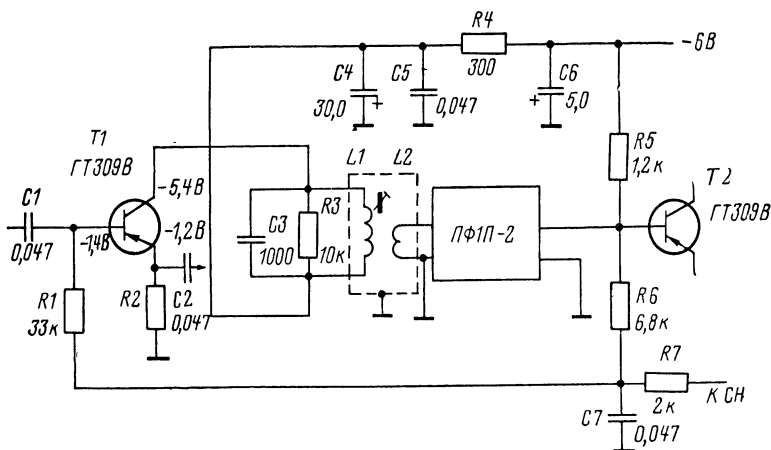


Рис. 10.38

ФПЧ1 и ФПЧ2, связанными внешней емкостной связью (за счет конденсатора C9). ФСС имеет три переключаемых полосы пропускания (см. 12.2.1). Напряжение сигнала подается на базу транзистора T2 селективного каскада через управляемый аттенюатор (на транзисторе T1), с помощью которого осуществляется АРУ (см. 12.2.2). Намоточные данные катушек ФСС: L1 — 26+100 в ЛЭП 5×0,06; L3, L7 — 1+3 в ПЭВ-1 0,12; L2, L4, L5 — 126 в ЛЭП 5×0,06; L6 — 2,5 в ПЭВ-1 0,12; сердечники кольцевые М600НН8-К12×9×4 и подстроечные М600НН-ЗСС-2,8×14 мм.

Для каскада с ПКФ типовая схема (рис. 10.37) отличается от показанной на рис. 10.31 в основном тем, что в ней двухконтурный полосовой фильтр заменен на ПКФ. Для согласования коллекторной цепи транзистора T1 с входной цепью ПКФ используется согласующий колебательный контур L1C1. Чтобы не ухудшались селективные свойства ПКФ, этот контур делается широкополосным: полоса пропускания контура выбирается в 3—5 раз больше полосы пропускания ПКФ.

Резонансный коэффициент усиления такого каскада зависит: от крутизны транзистора (S), эквивалентного сопротивления согласующего контура ($R_{\text{ое}}$) и его коэффициента включения (p), а также от затухания, вносимого ПКФ (a): $K_0 = S R_{\text{ое}} p a$.

В качестве примера практического выполнения каскада с ПКФ на рис. 10.38 изображена схема смесителя переносного приемника III класса «Россия-301». В качестве ПКФ использован фильтр ПФ1П-2, основные сведения о котором приведены в табл. 9.6. Для расширения полосы пропускания согласующе-

го контура параллельно ему включен резистор R_3 . Со стороны выходных зажимов ПКФ нагружен входной цепью транзистора Т2, имеющей требуемое для ПКФ сопротивление 600 Ом. Намоточные данные катушек согласующего контура: L_1 — 70 в; L_2 — 35 в; обе катушки намотаны проводом ПЭВТЛ-1 0,12 и помещены в ферритовые чашки 600НН-3СС диаметром 8,6 мм и высотой 4 мм; подстроечный сердечник М600НН-3СС-2,8×12 мм.

10.5.2. Широкополосные каскады

Широкополосные каскады УПЧ бывают двух типов: резонансные и апериодические.

Резонансный широкополосный каскад (рис. 10.39,а) содержит транзистор (Т1) по схеме ОЭ и одиночный колебательный

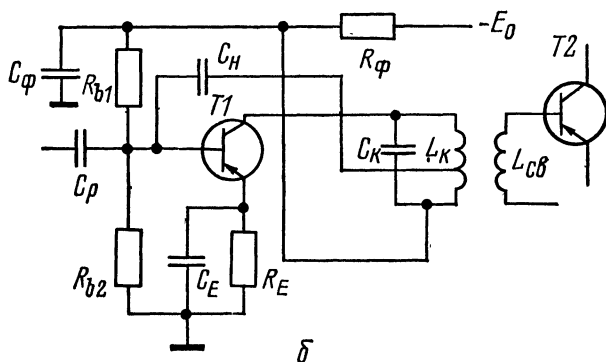
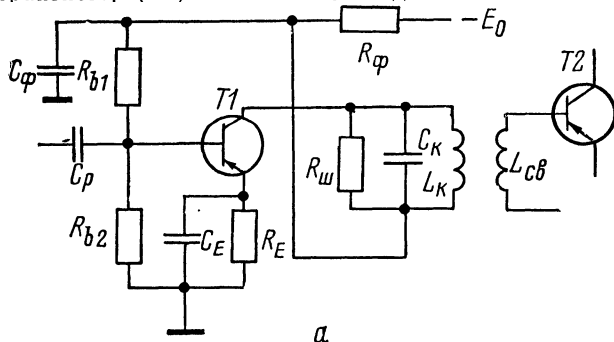


Рис. 10.39

контур. Резисторы R_{b1} , R_{b2} , R_E , R_F и конденсаторы C_E и C_F являются элементами цепей питания (см. 9.2.2).

Резонансный коэффициент усиления каскада K_0 (при выбранном режиме транзистора) зависит от крутизны транзистора (S), характеристического сопротивления контура (ρ_k) и его эквивалентной добротности (Q_0), а также от коэффициентов включающей контура в выходную цепь транзистора Т1 (p_2) и во входную цепь транзистора Т2 (p_1 с.л.): $K_0 = S_{\rho_k} Q_0 p_2 p_1$ с.л.

Полоса пропускания каскада $\Pi_{0,7}$ выбирается в 3—5 раз шире, чем требуемая полоса пропускания тракта, определяемая селективными каскадами; при этом влияние каскада на частотную характеристику приемника оказывается незначительным. Для расширения полосы пропускания эквивалентная добротность Q_0 должна быть снижена до значения $Q_0 = f_{пч}/\Pi_{0,7}$. Для получения необходимого значения Q_0 увеличивают связь колебательного контура с входной цепью транзистора Т2 (повышают p_1 с.л.) и включают параллельно контуру шунтирующее сопротивление $R_{ш}$ (как на рис. 10.39, а).

Допустимая величина K_0 ограничивается устойчивостью (см. 9.2.1). Обычно применяют полное включение контура в выходную цепь транзистора Т1 (при этом $p_2=1$), а для получения допустимого значения K_0 выбирают соответствующее значение емкости конденсатора C_k , от величины которой зависит ρ_k . Для повышения устойчивого усиления применяют также нейтрализацию. Для этого (рис. 10.39, б) между частью витков контурной катушки L_k и базой Т1 включают нейтрализующий конденсатор C_n небольшой емкости.

Апериодический широкополосный каскад (рис. 10.40) содержит транзистор Т1 по схеме ОЭ и резистор R_c в качестве коллекторной нагрузки. Такой каскад аналогичен резисторным, используемым в предварительных каскадах УНЧ (см. 5.1.1), и аperiодическим каскадам УРЧ (см. 10.3.1). Резисторы R_{b1} , R_{b2} , R_E и R_F являются элементами цепей питания, и их выбирают так же, как и для каскадов других типов (см. 9.2.2). Выбор емкостей конденсаторов C_E и C_{p2} связан с величиной промежуточной частоты. Для $f_{пч}=465$ кГц емкость C_{p2} должна быть не менее 3300 пФ, а C_E — не менее 0,047 мкФ.

Коэффициент усиления каскада по напряжению K зависит (для выбранного режима транзистора) от крутизны транзистора S и сопротивления нагрузки Z_n : $K = S Z_n$.

Сопротивление Z_n , как и для аperiодического каскада УРЧ, зависит не только от сопротивления R_c , но и от параллельно подключенных к нему сопротивления R_0 и емкости C_0 . При этом сопротивление R_0 в основном определяется входным сопротивлением последующего каскада на транзисторе Т2 ($R_{вх}$), а емкость C_0 — входной емкостью $C_{вх}$ ($R_{вх}$ и $C_{вх}$ на рисунке показаны пунктиром). В отличие от аperiодического каскада УРЧ, предназначенного для работы в диапазоне частот, каскад УПЧ

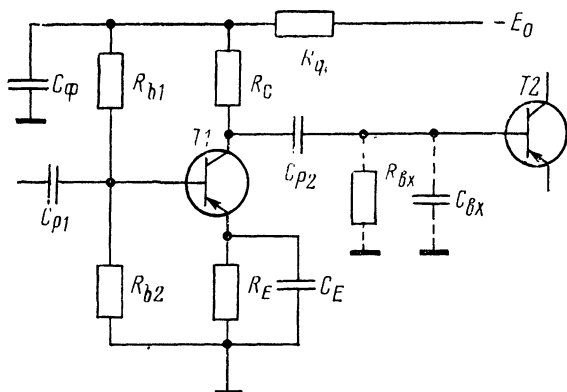


Рис. 10.40

должен обеспечивать усиление только для одной частоты — промежуточной. В этом случае сопротивление R_c может быть выбрано большей величины, исходя из допустимого падения напряжения на нем. Если усиление каскада (K) оказывается больше допустимого, ограниченного устойчивостью ($K_{0\text{уст}}$), величину R_c уменьшают до значения, при котором $K \leq K_{0\text{уст}}$ (см. 9.2.1).

В радиовещательных приемниках невысокого качества (III, IV классов) применяется тракт промежуточной частоты с сосредоточенной селективностью. Такие тракты кроме селективного каскада (смесительной части преобразователя частоты с ФСС) содержат двухкаскадные УПЧ с широкополосными каскадами. При этом первый каскад делается регулируемым, а второй каскад, окончательный, нагружается совмещенным АМ детектором (см. 12.1.1). На рис. 10.41—10.44 приведены некоторые практические схемы подобных двухкаскадных УПЧ, используемых в промышленных радиовещательных приемниках.

На рис. 10.41 изображена схема двухкаскадного УПЧ переносного радиоприемника «Альпинист-405». Оба широкополосных каскада УПЧ — резонансные, выполненные по типовой схеме (рис. 10.39, а). Базовые цепи транзисторов Т1 и Т2 питаются от диодного стабилизатора напряжения (диод Д1, резистор R7). В цепь базы транзистора Т1 регулируемого каскада подается также напряжение АРУ через фильтр R3C1. Входная цепь Т1 связана с ФСС смесительной части преобразователя частоты с помощью катушки L1. Намоточные данные катушек: L1 — 2,5 в ПЭЛШО 0,1; L2 — 2×42 в ПЭВ-2 3×0,06; L3 — 14,5 в ПЭЛШО 0,1; L4 — 2×42 в ПЭВ-2 3×0,06; L5 — 95 в ПЭВ-2 0,1. Все катушки намотаны на сердечниках СТ М400НН-10×7,1×12 с подстроечным сердечником М600НН-2,8×12.

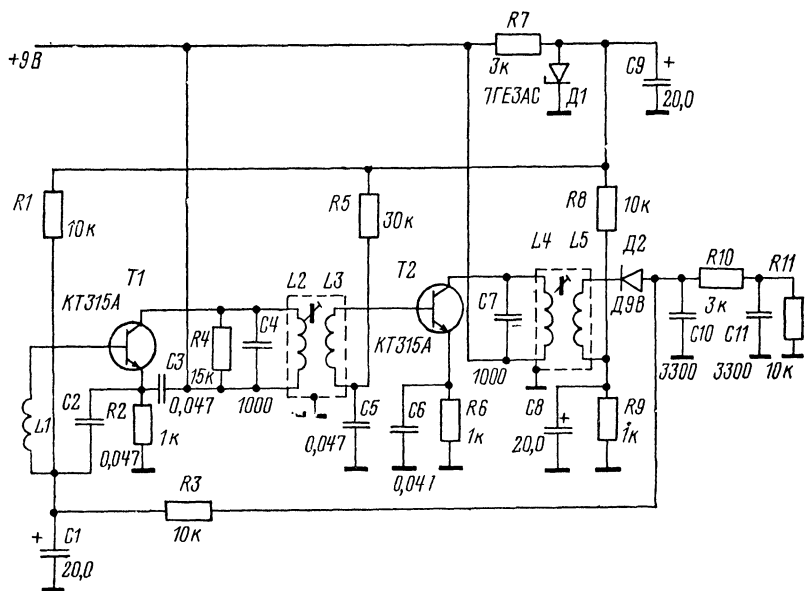


Рис. 10.41

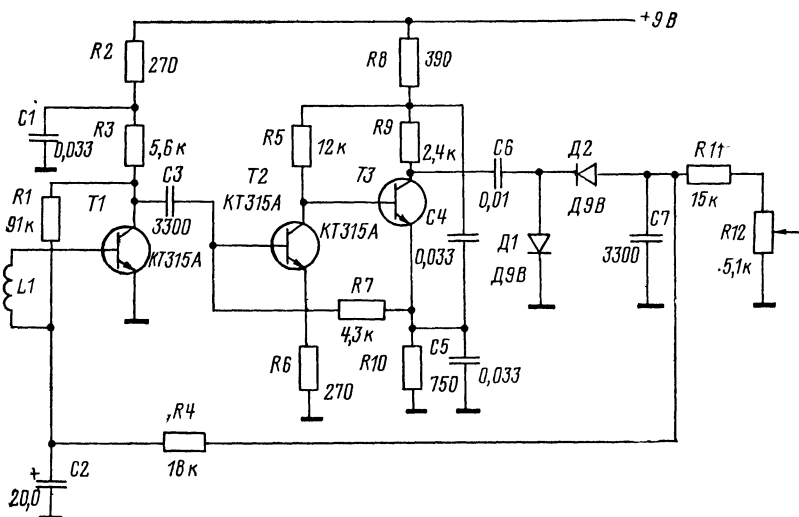


Рис. 10.42

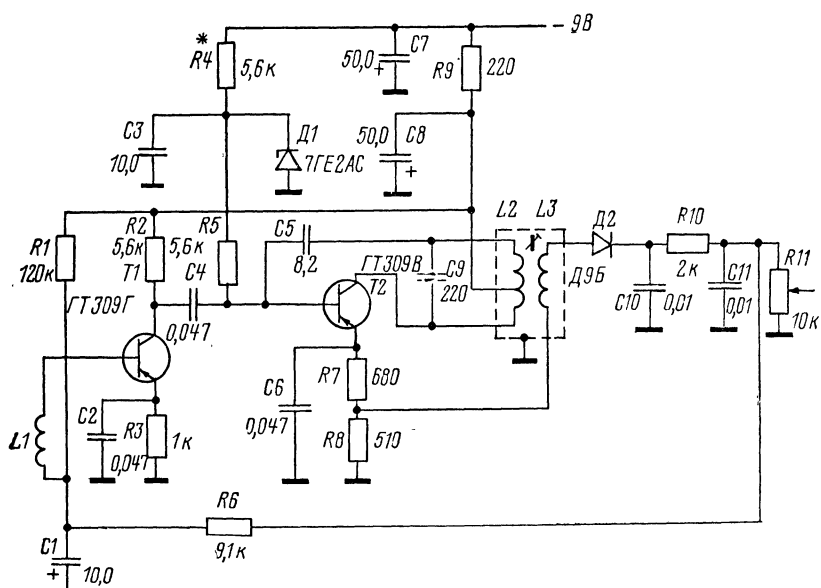


Рис. 10.43

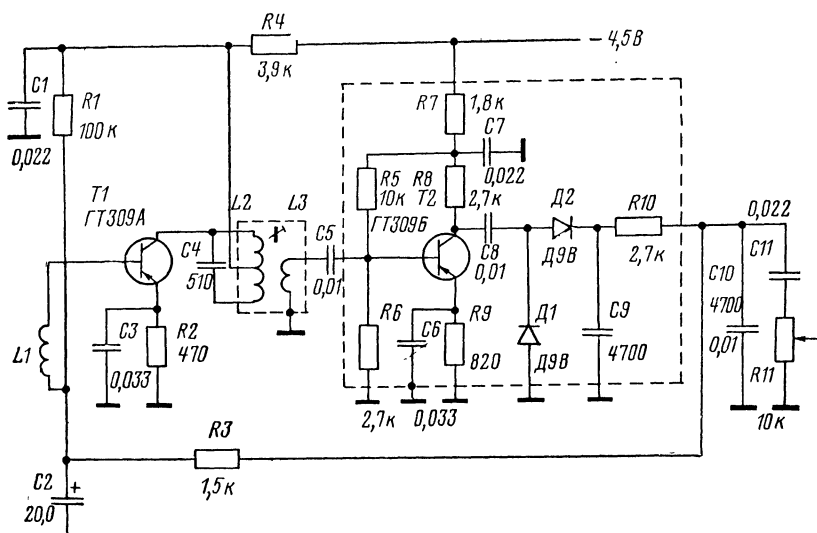


Рис. 10.44

На рис. 10.42 приведена схема двухкаскадного УПЧ переносного радиоприемника «Селга-402». Оба широкополосных каскада УПЧ — аperiodические, резисторные. Первый каскад (на Т1), регулируемый, выполнен по типовой схеме (рис. 10.40). В цепь его базы подается напряжение АРУ через фильтр *R4C2*. С помощью катушки *L1* осуществляется связь каскада с ФСС — нагрузкой смесительной части преобразователя частоты (см. рис. 10.29). Второй каскад (на транзисторах Т2 и Т3) выполнен по схеме «двойки», аналогичной используемой в предварительных каскадах УНЧ (см. 5.1.1). Каждый из каскадов обеспечивает усиление порядка 60.

На рис. 10.43 изображена схема двухкаскадного УПЧ переносного радиоприемника «Кварц-403». Первый каскад, резисторный, выполнен по типовой схеме (рис. 10.40), а второй каскад (на Т2) — резонансный, с нейтрализацией, выполнен по типовой схеме (рис. 10.39, б). Намоточные данные катушек: *L1* — 12 в ПЭВТЛ-1 0,1; *L2* — 80×2 в (отвод от 50 в) ПЭВТЛ-1 0,1; *L3* — 110 в ПЭВТЛ-1 0,1. Все катушки помещены в броневые чашечные сердечники М600НН с подстроечным сердечником М600НН-2,86×12 мм.

На рис. 10.44 показана схема двухкаскадного УПЧ переносного радиоприемника «Вега-402». Оба каскада выполнены по типовым схемам: первый каскад, резонансный, — по схеме (рис. 10.39, а), а второй, резисторный, — по схеме (рис. 10.40). С помощью катушки *L1* осуществляется связь каскада с ФСС — нагрузкой смесительной части преобразователя частоты (см. рис. 10.34). Намоточные данные катушек: *L1* — 5 в ПЭЛШО 0,1; *L2* — 64+32 в ПЭВ-1 0,1; *L3* — 15 в ПЭЛШО 0,1; катушки намотаны на трехсекционном каркасе и помещены в сердечник Ч5 (8,6×3,75×4 мм), М600НН-10-4; подстроечный сердечник — М600НН-ЗСС-2,8×14 мм.

В трактах промежуточной частоты с распределенной селективностью, применяемых в высококачественных приемниках, для связи с АМ детектором в качестве оконечных используются широкополосные резонансные каскады. Некоторые практические схемы таких каскадов приведены в главе 12.

Глава 11

ВЧ ТРАКТ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ ЧМ СИГНАЛА

11.1. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ТРАКТА

Требования, предъявляемые к ВЧ тракту радиовещательных приемников ЧМ сигнала (так же как и для приемников АМ сигнала), определяются такими основными параметрами, как диапазон принимаемых частот, промежуточная частота, чувствительность и селективность. Эти параметры нормируются ГОСТ 5651—64 и 17692—70 и зависят от качества приемника (класса) и его назначения.

Диапазон принимаемых частот (волн). Диапазон УКВ (для приема ЧМ сигналов) предусматривается ГОСТ 5651—64 в радиовещательных приемниках всех классов (кроме IV), а ГОСТ 17692—72 — во всех автомобильных приемниках.

Промежуточная частота. ГОСТ 5651—64 нормирует две промежуточные частоты для диапазона УКВ: $6,5 \pm 0,1$ и $8,4 \pm 0,1$ МГц (частота 8,4 МГц допускается только при особом согласовании). ГОСТ 17692—72 для автомобильных приемников нормирует для диапазона УКВ промежуточные частоты: $6,8 \pm 0,1$ и $10,7 \pm 0,1$ МГц (частота 6,8 МГц может использоваться только при двойном преобразовании частоты).

Чувствительность. В диапазоне УКВ ГОСТ 5651—64 нормирует реальную чувствительность со входа внешней антенны при входном сопротивлении 300 Ом. Норма составляет от 5 мкВ (для приемников высшего класса) до 30 мкВ (для приемников III класса). Для автомобильных приемников норма для номинального значения чувствительности при стандартной выходной мощности 50 мВт (ГОСТ 17692—70) составляет от 6 до 10 мкВ (в зависимости от класса приемника).

К группе параметров, связанных с чувствительностью, относится предусматриваемая ГОСТ 5651—64 **эффективность встроенной антенны** в диапазоне УКВ — отношение (в дБ) чувстви-

тельности при использовании встроенной антенны к чувствительности при подключении к приемнику внешней антенны. Эта эффективность должна быть не хуже — 15 дБ для радиоприемников высшего класса и не хуже — 20 дБ для остальных приемников.

Селективность. Для оценки селективности используются различные параметры.

Селективность по соседнему каналу оценивается либо косвенно — с помощью двух дополнительных параметров — ширины полосы пропускания и усредненной крутизны скатов резонансной характеристики, либо по двухсигнальной селективности.

Ширина полосы пропускания тракта УКВ ($P_{у\kappa\text{в}}$) определяется на уровне 6 дБ и должна соответствовать спектру ЧМ сигнала.

Усредненная крутизна скатов резонансной характеристики ($S_{\text{ск}}$) в соответствии с ГОСТ 9783—71 численно определяется как отношение величины 20 дБ к разности абсолютных построек по частотной характеристике, соответствующей уровням 6 дБ и 26 дБ.

Измерения $P_{у\kappa\text{в}}$ и $S_{\text{ск}}$ производятся по схеме (рис. 8.1). На вход приемника через эквивалент антенны подают сигнал от ГСС ЧМ. Частота сигнала должна соответствовать средней частоте диапазона (69 МГц). Входной сигнал модулируют по частоте (сигналом 1000 Гц с глубиной 0,3). Уровень сигнала на входе приемника устанавливают соответствующим реальной чувствительности. АПЧ выключают, а регулятор тембра устанавливают в положение, соответствующее узкой полосе. С помощью регулятора громкости устанавливают напряжение на входе, соответствующее стандартной выходной мощности. Радиоприемник подстраивают по показаниям вольтметра, подключенного к электролитическому конденсатору C дробного детектора (см. 12.1.2). Измерения производят в такой последовательности. Выключают модуляцию входного сигнала; увеличивают напряжение ГСС ЧМ в 2 раза (т. е. на 6 дБ); расстраивают частоту генератора в обе стороны от частоты настройки; фиксируют частоты f_1 и f'_1 , при которых напряжение на конденсаторе C уменьшится до величины, равной величине напряжения при точной настройке. Затем напряжение генератора увеличивают до величины, в 20 раз большей реальной чувствительности (т. е. на 26 дБ); расстраивают ГСС ЧМ в обе стороны от точной настройки; фиксируют частоты f_2 и f'_2 , при которых напряжение на конденсаторе C уменьшается до величины, равной величине напряжения при точной настройке.

Ширина полосы пропускания определяется как абсолютная величина разности между частотами f_1 и f'_1 : $P_{у\kappa\text{в}} = |f_1 - f'_1|$.

Усредненная крутизна скатов определяется для каждой ветви резонансной кривой по формулам:

$$S_{\text{ск1}} = \frac{20}{f_2 - f_1} \text{ (дБ/кГц);}$$

$$S_{\text{ск2}} = \frac{20}{f'_2 - f'_1} \text{ (дБ/кГц).}$$

ГОСТ 5651—64 нормирует ширину полосы пропускания тракта УКВ в пределах 120—160 кГц для приемников высшего класса и 120—180 кГц — для остальных приемников. Усредненная крутизна скатов резонансной характеристики нормируется в пределах от 0,25 дБ/кГц (для приемников высшего класса) до 0,15 дБ/кГц (для приемников III класса).

Двухсигнальная селективность по соседнему каналу нормируется ГОСТ 17692—72 в диапазоне УКВ для автомобильных приемников. При измерениях такой селективности на вход приемника подаются одновременно полезный и мешающий сигналы. Предусматривается возможность оценить селективность для сигналов соседнего канала как с синфазной модуляцией (при расстройках 120 кГц), так и с другой модуляцией (при расстройках 180 кГц). В качестве минимальной нормы на двухсигнальную селективность по соседнему каналу устанавливается равенство сигнала и помехи. В этом случае при соотношении сигнала и помехи на выходе 20 дБ соотношение помехи и сигнала на входе должно быть не меньше 0 дБ.

Селективность по зеркальному каналу (односигнальная) нормируется ГОСТ 5651—64 как ослабление (в дБ) сигнала зеркального канала. Это ослабление должно быть не менее 30 дБ для приемников высшего класса и 22—20 дБ — для остальных приемников. Для автомобильных приемников односигнальная селективность по зеркальному каналу, измеренная на частоте 69 МГц, должна находиться в пределах 40—34 дБ (в зависимости от класса приемника).

Селективность по промежуточной частоте (односигнальная) нормируется ГОСТ 5651—64 как ослабление (в дБ) сигнала промежуточной частоты. Это ослабление должно быть не менее 40 дБ для приемников высшего класса и 34—26 дБ — для остальных приемников. Для автомобильных приемников односигнальная селективность по промежуточной частоте, измеренная на частоте 66 МГц, должна быть в пределах 40—30 дБ (в зависимости от класса приемника).

Требования, предъявляемые к ВЧ тракту и зависящие от качества приемника (класса) и его назначения, определяют структуру построения тракта: число каскадов УРЧ и УПЧ, количество колебательных контуров в преселекторе и тракте промежуточной частоты. На выбор структурной схемы ВЧ тракта приемников ЧМ сигнала влияет ряд дополнительных факторов.

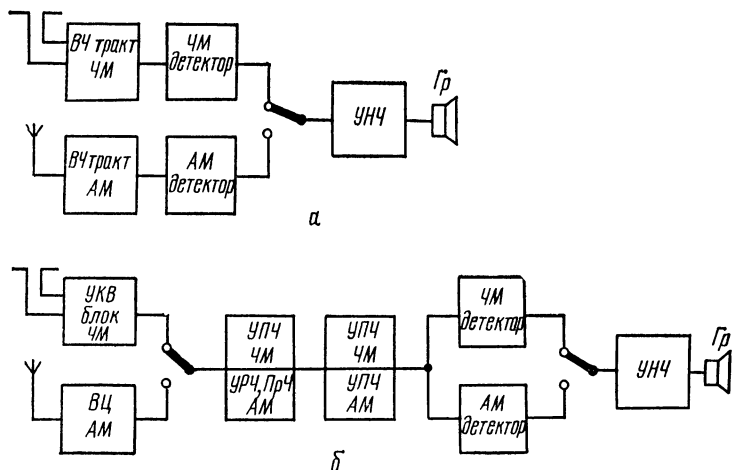


Рис. 11.1

В диапазоне УКВ должны быть предусмотрены специальные меры по уменьшению излучения гетеродина. Это связано с тем, что диапазон гетеродина попадает в III канал телевизионного вещания (76—84 МГц), а гармоники гетеродина находятся в пределах других телевизионных каналов. Излучение гетеродина в диапазоне УКВ, нормируемое ГОСТ 5651—64, на расстоянии 3 м не должно превышать 150 мкВ/м для приемников всех классов. Для снижения излучения гетеродина предусматривается ряд мер, в том числе и конструктивные: объединяют тракт радиосигнала и преобразователь частоты в отдельный конструктивный блок — **УКВ блок**. Внутри такого блока, размещаемого в отдельном экране, с помощью перегородок делят шасси на отсеки, ослабляющие просачивание напряжения гетеродина к входной цепи.

Тракт промежуточной частоты в диапазоне УКВ может быть выполнен независимым или комбинированным. В приемниках с независимым трактом промежуточной частоты (рис. 11.1, а) имеется два отдельных ВЧ тракта — один для приема АМ сигналов, а второй — для ЧМ сигналов. В приемниках с комбинированным трактом промежуточной частоты (рис. 11.1, б) часть ВЧ тракта приемника АМ сигнала (УРЧ, смеситель) и тракт промежуточной частоты используются для приема ЧМ сигналов.

11.2. УКВ БЛОК

УКВ блок состоит из входной цепи, усилителя радиочастоты и преобразователя частоты.

11.2.1. Входные цепи

Входные цепи радиовещательных приемников ЧМ сигнала (обычно одноконтурные) различаются по типу входного контура, типу приемной антенны, с которой они должны быть связаны, по виду связи с антенной и виду связи с усилительным прибором.

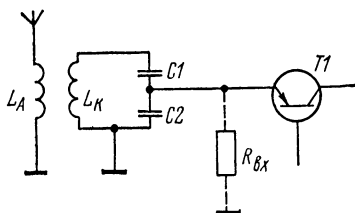


Рис. 11.2

Колебательные контуры, используемые во входных цепях, бывают перестраиваемыми и неперестраиваемыми — широкополосными. Это обуславливает наличие широкополосных и перестраиваемых входных цепей. По типу приемной антенны различаются входные цепи с симметричным и несимметричным входом. Симметричный вход применяется для петлевых вибраторов, а несимметричный — для полуволновых вибраторов и штыревых телескопических антенн, используемых в автомобильных и переносных приемниках. По виду связи с антенной входные цепи бывают: с непосредственной связью, емкостной и трансформаторной. По виду связи с усилительным прибором различаются входные цепи: с непосредственной связью, емкостной, автотрансформаторной и трансформаторной.

Типовая схема **широкополосной входной цепи** УКВ блока (рис. 11.2) содержит колебательный контур и элементы связи с антенной и транзистором Т1 каскада УРЧ (обычно с ОБ). Резонансная частота неперестраиваемого входного контура соответствует средней частоте ($f_{ср}$) УКВ диапазона (69 МГц), а полоса пропускания ($\Pi_{вд}$) выбирается в пределах 9—11 МГц. Для получения такой полосы эквивалентная добротность контура ($Q_э$) должна быть небольшой (6—8). Трансформаторная связь с антенной дает возможность получить как симметричный вход, так и несимметричный (показан на рисунке). Связь с транзистором выбирается из условия получения наименьшего шума входной цепи. При этом внутренняя емкостная связь с транзистором (показанная на рисунке) конструктивно проще, так как в диапазоне УКВ трудно реализовать малые индуктивности.

На рис. 11.3 приведены некоторые практические схемы широкополосных входных цепей.

Входная цепь УКВ блока переносного радиоприемника «Урал-301» (рис. 11.3, а) рассчитана для связи с телескопической антенной. Катушка L_1 , а также емкости катушки и монтажа образуют широкополосный колебательный контур. Связь с транзистором Т1 осуществляется с помощью конденсатора C_1 . Катушка L_1 имеет 11,5 в провода ПЭЛШО 0,15; сердечник латунный МЗ×8.

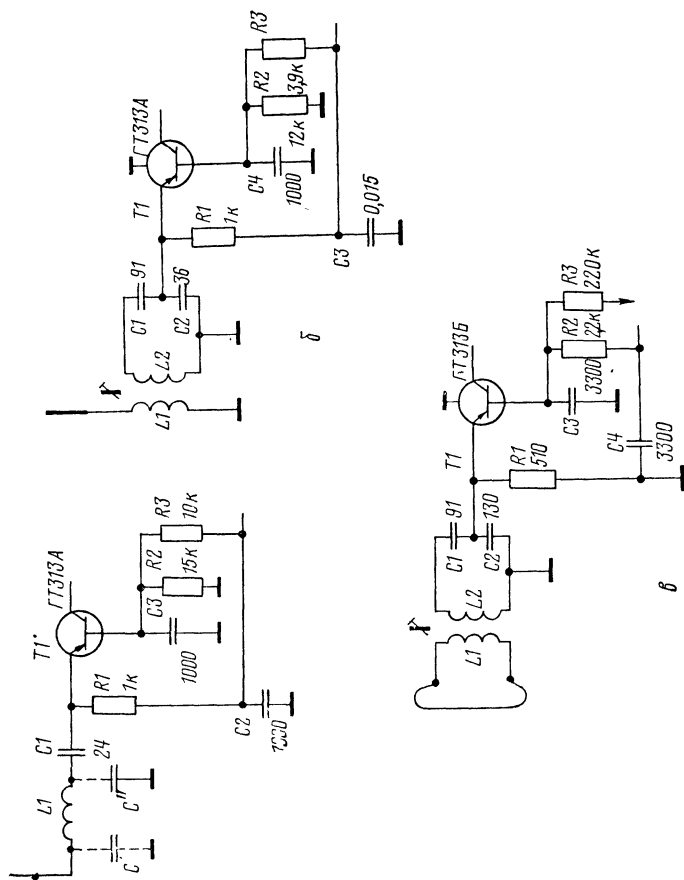


Рис. 11.3

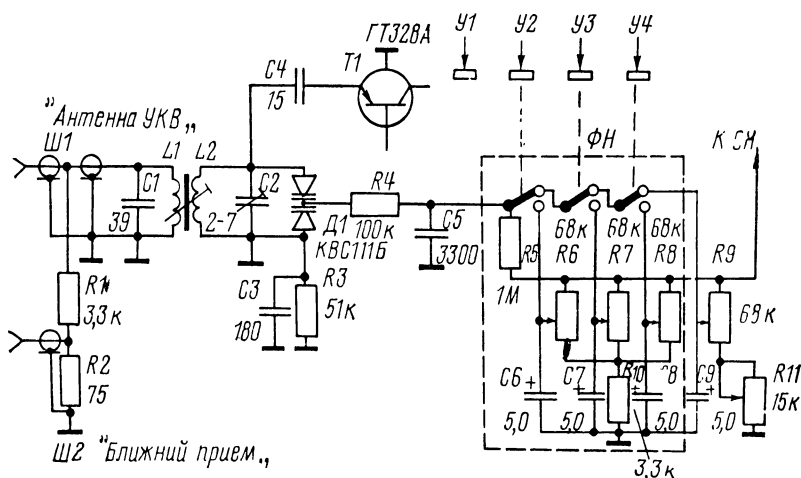


Рис. 11.4

На рис. 11.3, б изображена входная цепь УКВ блока автомобильно-переносного приемника «Урал-авто», рассчитанная для связи как с автомобильной антенной, так и с телескопической (при работе в качестве переносного). Входная цепь построена по типовой схеме (рис. 11.2). Катушка антенны L_1 (0,26 мкГ) имеет 4,25 в, а контурная катушка L_2 (0,33 мкГ) — 4,5 в. Обе катушки намотаны проводом ПЭЛШО 0,31; сердечник М100НН-2СС-2,8×14 мм.

Входная цепь УКВ блока радиолы «Рига-101» (рис. 11.3, в) имеет симметричный вход, предназначенный для работы от встроенного симметричного диполя (с волновым сопротивлением 300 Ом). Диполь соединяется с катушкой антенны L_1 . Намоточные данные катушек: L_1 (0,13 мкГ) — 4,25 в ПЭВ-1 0,31; L_2 (0,09 мкГ) — 3,75 в, меднолуженый провод 0,8; сердечник 13ВЧ-1 2,86×8 мм.

В УКВ блоках высококачественных приемников входные цепи делают **перестраиваемыми**. При этом повышается селективность тракта радиосигнала.

В качестве примера перестраиваемой входной цепи на рис. 11.4 приведена входная цепь УКВ блока радиолы высшего класса «Виктория-001». Перестройка контура входной цепи осуществляется с помощью варикапа Д1. Снижение антенны (коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом) подключается в гнездовую часть штепсельного разъема Ш1 или Ш2. В положении «ближний прием» происходит ослабление сигнала за счет делителя R_1 — R_2 . Управляющее напряжение,

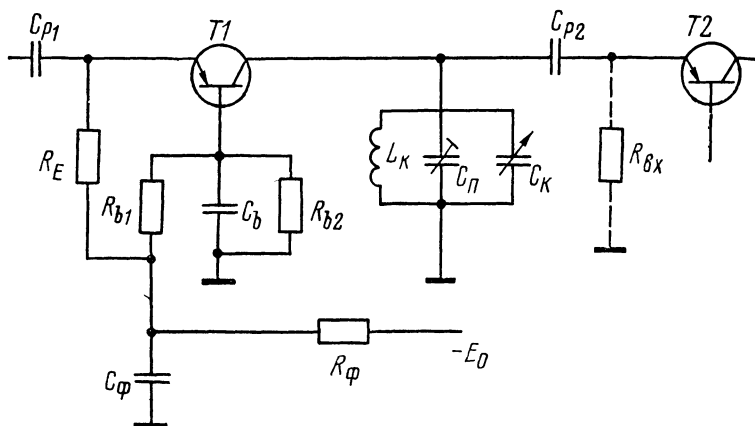


Рис. 11.5

подаваемое на варикап, должно быть хорошо стабилизировано, так как нестабильность напряжения приводит к расстройке входного контура. Блок фиксированных настроек (ФН) дает возможность выбрать три различные программы. При этом на варикап подается заранее устанавливаемое управляющее напряжение (с помощью переменных резисторов R_6 , R_7 или R_8). Это же напряжение подается и на варикапы других перестраиваемых контуров (УРЧ и гетеродина). Стабилизированное напряжение подается на ФН от отдельного стабилизатора (СН). Для связи контура входной цепи с антенной используется катушка L_1 , а связь с транзистором УРЧ (Т1) осуществляется с помощью конденсатора C_4 . Намоточные данные катушек: L_1 (0,78 мкГ) — 1,25 в ПЭВ-1 0,31; L_2 (0,91 мкГ) — 4,5 в ММ 0,8 ПОС. Обе катушки имеют общий двухотверстный ферритовый сердечник М30ВЧ2-6-Д16×19×7-5; подстроечный сердечник 13ВЧ-1СС-2,8×8 мм.

11.2.2. Усилители радиочастоты (УРЧ)

УРЧ, входящие в УКВ блок, содержат один или два (в высококачественных приемниках) резонансных каскада.

Резонансный каскад УРЧ (рис. 11.5) содержит транзистор Т1 по схеме ОБ с одиночный колебательный контур, используемый в качестве нагрузки. Резисторы R_{b1} , R_{b2} , R_E , $R_Ф$ и конденсаторы C_b и $C_Ф$ являются элементами цепей питания (см. 9.2.2).

Резонансный коэффициент усиления каскада K_0 зависит от

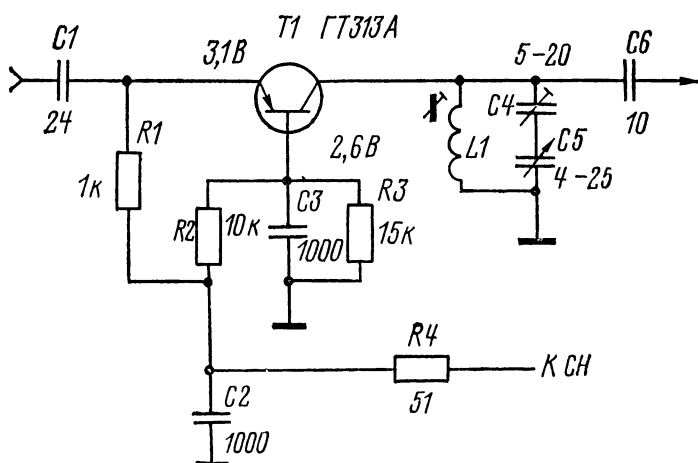


Рис. 11.6

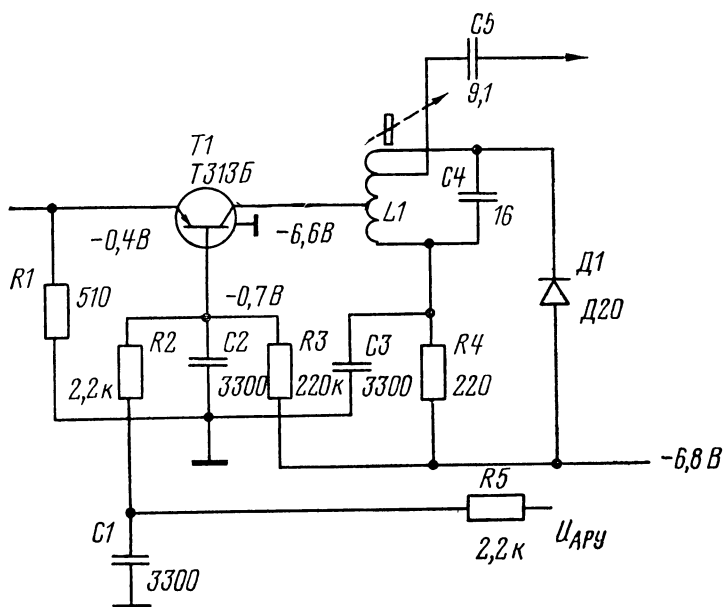


Рис. 11.7

крутизны транзистора (S), эквивалентного сопротивления нагруженного колебательного контура ($R_{\text{оез}}$) и коэффициентов включения контура — в выходную цепь транзистора T_1 (p_2) и во входную цепь транзистора T_2 ($p_{1\text{ с л}}$): $K_0 = S R_{\text{оез}} p_2 p_{1\text{ с л}}$.

Крутизна S определяется током покоя транзистора T_1 . При выборе этого транзистора и его режима исходя в первую очередь из необходимости получения минимального коэффициента шума $F_{\text{ш}}$. Схема ОБ дает возможность в диапазоне УКВ получить большее устойчивое усиление. При выборе связи с транзисторами T_1 и T_2 исходят из условия обеспечения требуемых селективности (по дополнительным каналам приема), полосы пропускания и устойчивости.

В УРЧ предусматриваются специальные меры для повышения помехозащищенности: ограничивают уровни сигналов и применяют полевые транзисторы. Для ограничения уровня сигналов УРЧ охватывают действием АРУ (см. 12.2.2), а также включают параллельно колебательному контуру шунтирующие диоды. Полевые транзисторы дают возможность снизить перекрестные и интермодуляционные искажения за счет квадратичной формы проходной характеристики (см. 9.2.1).

На рис. 11.6—11.9 приведены некоторые практические схемы УРЧ, используемых в УКВ блоках промышленных радиовещательных приемников.

Схема каскада УРЧ блока УКВ переносного приемника «Урал-301» (рис. 11.6) соответствует типовой (рис. 11.5). Напряжение питания подается от отдельного стабилизированного источника (СН). Колебательный контур, перестраиваемый КПЕ, имеет полное включение в выходную цепь транзистора T_1 (при этом $p_2=1$). Для связи входной цепи транзистора T_2 (преобразователя частоты) с контуром используется конденсатор C_6 , а для связи с входным контуром (рис. 11.3, а) — C_1 . Катушка L_1 (0,18 мкГ) 7,5 в ПЭВ-1 0,51; сердечник — латунный МЗ×8.

На рис. 11.7 изображена схема каскада УРЧ блока УКВ радиолы «Рига-101». Колебательный контур перестраивается с помощью латунного сердечника, перемещаемого внутри полистиролового каркаса катушки L_1 . Сердечник имеет ступенчатую форму, за счет выбора которой осуществляется сопряжение контуров УРЧ и гетеродина. Связь транзисторов T_1 и T_2 (преобразователя частоты) с контуром — автотрансформаторная. Параллельно контуру подключен шунтирующий диод D_1 . Для того чтобы устранить шунтирующее действие этого диода при малых входных сигналах, на него подается небольшое начальное смещение (100—300 мВ), образованное падением напряжения на резисторе R_4 в коллекторной цепи T_1 . Каскад — регулируемый; напряжение АРУ подается в цепь базы T_1 через фильтр R_5C_1 от отдельного детектора. Входной контур, с которым связан каскад, показан на рис. 11.3, в. Намоточные

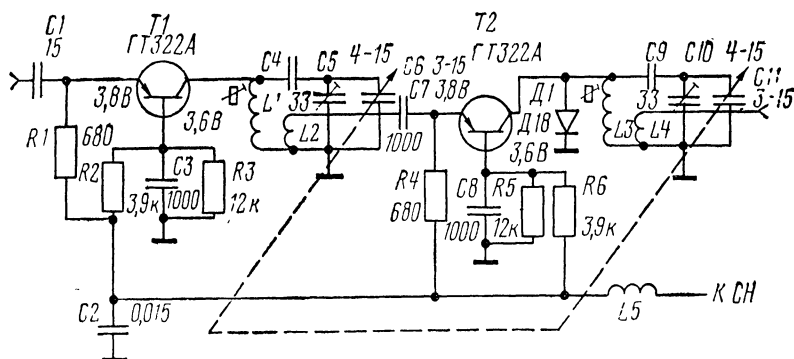


Рис. 11.8

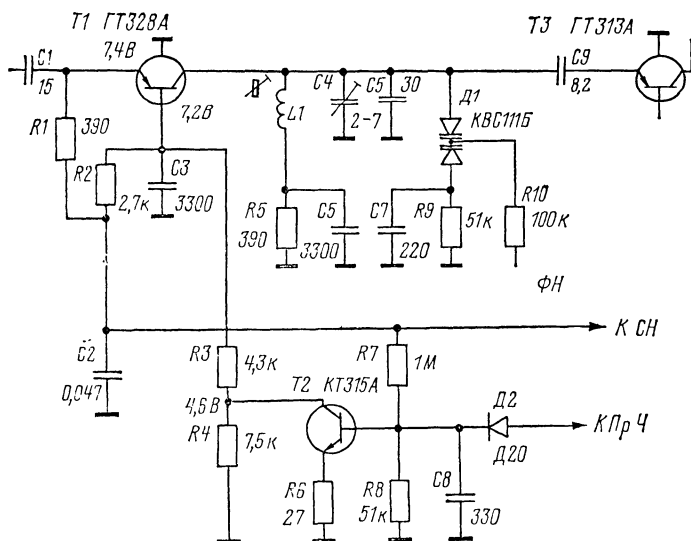


Рис. 11.9

данные катушки $L1$: 2,75+1,5+2,75 в, провод меднолуженый 0,8.

На рис. 11.8 приведена схема двухкаскадного УРЧ блока УКВ автомобильного приемника «Урал-авто-2». Оба каскада УРЧ — резонансные с ОБ. Идентичные колебательные контуры каскадов перестраиваются с помощью блока КПЕ. В обоих каскадах колебательный контур имеет полное включение в вы-

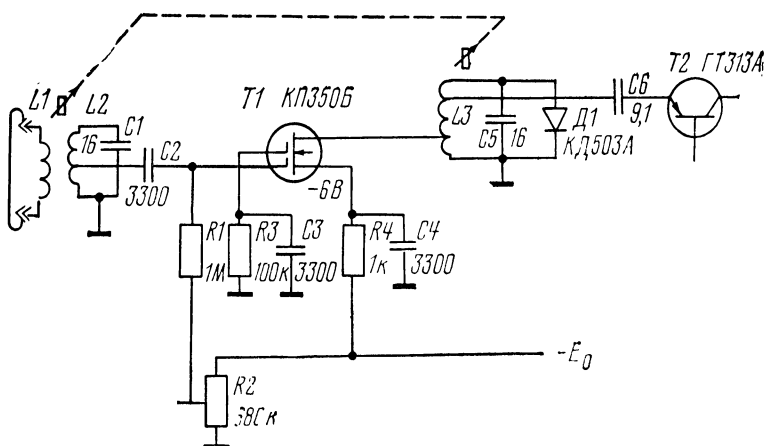


Рис. 11.10

ходную цепь транзистора своего каскада. Связь контура с транзистором последующего каскада — трансформаторная. Во втором каскаде УРЧ параллельно колебательному контуру включен шунтирующий диод Д1. Намоточные данные катушек: $L1$ — 11,5 в ПЭВ-1 0,49; $L2$, $L4$ — 1,5 в ПЭВ-1 0,2; $L3$ — 10,5 в ПЭВ-1 0,49; сердечник латунный М3×9; $L5$ — 65 в ПЭВТЛ-1 0,1, без сердечника.

На рис. 11.9 изображена часть схемы двухкаскадного УРЧ блока УКВ радиолы высшего класса «Виктория-001». Колебательные контуры УРЧ имеют электронную перестройку с помощью варикапов. Управление варикапами, так же как и в контуре входной цепи (см. рис. 11.4), осуществляется от блока фиксированных настроек (ФН). Первый каскад УРЧ (показанный на рис. 11.9) — регулируемый; система АРУ рассмотрена в разделе 12.2.2. Оба каскада УРЧ с ОБ. Напряжение питания E_0 подается от отдельного стабилизированного источника (СН). Катушка $L1$ (0,85 мкГ) имеет 4,5 в ММ 0,8 ПОС; сердечник — латунный.

В качестве примера использования в УРЧ полевых транзисторов на рис. 11.10 приведена схема каскада УРЧ блока УКВ любительского приемника [22]. Каскад содержит двухзатворный полевой транзистор КП350Б. Для создания необходимого напряжения смещения на его затворах используются резисторы $R1$ — $R4$. Оба контура преселектора — входной цепи и УРЧ перестраиваются с помощью латунных сердечников. Колебательный контур УРЧ имеет автотрансформаторную связь с выходной (стоковой) цепью транзистора Т1 и со входной цепью биполярного транзистора Т2 (преобразователя частоты). Параллельно контуру включен шунтирующий диод Д1.

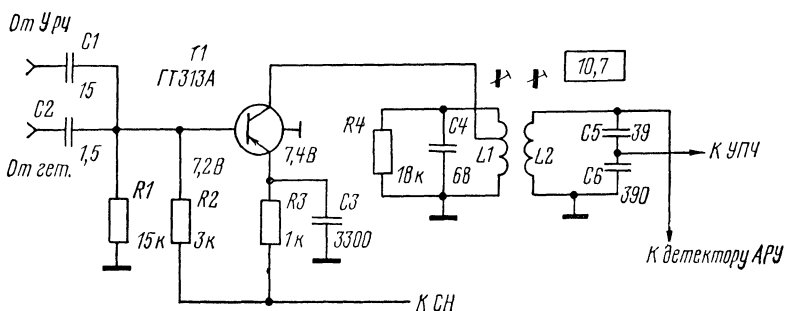


Рис. 11.11

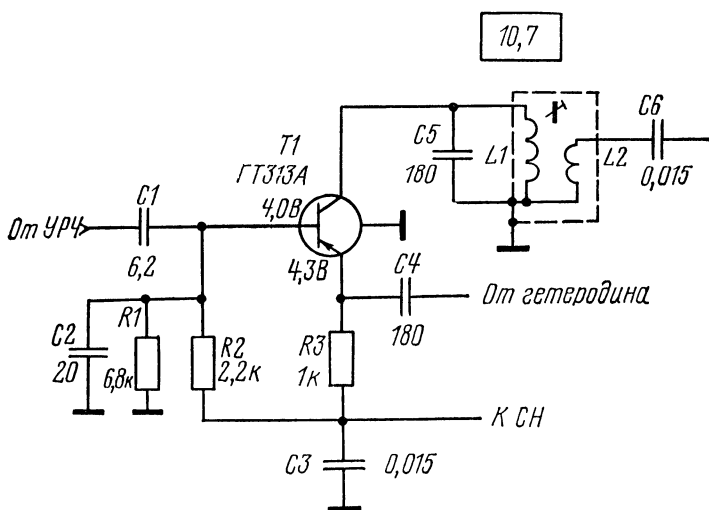


Рис. 11.12

11.2.3. Преобразователи частоты

Преобразователи частоты, входящие в УКВ блок, выполняются с отдельным гетеродином и генерирующими. Особое внимание уделяется гетеродином, от работы которых во многом зависит качество радиоприема.

В преобразователях частоты с отдельным гетеродином смешительная часть выполняется по типовой схеме, аналогичной используемой в АМ тракте (рис. 10.20). Напряжение сигнала подается обычно в цепь базы транзистора Т1, а напряжение гетеродина — в цепь эмиттера или базы. В качестве нагрузки

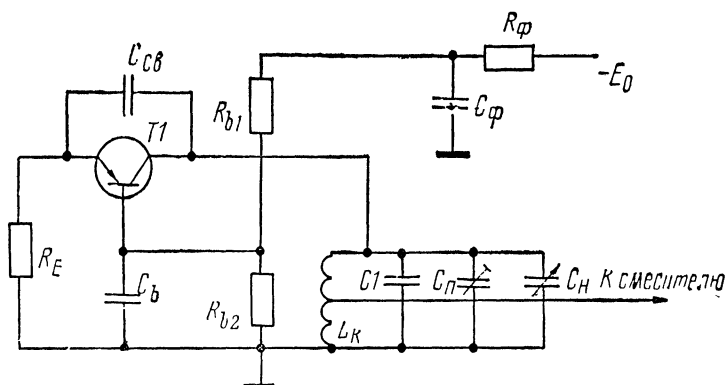


Рис. 11.13

в коллекторную цепь Т1 включаются одиночный колебательный контур или двухконтурный полосовой фильтр. Такие смесители могут рассматриваться в качестве условных усилительных каскадов, входящих в тракт промежуточной частоты (см. 11.3).

На рис. 11.11 и 11.12 приведены некоторые практические схемы смесителей, используемых в УКВ блоках промышленных радиоприемников.

На рис. 11.11 изображена схема смесителя УКВ блока радиолы высшего класса «Виктория-001». На базу транзистора Т1 подаются напряжения: сигнала (через конденсатор С1) от второго каскада УРЧ и гетеродина (рис. 11.14) — через конденсатор С2. Нагрузкой каскада служит двухконтурный полосовой фильтр, настроенный на промежуточную частоту 10,7 МГц. Связь второго контура фильтра с УПЧ — внутренняя емкостная. С этого же контура снимается напряжение сигнала на детектор АРУ (диод Д2 на рис. 11.9). Питание каскада осуществляется от стабилизированного источника (СН). Намоточные данные катушек фильтра: L_1 (3,8 мкГ) — 16 в (отвод от 6,25 в) ПЭВ-1 0,12; L_2 (6,4 мкГ) — 22 в ПЭВ-1 0,12; сердечник М100НН-2СС-2,8×14 мм.

На рис. 11.12 приведена схема смесителя УКВ блока автомобильного приемника «Урал-авто». На базу транзистора Т1 подается напряжение сигнала от УРЧ, а на эмиттер через конденсатор С4 — напряжение от гетеродина (рис. 11.15). Нагрузкой каскада служит одиночный колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту 10,7 МГц. Намоточные данные катушек: L_1 (2 мкГ) — 13,5 в ПЭЛШО 0,15; L_2 — 1 в ПЭЛШО 0,15; сердечник СБ-12А.

Гетеродины выполняются по типовой трехточечной схеме с емкостной связью (рис. 11.13). Основными элементами схемы являются: транзистор с ОБ (Т1) и колебательный контур ге-

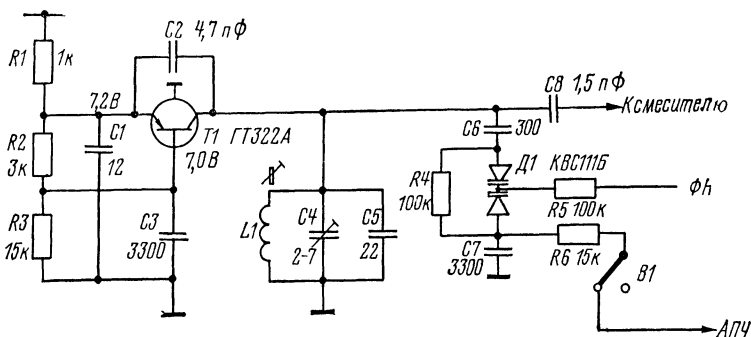


Рис. 11.14

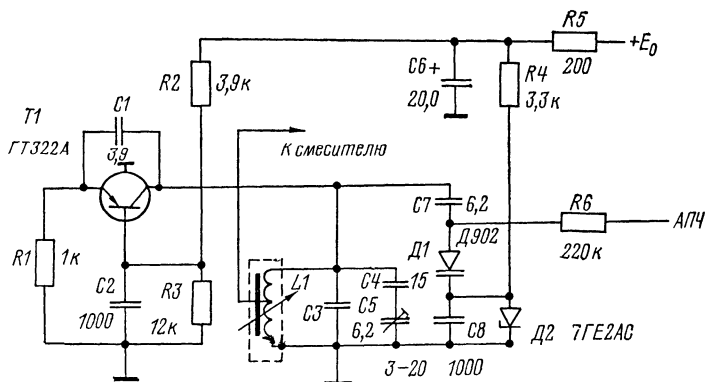


Рис. 11.15

теродина. Резисторы R_{b1} , R_{b2} , R_E , R_Φ и конденсаторы C_b , C_Φ являются элементами цепей питания. Связь со смесителем обычно автотрансформаторная — за счет отвода от части витков контурной катушки L_k . Схемы гетеродинов различаются способом перестройки колебательных контуров, которые перестраиваются так же, как и контуры преселектора: с помощью КПЕ, переменной индуктивности (КПИ) или варикапов.

Для повышения стабильности частоты гетеродина предусматриваются специальные меры: обязательное наличие АПЧ (см. 12.2.3) и питание гетеродина от стабилизированного источника (СН), использование в контуре гетеродина катушек с высокой добротностью и др. Принимаются также специальные меры для исключения воздействия сильного сигнала на гетеродин, и в частности ограничение уровня сигнала в УРЧ.

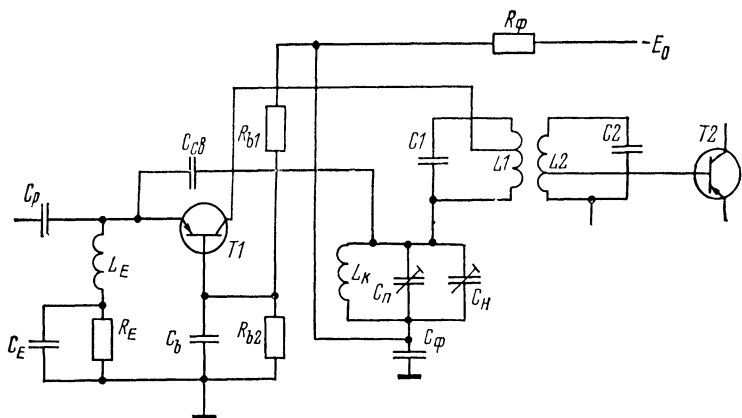


Рис. 11.16

На рис. 11.14 и 11.15 приведены некоторые практические схемы гетеродинов, используемых в блоках УКВ промышленных радиовещательных приемников.

На рис. 11.14 изображена схема гетеродина УКВ блока радиолы высшего класса «Виктория-001». Схема отличается от типовой (рис. 11.13) электронной перестройкой колебательного контура с помощью варикапа Д1. Управление варикапом, так же как и в контурах преселектора (см. рис. 11.4 и 11.9), осуществляется от блока фиксированных настроек (ФН). Для АПЧ на этот же варикап подается управляющее напряжение от дробного детектора (см. 12.2.3). Напряжение на смеситель (рис. 11.11) подается с колебательного контура гетеродина через конденсатор С8. Намоточные данные катушки L_1 (0,79 мкГ) — 4 в ММ 0,8 ПОС; сердечник — латунный.

На рис. 11.15 приведена схема гетеродина УКВ блока автомобильного приемника «Урал-авто». Схема отличается от типовой (рис. 11.13) перестройкой колебательного контура гетеродина с помощью КПИ (L_1). В качестве управителя АПЧ используется варикап Д1, начальное напряжение на котором стабилизируется с помощью диодного стабилизатора (диод Д2, резистор R_4). Связь со смесителем (рис. 11.12) — автотрансформаторная. Намоточные данные катушки L_1 — 9,25 в ($d=0,8$ мм); сердечник из сплава Д16.

Генерирующие преобразователи частоты обычно выполняются по типовой схеме (рис. 11.16).

Смесительная часть генерирующих преобразователей частоты содержит кроме транзистора Т1 (с ОБ) ЧСЦ, настроенную на промежуточную частоту ($f_{пч}$) и, в частности, двухконтурный полосовой фильтр (показанный на рисунке). ЧСЦ включается в коллекторную цепь Т1 последовательно с коле-

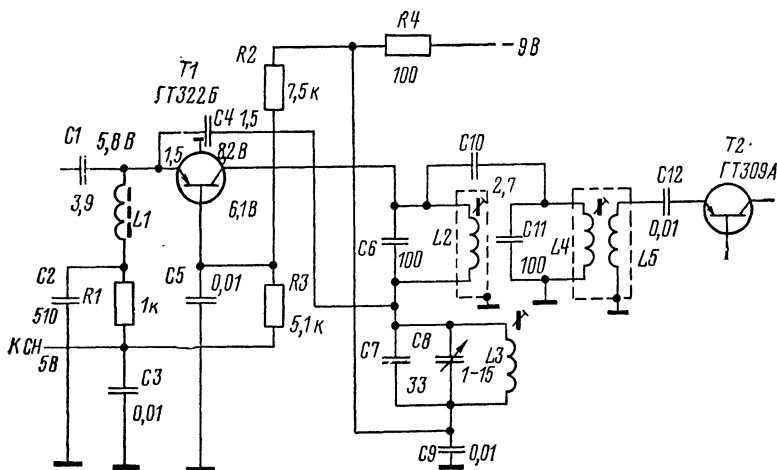


Рис. 11.17

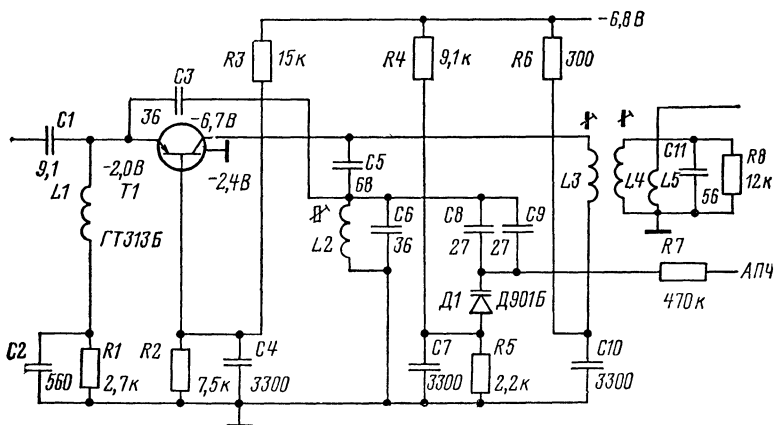


Рис. 11.18

бательным контуром гетеродина. Так как частота гетеродина значительно превышает промежуточную частоту, нагрузка смесительной части практически не влияет на работу гетеродиной части. В цепь эмиттера Т1 включается фильтр $L_E C_E$, настроенный на частоту $f_{пч}$. За счет такого фильтра закорачивается вход Т1 для промежуточной частоты. При этом для $f_{пч}$ уменьшается обратная связь (с выхода Т1 на его вход) и улучшается режим смесительной части. Как и смесители преобразователей частоты с отдельным гетеродином, смесительная часть

генерирующих преобразователей частоты может рассматриваться в качестве условного усилительного каскада, входящего в тракт промежуточной частоты.

Гетеродинная часть генерирующих преобразователей частоты аналогична типовой трехточечной схеме с емкостной связью (рис. 11.13). Основные элементы этой схемы — транзистор Т1 и колебательный контур гетеродина (L_k, C_n, C_p).

На рис. 11.17 и 11.18 приведены некоторые практические схемы генерирующих преобразователей частоты, используемых в УКВ блоках промышленных радиовещательных приемников.

На рис. 11.17 изображена схема преобразователя частоты блока УКВ простого переносного радиоприемника «Луч». Схема соответствует типовой (рис. 11.16). Напряжение сигнала подается от УРЧ на эмиттер Т1 через конденсатор С1, а напряжение гетеродина — на эмиттер Т1 с колебательного контура гетеродина (L_3, C_7, C_8) через конденсатор связи С4. Перестройка контура осуществляется блоком КПЕ. Намоточные данные катушек: L_1 — 8,5 в ПЭВ-1 0,38; L_3 — 2,5 в ПЭВ-1 0,64; сердечник СБМ.

На рис. 11.18 приведена схема преобразователя частоты УКВ блока радиолы «Рига-101». Схема отличается от типовой (рис. 11.16) перестройкой колебательного контура гетеродина — с помощью КПИ (L_2). Латунный сердечник катушки L_2 , так же как и в каскаде УРЧ (рис. 11.7), имеет ступенчатую форму. За счет выбора формы сердечника осуществляется сопряжение контуров УРЧ и гетеродина. Варикап Д1 используется в качестве управителя АПЧ (см. 12.2.3). Для исключения паразитного излучения гетеродина в блоке используется преобразование частоты на второй гармонике гетеродина (72,6—79,8 МГц). Смесительная часть преобразователя частоты содержит двухконтурный полосовой фильтр. Первый контур этого фильтра образуется за счет катушки L_3 и конденсатора С5. Для промежуточной частоты ($f_{пч}$) индуктивное сопротивление катушки L_2 мало, и конденсатор С5 практически соединен с общим проводом. Намоточные данные катушек: L_1 — 50 в ПЭЛ 0,1; L_2 — 7 в, меднолуженый провод 0,8.

11.3. Тракт промежуточной частоты

В радиовещательных приемниках, имеющих УКВ диапазон, используются две схемы построения тракта промежуточной частоты: тракт может быть выполнен независимым или комбинированным (см. 11.1). В обоих случаях наибольшее распространение получили каскады УПЧ, выполненные по типовой схеме (рис. 11.19). Основными элементами такого каскада являются: транзистор Т1 (по схеме ОЭ) и двухконтурный полосовой фильтр, используемый в качестве селективной нагрузки.

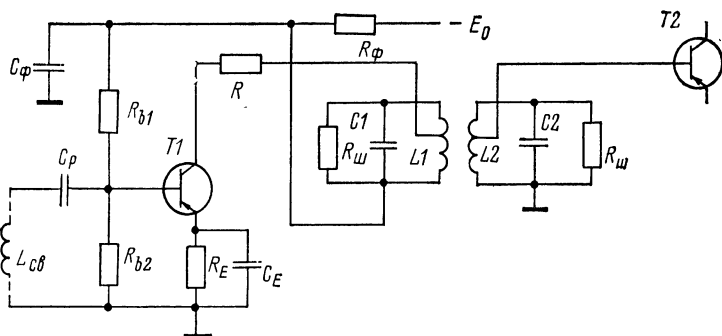


Рис. 11.19

Резисторы R_{b1} , R_{b2} , R_E , R_Φ и конденсаторы C_E , C_Φ являются элементами цепей питания (см. 9.2.2).

Селективные свойства каскада (рис. 11.19) оцениваются с помощью двух параметров: ширины полосы пропускания, отсчитываемой на уровне 6 дБ, и крутизны ската резонансной характеристики. Ширина полосы пропускания должна соответствовать спектру ЧМ сигнала и удовлетворять нормам ГОСТ. Для получения требуемой полосы пропускания и возможности ее регулирования в процессе изготовления приемника оба контура полосового фильтра нагружают шунтирующими резисторами R_Π . Крутизна ската резонансной характеристики для одной пары контуров ориентировочно 0,05—0,06 дБ/кГц. Общее количество двухконтурных фильтров в тракте промежуточной частоты, требуемых для обеспечения заданной селективности по соседнему каналу, определяется поэтому классом приемника: для приемников высшего класса нужно не менее пяти пар контуров, а для приемников III класса — не менее трех пар.

Резонансный коэффициент усиления каскада K_0 зависит от крутизны транзистора (S), эквивалентного сопротивления его нагруженных контуров (R_{oe_3}), затухания, вносимого фильтром (a), а также от коэффициентов включения контуров фильтра — в выходную цепь транзистора T1 (p_2) и во входную цепь T2 ($p_{1cл}$): $K_0 = S R_{oe_3} a p_2 p_{1cл}$.

Крутизна S в усилительном режиме определяется током покоя транзистора T1. Для смесительной части преобразователей частоты, рассматриваемой как условный усилительный каскад тракта промежуточной частоты, крутизна $S_{пр}$ обуславливается преобразовательным режимом транзистора (см. 10.4.1) и оказывается в 1,4—2,5 раза меньше крутизны, определенной для режима усиления.

Связь между контурами фильтра может быть трансформаторной или внешней емкостной. При этом степень связи уста-

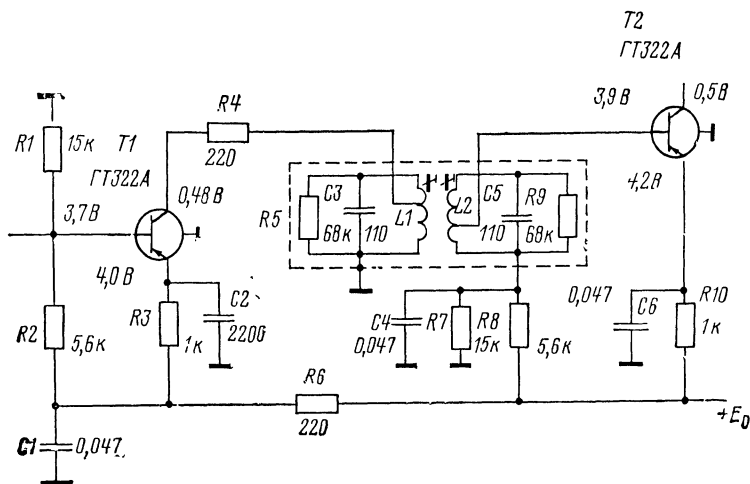


Рис. 11.20

навливается критической ($\eta_{св}=1$) или меньше критической ($\eta_{св}<1$). При трансформаторной связи требуемое значение $\eta_{св}$ определяется расположением перегородок экранов, внутри которых размещаются катушки контуров. В зависимости от параметра связи ($\eta_{св}$) изменяется затухание (α), вносимое фильтром (см. 9.1.2).

Из соображений устойчивости ослабляют связи контуров с транзисторами Т1 и Т2. С этой целью выбираются малые значения p_2 и $p_{исл}$; $p_2=0,4-0,5$, а $p_{исл}$ — порядка 0,1. Для повышения устойчивости в коллекторную цепь транзистора Т1 включают также антипаразитное сопротивление R . Для одного каскада с двухконтурным полосовым фильтром K_0 ориентировочно равно 10. В связи с этим общее количество каскадов УПЧ, требуемых для обеспечения заданной чувствительности, определяется классом радиоприемника.

В радиоле высшего класса «Виктория-001» тракт промежуточной частоты выполняется независимым и кроме смесительной части преобразователя частоты, входящего в УКВ блок (рис. 11.11), содержит пятикаскадный УПЧ. Оконечный каскад УПЧ является ведущим дробного детектора (рис. 12.10). Остальные четыре каскада УПЧ в основном идентичны и выполнены по схеме рис. 11.20. Каскады различаются режимом транзисторов, и соответственно несколько отличаются величины сопротивлений резисторов, входящих в цепи питания. Намоточные данные катушек полосового фильтра (настроенного на промежуточную частоту 10,7 МГц): L_1 (2,37 мкГ) — 16 в (отвод от 8 в) ПЭВ-1 0,15; L_2 (2,37 мкГ) — 16 в (отвод от 2 в)

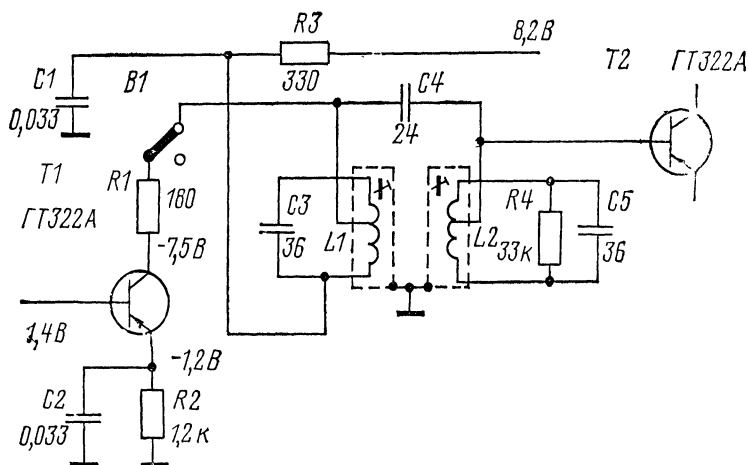


Рис. 11.21

ПЭВ-1 0,15; сердечники кольцевые М600НН8-К12×9×4 и подстроечные М600НН-ЗСС-2,8×14 мм.

В радиоприемниках I и II классов тракт промежуточной частоты выполняется комбинированным и кроме смесительной части преобразователя частоты, входящего в УКВ блок, содержит четырехкаскадный УПЧ. На рис. 10.32, 10.33 и 11.21 приведены некоторые практические схемы комбинированных каскадов УПЧ промышленных радиовещательных приемников.

На рис. 10.32 изображена схема комбинированного каскада УПЧ радиолы «Рига-101», предназначенного для работы в трактах АМ и ЧМ сигналов. Схема каскада для тракта ЧМ соответствует типовой (рис. 11.19) и содержит кроме транзистора Т1 двухкаскадный полосовой фильтр, настроенный на промежуточную частоту 6,8 МГц, с трансформаторной связью между контурами. Намоточные данные катушек фильтра (тракта ЧМ): L_5 (7,8 мкГ) — 25 в (отвод от 9 и 10 в) ПЭВ-1 0,12; L_6 (7,8 мкГ) — 25 в ПЭВ-1 0,2; L_7 — 3 в ПЭВ-1 0,12; сердечник М100НН-2СС-2,86×14 мм.

На рис. 10.33 приведена схема комбинированного каскада УПЧ автомобильного приемника «АТ-66». Схема каскада для тракта ЧМ соответствует типовой (рис. 11.19) и содержит двухконтурный полосовой фильтр, настроенный на промежуточную частоту 6,5 МГц. Намоточные данные катушек фильтра (тракта ЧМ): L_3 и L_4 (4,5 мкГ) — 11×3 в ПЭЛШО 0,15; L_5 — 3 в ПЭЛШО 0,15; сердечник СЦР-1.

На рис. 11.21 представлена часть схемы комбинированного каскада переносного приемника II класса «Океан» для тракта ЧМ. Этот каскад в АМ тракте используется в УРЧ (рис. 10.17).

При использовании каскада в УПЧ тракта ЧМ (на рис. 11.21 не показаны цепи коммутации) схема каскада отличается от типовой (рис. 11.19) наличием внешней емкостной связи между контурами полосового фильтра, настроенного на промежуточную частоту 10,7 МГц. Намоточные данные катушек фильтра: L_1 (5 мкГ) — 12+6 в ПЭВ-2 0,2; L_2 (6 мкГ) — 1+17 в ПЭВ-2 0,2; сердечник М100НН-2СС-2,86×12 мм.

Некоторые практические схемы комбинированных каскадов УПЧ, используемых в качестве оконечных для связи с детекторами (АМ и ЧМ), приведены в главе 12.

Глава 12

ДЕТЕКТОРЫ И РЕГУЛИРОВКИ В РАДИОПРИЕМНИКАХ

12.1. ДЕТЕКТОРЫ

В радиовещательных приемниках используются детекторы двух видов: амплитудные и частотные.

12.1.1. Амплитудные детекторы

Амплитудные детекторы служат для преобразования АМ сигнала в напряжение, изменяющееся по закону амплитудной модуляции, и содержат (рис. 12.1) три основных элемента: нелинейный элемент (НЭ), сопротивление нагрузки (R_n) и фильтр (Ф).

Если на вход амплитудного детектора подается немодулированное ВЧ колебание с амплитудой U_{m0} (рис. 12.2, а), то на нагрузке детектора (R_n) создается выходное напряжение $U_{\text{вых дет.}}$. Это напряжение за счет НЭ имеет две составляющие: постоянную — U_0 и ВЧ составляющую U_ω (не показанную на рисунке). Для всех применений амплитудного детектора требуется исключить ВЧ составляющую выходного напряжения. Наличие ее может привести к самовозбуждению приемника и перегрузке его каскадов. Для исключения U_ω используют фильтр (Ф). В простейшем случае таким фильтром служит конденсатор C_n , подключаемый параллельно нагрузке R_n .

При подаче на вход амплитудного детектора простейшего АМ колебания (рис. 12.2, б), огибающая которого (mU_{m0}) изменяется по гармоническому закону (с частотой модуляции f), $U_{\text{вых дет.}}$ содержит кроме U_0 и U_ω низкочастотную составляющую U_Ω . НЧ составляющая изменяется с частотой модуляции f и при отсутствии искажений повторяет форму огибающей радиосигнала. Для сложного АМ колебания, огибающая которого изменяется в спектре воспроизводимого диапазона звуко-

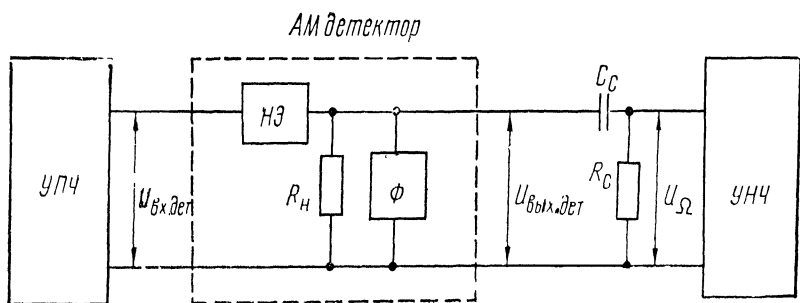


Рис. 12.1

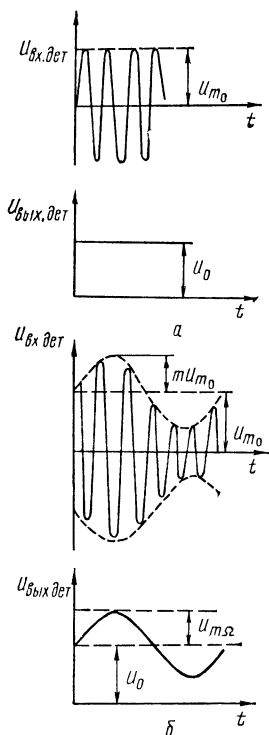


Рис. 12.2

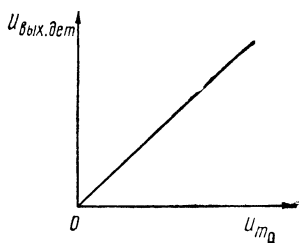


Рис. 12.3

вых частот (от F_n до F_v), НЧ составляющая выходного напряжения детектора при отсутствии искажений содержит весь этот спектр звуковых частот.

Амплитудные детекторы, используемые в АМ тракте радиовещательных приемников (называемые АМ детекторами), в за-

зависимости от назначения делятся на детекторы сигнала, детекторы АРУ и совмещенные детекторы. В детекторах сигнала используется только НЧ составляющая выходного напряжения детектора (U_{Ω}), в детекторах АРУ — только постоянная составляющая (U_0). Совмещенный детектор выполняет одновременно функции детектора сигнала и АРУ.

Графическая зависимость величины $U_{\text{вых. дет}}$ (при наличии фильтра) от U_{m0} представляет собой детекторную характеристику. Для идеального детектора такая характеристика линейна (рис. 12.3).

Основными качественными показателями АМ детектора являются: коэффициент передачи, входное сопротивление и коэффициент фильтрации.

Коэффициент передачи детектора ($K_{\text{дет}}$) определяется его назначением.

Коэффициент передачи детектора сигнала $K_{\text{дет } \Omega}$ — отношение амплитуды НЧ составляющей выходного напряжения ($U_{m\Omega}$) к амплитуде огибающей входного АМ сигнала (mU_{m0}): $K_{\text{дет } \Omega} = U_{m\Omega} / mU_{m0}$.

Для детектора АРУ (а также в случае немодулированного сигнала) $K_{\text{дет}}$ — отношение постоянной составляющей выходного напряжения (U_0) к амплитуде входного сигнала (U_{m0}): $K_{\text{дет}} = U_0 / U_{m0}$.

Входное сопротивление детектора ($R_{\text{вх. дет}}$) — сопротивление детектора для токов ВЧ со стороны входных зажимов. Источником сигнала для АМ детектора служит последний каскад УПЧ. Входное сопротивление детектора, нагружая этот каскад, влияет на его свойства (усилительные и селективные). Чем больше $R_{\text{вх. дет}}$, тем меньше влияние детектора на УПЧ.

Коэффициент фильтрации ($K_{\text{ф}}$) характеризует эффективность снижения уровня ВЧ составляющей выходного напряжения. $K_{\text{ф}}$ — отношение амплитуды ВЧ составляющей ($U_{m\omega}$) к амплитуде входного АМ сигнала (U_{m0}): $K_{\text{ф}} = U_{m\omega} / U_{m0}$. Для детектора сигнала достаточно обеспечить $K_{\text{ф}} \leq 0,01$.

В детекторе сигнала создаются частотные и нелинейные искажения. **Частотные искажения** обусловлены наличием реактивных элементов, включаемых в цепь нагрузки детектора, а **нелинейные искажения** — свойствами нелинейного элемента, а также влиянием элементов связи детектора с УНЧ и УПЧ. Искажения, создаваемые в детекторе, не должны выходить за допустимые пределы.

В зависимости от типа нелинейного элемента АМ детекторы делятся на диодные и транзисторные. Наибольшее применение имеют диодные детекторы, у которых в качестве НЭ используются полупроводниковые диоды.

Диодные детекторы выполняются по двум основным схемам: последовательной (рис. 12.4, а) и параллельной (рис. 12.4, б).

В последовательной схеме (или схеме с открытым входом)

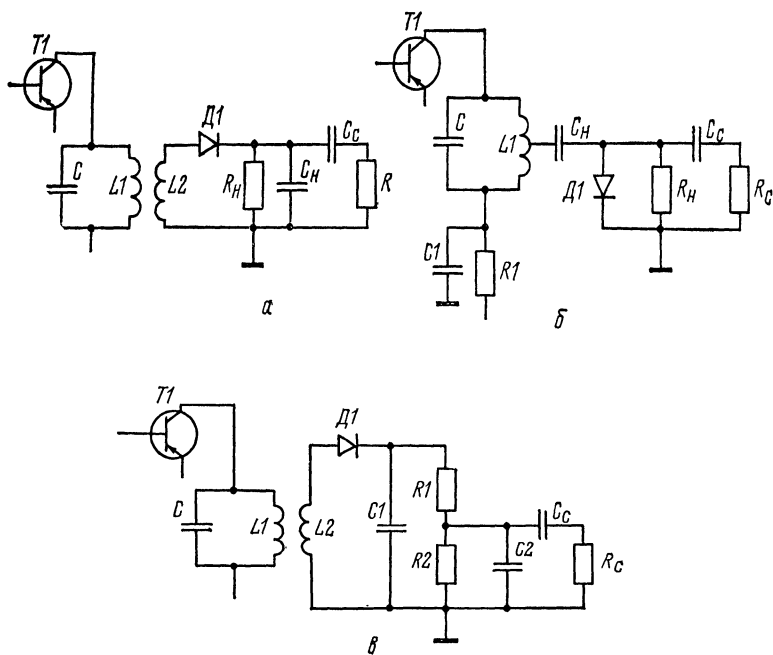


Рис. 12.4

диод (*Д*) и нагрузка (*R_н*) подключены последовательно с источником сигнала — контуром последнего каскада УПЧ. В **параллельной схеме** (называемой также схемой с закрытым входом) диод и нагрузка подключены к источнику сигнала параллельно. При этом конденсатор *C_н* изолирует диод от постоянного напряжения источника питания, поданного на контур.

Основные качественные показатели диодного детектора — *K_{дет}* и *R_{вх. дет}* зависят от режима сигнала, сопротивления нагрузки, способа включения диода и его типа.

Различают два режима работы диодного детектора: сильного и слабого сигнала.

В **режиме сильного сигнала** (при напряжениях на диоде, превышающих 1В) результаты детектирования практически не зависят от формы вольт-амперной характеристики НЭ — диода, а определяются линейным элементом схемы детектора — сопротивлением нагрузки *R_н*. При больших величинах *R_н* коэффициент передачи детектора *K_{дет}* $\cong 1$, а его входное сопротивление *R_{вх. дет}* $\cong R_{н}/2 + b$ (для последовательной схемы) и

$R_{\text{вх. дет}} \cong R_{\text{н}}/3 + b$ (для параллельной схемы). Входящий в формулы коэффициент b зависит от обратного сопротивления диода: $b \cong 3 R_{\text{н}}/R_{\text{обр.}}$.

Для увеличения входного сопротивления детектора используются диоды с высоким обратным сопротивлением.

В режиме слабого сигнала параметры детектора $K_{\text{дет}}$ и $R_{\text{вх. дет}}$ зависят как от амплитуды сигнала, так и от формы вольт-амперной характеристики диода. АМ детекторы транзисторных радиовещательных приемников по ряду причин работают в режиме слабого сигнала — обычно амплитуда сигнала на диоде не превышает 0,5 В.

Частотные искажения в диодных детекторах вызываются наличием двух емкостей (рис. 12.4, а): конденсатора фильтра $C_{\text{н}}$ и разделительного конденсатора (конденсатора связи) $C_{\text{с}}$. При этом $C_{\text{н}}$ влияет на частотную характеристику в области высших звуковых частот, а $C_{\text{с}}$ — в области нижних.

Нелинейные искажения в диодных детекторах обусловлены тремя причинами: инерционностью детектора, различием в сопротивлении нагрузки постоянному и переменному току и нелинейностью детекторной характеристики.

Инерционность детектора связана с постоянной времени нагрузки детектора $\tau_{\text{н}} = C_{\text{н}} R_{\text{н}}$. Если выбрать $C_{\text{н}} R_{\text{н}} \leq 1,5/2\pi F_{\text{макс}}$, то нелинейные искажения, обусловленные инерционностью, будут сведены к минимуму.

Заметные нелинейные искажения, обусловленные различием сопротивления нагрузки постоянному и переменному току, возникают в случае, если эти сопротивления отличаются более чем на 10—20%. Для снижения нелинейных искажений этого вида применяют разделение нагрузки (рис. 12.4, в). При этом одновременно улучшается фильтрация ВЧ напряжения.

Нелинейность детекторной характеристики проявляется только в режиме слабого сигнала: с уменьшением уровня входного сигнала нелинейные искажения возрастают. При напряжении на диоде 50—70 мВ коэффициент гармоник ($\kappa_{\text{г}}$) за счет нелинейных искажений в детекторе достигает 7—10%. При повышении напряжения до 0,5 В $\kappa_{\text{г}}$ снижается до 1,5—2%. Уменьшение нелинейных искажений, обусловленных нелинейностью детекторной характеристики, при заданном уровне входного сигнала достигается экспериментально — подбором начального режима диода и выбором связи детектора с колебательным контуром последнего каскада УПЧ.

В простых приемниках (невысокого класса) АМ детекторы обычно делаются совмещенными — служат одновременно детектором сигнала и АРУ. Такие детекторы выполняются по последовательной схеме и работают в режиме слабого сигнала при напряжениях 60—80 мВ. В этом случае коэффициент передачи $K_{\text{дет}}$ не превышает 0,15, а входное сопротивление $R_{\text{вх. дет}} \cong 3 R_{\text{н}}$. Практические примеры подобных детекторов

(см. главу 11) и связан с детекторами как АМ, так и ЧМ сигналов. В зависимости от положения переключателя диапазонов (ДВ, СВ, КВ или УКВ) вход УНЧ подключается ко входу соответствующего детектора.

АМ детектор сигнала переносного радиоприемника II класса «Океан» (рис. 12.5) выполнен на диоде Д4 по последовательной схеме с разделенной нагрузкой (рис. 12.4, в) и подключен ко второму контуру полосового фильтра (настроенного на промежуточную частоту 465 кГц). Детектор АРУ выполнен на диоде Д1 по параллельной схеме (рис. 12.4, б) и подключен к первому контуру полосового фильтра. Намоточные данные катушек: L_4 (117 мкГ)—69 в ПЭВ-2 0,1; L_5 —72 в ПЭЛШО 0,1; сердечник М600НН-ЗСС-2,86×12 мм.

АМ детектор сигнала радиолы «Рига-101» (рис. 12.6) выполнен на диоде Д3 также по последовательной схеме с разделенной нагрузкой (рис. 12.4, в). На катод диода подается начальное отрицательное смещение порядка 0,3 В (за счет делителя R_3 — R_4). Намоточные данные катушек: L_4 (160 мкГ)—100 в (отводы от 48 и 80 в) ПЭВ-1 5×0,06; L_5 (240 мкГ)—124 в (отвод от 84 в); сердечник М600НН-ЗСС-2,86×14 мм.

Транзисторные детекторы бывают двух основных типов: эмиттерные и коллекторные (рис. 12.7).

В эмиттерном детекторе (рис. 12.7, а) в качестве НЭ используется переход база—эмиттер транзистора Т1. С помощью делителя R_1 — R_2 устанавливается начальный режим транзистора. Коэффициент передачи такого детектора ($K_{\text{дет}}$) при напряжении сигнала порядка 0,2 В близок к 1, а входное сопротивление ($R_{\text{вх. дет}}$) за счет свойств эмиттерного повторителя значительно больше, чем для диодных детекторов. Эмиттерные детекторы применяются в интегральных микросхемах (см. главы 13 и 14).

В коллекторном детекторе (рис. 12.7, б) детектирование происходит в коллекторной цепи после усиления, создаваемого транзистором Т1. Коэффициент передачи коллекторного детектора в отличие от детекторов других типов за счет усиления превышает 1. В схеме, изображенной на рис. 12.7, б, $K_{\text{дет}}$ практически определяется отношением резисторов R_1 и R_2 : $K_{\text{дет}} \cong 1 + R_1/R_2$.

На рис. 6.6 приведена практическая схема коллекторного детектора, использованная в малогабаритном приемнике прямого усиления «Микро». Транзистор детектора (Т1) используется одновременно в качестве каскада предварительного УНЧ.

12.1.2. Частотные детекторы

В ЧМ тракте радиовещательных приемников используются частотные детекторы (ЧМ детекторы) **частотно-амплитудного типа**, которые содержат три основных элемента: преобразова-

тель модуляции, ограничитель амплитуды и амплитудный детектор.

Преобразователь модуляции (ПМ) предназначен для преобразования ЧМ сигнала в сигнал с амплитудой, изменяющейся в соответствии с изменением частоты. Такое преобразование достигается за счет зависимости коэффициента передачи ПМ от частоты. Для того чтобы изменения амплитуды сигнала после ПМ точно повторяли закон изменения частоты входного сигнала, ЧМ сигнал, поступающий на вход ПМ, — радиосигнал — должен иметь постоянную амплитуду ($U_{m\omega}$). В реальных условиях амплитуда радиосигнала изменяется за счет паразитной амплитудной модуляции, вызываемой влиянием внешних помех и неравномерностью АЧХ ВЧ тракта приемника.

Ограничитель амплитуды предназначен для подавления паразитной амплитудной модуляции радиосигнала и за счет этого устранения вызываемых искажений.

Амплитудный детектор служит для преобразования сигнала, поступающего с выхода ПМ, в напряжение, изменяющееся по закону амплитудной модуляции.

Основными качественными показателями ЧМ детектора являются: коэффициент передачи, детекторная характеристика и степень подавления АМ.

Коэффициент передачи ($K_{дет}$) — отношение амплитуды выходного напряжения НЧ ($U_{m\Omega}$) к амплитуде входного радиосигнала ($U_{m\omega}$) при максимальной девиации частоты ($\Delta f_m = \Delta f_{m \max}$): $K_{дет} = U_{m\Omega} / U_{m\omega}$.

Детекторная характеристика (рис. 12.8) — зависимость выходного напряжения на нагрузке детектора ($U_{вых}$) от Δf — отклонения частоты входного радиосигнала от центральной частоты спектра (f_0). Крутизна детекторной характеристики ($S_{дет} = \Delta U_{вых} / \Delta f$) определяет чувствительность ЧМ детектора, а форма характеристики влияет на нелинейные искажения.

Степень подавления АМ оценивается с помощью так называемого **одновременного способа измерения**. Для этого на вход приемника подается сигнал, одновременно модулированный по частоте ($F = 400$ Гц и $\Delta f_m = 50$ кГц) и по амплитуде ($F = 1000$ Гц и $m = 0,3$). Показателем подавления АМ при этом служит выраженное в дБ от-

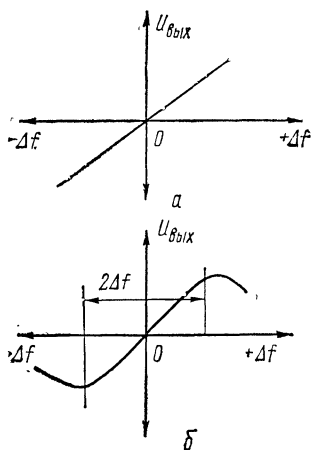


Рис. 12.8

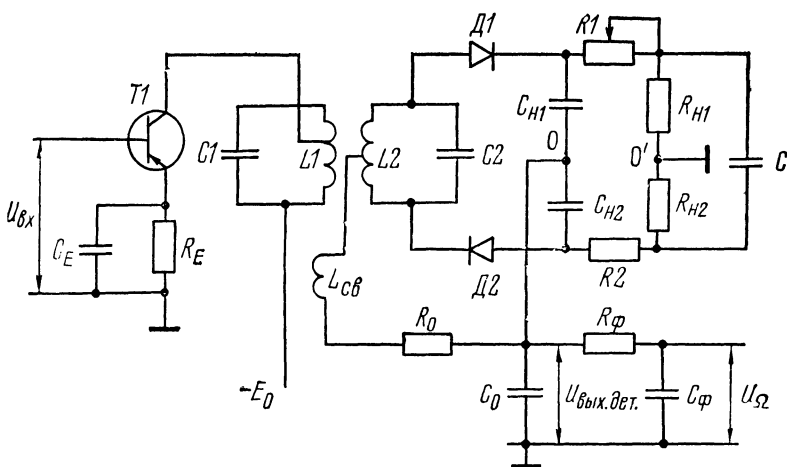


Рис. 12.9

ношение выходного напряжения с частотой 400 Гц к приращению выходного напряжения за счет проникновения амплитудной модуляции. ГОСТ 17692—72 нормирует подавление АМ в диапазоне УКВ, измеренное одновременным методом в пределах 26—34 дБ (в зависимости от класса приемника).

Наибольшее распространение в радиовещательных приемниках получила разновидность частотно-амплитудного детектора — **дробный детектор**, называемый также детектором отношения.

На рис. 12.9 приведена типовая схема дробного детектора, в состав которой входят его основные элементы: амплитудный детектор, преобразователь модуляции и ограничитель амплитуды.

Амплитудный детектор содержит два диодных детектора, образуемых: встречно-включенными диодами Д1 и Д2, нагрузочными сопротивлениями $R_{Н1}$ и $R_{Н2}$ и конденсаторами $C_{Н1}$ и $C_{Н2}$.

Преобразователем модуляции служит **фазовращающий трансформатор**: двухконтурный полосовой фильтр вместе с катушкой $L_{св}$, индуктивно связанной с контурной катушкой $L1$. При изменении частоты радиосигнала за счет ПМ изменяется фазовый сдвиг между напряжениями, подаваемыми на диоды амплитудного детектора. Двухконтурный полосовой фильтр, входящий в ПМ, является нагрузкой последнего каскада УПЧ, называемого **ведущим каскадом** дробного детектора.

Ограничитель амплитуды шунтирующего типа содержит конденсатор большой емкости C , обычно электролитический,

подключаемый параллельно $R_{н1}$ и $R_{н2}$; диоды амплитудного детектора Д1 и Д2 и колебательные контуры полосового фильтра ПМ. При правильно выбранных параметрах схемы ограничителя быстрые изменения амплитуды радиосигнала, вызываемые паразитной АМ, приводят к такому изменению шунтирующего действия детектора на контуры полосового фильтра, при котором автоматически изменяется усиление ведущего каскада и происходит компенсация изменения амплитуды радиосигнала — подавление амплитудных изменений.

Выходное напряжение детектора $U_{вых. дет}$ снимается с конденсатора C , подключенного к средним точкам 0 и 0'. НЧ составляющая выходного напряжения (U_{Ω}) подается на вход УНЧ через интегрирующую цепочку ($R_{\Phi} C_{\Phi}$), называемую фильтром деэмфазиса. Этот фильтр с постоянной времени 50 мкс служит для коррекции предискажений, создаваемых в передатчике, где осуществляется подъем верхних звуковых частот относительно нижних. Постоянная составляющая выходного напряжения (U_0) после соответствующей фильтрации используется для АПЧ (см. 12.2.3).

Коэффициент передачи дробного детектора ($K_{дет\Omega}$) — отношение НЧ напряжения на входе УНЧ (U_{Ω}) к напряжению радиосигнала на базе транзистора ведущего каскада ($U_{вх}$): $K_{дет\Omega} = U_{\Omega} / U_{вх} \cdot K_{дет\Omega}$ зависит от коэффициента передачи амплитудного детектора и коэффициента усиления ведущего каскада. Для повышения $K_{дет\Omega}$ предусматривается ряд мер: увеличение напряжения на диодах Д1 и Д2 в пределах 150—300 мВ (в зависимости от класса приемника); повышение добротности контуров полосового фильтра ПМ; повышение сопротивления нагрузки переменному току (между точками 0 и 0') и входного сопротивления УНЧ и др. При использовании этих мер коэффициент передачи дробного детектора ориентировочно равен 1.

Детекторная характеристика дробного детектора имеет форму S-кривой (рис. 12.8, б). Для уменьшения нелинейных искажений, возникающих в дробном детекторе, ширина линейного участка S-кривой ($2\Delta f$) должна быть не уже четырехкратного значения максимальной девиации частоты ($\Delta f_{m\max} = 50$ кГц).

Степень подавления АМ зависит от симметричности схемы дробного детектора и правильности выбора элементов схемы. Для компенсации асимметрии схемы включают симметрирующие резисторы $R1$ и $R2$, с помощью которых при регулировке детектора добиваются максимального подавления АМ. При выборе элементов схемы руководствуются следующим. Сопротивления $R_{н1}$ и $R_{н2}$ выбираются в пределах 5—20 кОм, при этом $R_{н1} = R_{н2} = R_{н}$.

Емкость электролитического конденсатора C выбирается из условия: $C_{(мкФ)} = \frac{50 - 250}{R_{н(кОм)}}$. Диоды Д1 и Д2 должны иметь

Дробный детектор в радиоле «Рига-101» (рис. 12.6) также выполнен по типовой схеме (рис. 12.9), а в качестве ведущего каскада используется комбинированный каскад УПЧ. Фазовращающий трансформатор содержит двухконтурный полосовой фильтр с трансформаторной связью, настроенный на промежуточную частоту 6,8 МГц. Намоточные данные катушек: L_1 (10 мкГ)— 34 в (отвод от 25 в) ПЭЛШО 0,15; L_2 — 18 в ПЭВ-1 0,12; L_3 (12 мкГ)— 2×19 в ПЭЛШО 0,15.

На рис. 12.10 изображена схема дробного детектора радиолы высшего класса «Виктория-001», соответствующая типовой (рис. 12.9). Тракт промежуточной частоты в радиоле выполнен независимым (см. главу 11), поэтому ведущий каскад связан только с дробным детектором. Фазовращающий трансформатор содержит двухконтурный полосовой фильтр с трансформаторной связью, настроенный на промежуточную частоту 10,7 МГц. Намоточные данные катушек: L_1 (5,5 мкГ)— 24 в (отвод от 16 в) ПЭВ-1 0,15; L_2 — 16 в ПЭВ-1 0,12; L_3 (5,5 мкГ)— 24 в (отвод от 12 в) ПЭВ-1 0,15; сердечник кольцевой М600НН8-К12×9×4; подстроечные — 600НН-ЗСС-2,68×14 мм.

12.2. РЕГУЛИРОВКИ В РАДИОПРИЕМНИКАХ

Радиовещательные приемники имеют различные ручные и автоматические регулировки, назначение которых обеспечить наилучшие условия приема полезного радиосигнала в процессе эксплуатации.

12.2.1. Ручные регулировки

С помощью ручных регулировок осуществляется настройка приемника на частоту принимаемого радиосигнала, устанавливаются необходимые уровни громкости и тембра, производится регулировка полосы пропускания.

Для **настройки приемника** на частоту принимаемого радиосигнала перестраивают колебательные контуры преселектора и гетеродина. Такая перестройка осуществляется в два этапа: грубо и плавно. Грубая перестройка осуществляется при переходе с одного поддиапазона на другой с помощью переключателя поддиапазона, а плавная — в пределах одного поддиапазона. Различные способы плавной перестройки рассмотрены в разделе 9.1.1.

При неточной настройке приемника увеличиваются частотные и нелинейные искажения. В связи с этим для повышения точности настройки предусматриваются специальные **индикаторы точной настройки** — стрелочные и электронно-световые.

Простейшим **стрелочным** индикатором настройки служит электроизмерительный прибор (магнитоэлектрической систе-

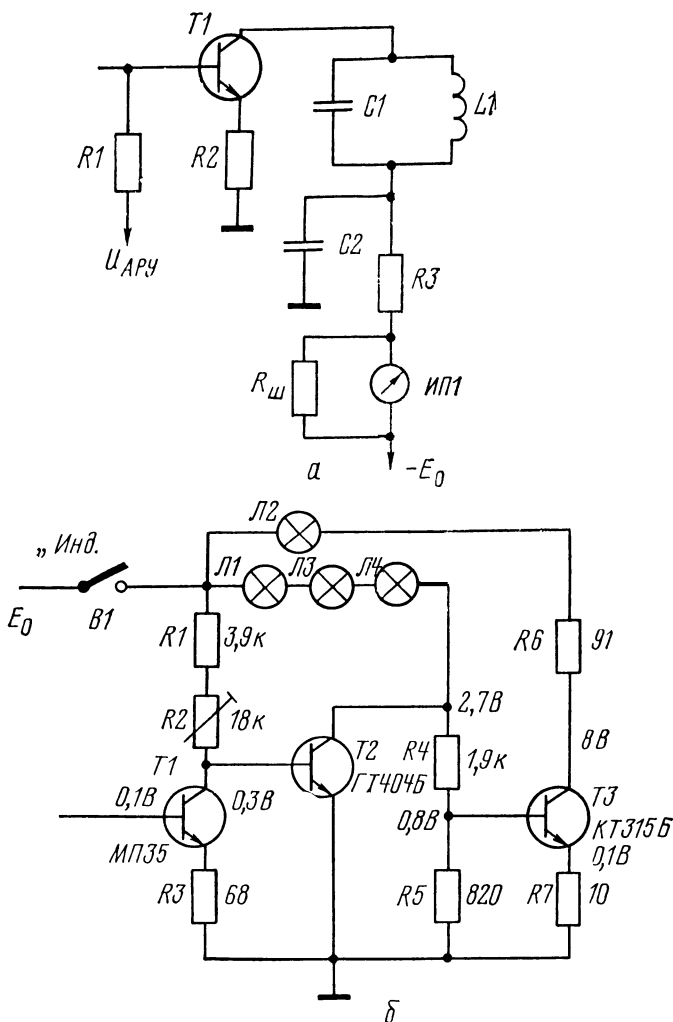


Рис. 12.11

мы), включаемый в коллекторную цепь транзистора $T1$ (рис. 12.11, а) каскада УПЧ, охваченного действием АРУ. За счет выбора сопротивления шунта ($R_{ш}$) стрелка прибора при отсутствии сигнала отклоняется на всю шкалу. В процессе настройки приемника начинает действовать система АРУ, напряжение (U_{AP}) поступает на базу $T1$, и его коллекторный ток

уменьшается. В результате этого точной настройке соответствует минимальный угол отклонения стрелки индикатора.

На рис. 10.36 приведена одна из практических схем включения стрелочного индикатора точной настройки, примененная в радиоле «Виктория-001». Стрелочный прибор (ИП1) включен в коллекторную цепь транзистора Т1, используемого в системе АРУ в качестве управляемого аттенюатора (см. 12.2.2).

На рис. 12.11, б изображена схема электронно-светового индикатора настройки, используемая в переносном радиоприемнике «Меридиан-202». При настройке приемника с помощью такого индикатора нажимают кнопку В1 («Инд.»). При отсутствии принимаемого сигнала транзистор Т1 заперт, а транзистор Т2 открыт и в его коллекторной цепи протекает ток. При этом горят лампочки: Л1 (имеющая красное свечение) и лампочки подсветки шкалы (Л3 и Л4). При настройке приемника на станцию напряжение сигнала с выхода УПЧ (рис. 14.34) и протектированное (в детектор входят диоды Д1 и Д2) подается на базу Т1. При этом транзистор Т1 открывается, а Т2 закрывается. При прекращении коллекторного тока Т2 лампочки Л1, Л3 и Л4 автоматически отключаются, а часть напряжения E_0 через делитель $R4-R5$ подается на базу Т3. За счет этого напряжения транзистор Т3 открывается и загорается лампочка Л2, имеющая зеленое свечение. Точная настройка приемника на станцию определяется по максимальному зеленому свечению светового индикатора — лампочки Л2.

Для приемников, имеющих УКВ диапазон, важно обеспечить точную настройку приемника на середину линейной части детекторной характеристики (рис. 12.8, б) — нулевую точку S-кривой, так как неточность настройки приводит к увеличению нелинейных искажений. Используются различные методы точной настройки, и, в частности, параллельно электролитическому конденсатору С в схеме дробного детектора (рис. 12.9) включают стрелочный прибор, у которого нулевая отметка расположена посередине шкалы. Точной настройке будет соответствовать равенство напряжений на плечах детектора, при этом стрелка индикатора будет оставаться на нуле.

В радиоле «Виктория-001» при переходе к диапазону УКВ переключается стрелочный индикатор ИП1 (рис. 10.36), который включается по схеме (рис. 12.10) между выводами базы и эмиттера транзистора ведущего каскада Т1. С увеличением ограничения усиливаемого сигнала в каскаде, создаваемого ограничителем амплитуды дробного детектора, увеличивается отклонение стрелки индикатора настройки.

Регуляторы громкости и тембра, используемые в УНЧ радиовещательных приемников, рассмотрены в разделе 7.2.

Регулировка полосы пропускания осуществляется в тракте промежуточной частоты высококачественных радиовещательных приемников в диапазонах ДВ и СВ. Такая регулировка да-

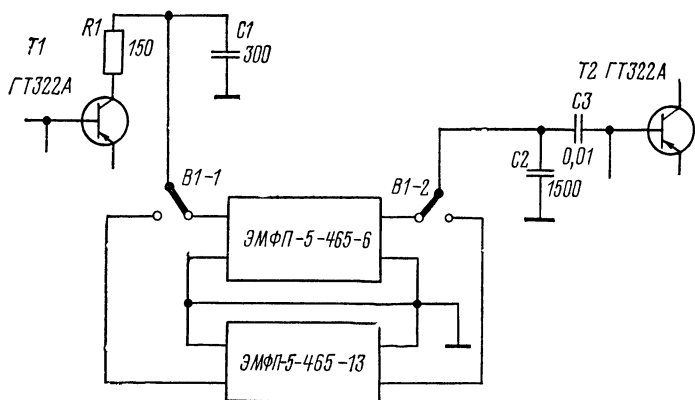


Рис. 12.12

ет возможность при наличии сильных внешних помех принимать станцию при узкой полосе, ухудшая при этом качество звучания. При малом уровне внешних помех или при приеме мощной (местной) радиовещательной станции расширяют полосу пропускания, повышая таким образом качество звучания. Для регулировки полосы пропускания в тракте промежуточной частоты используют сменные ФСС или изменяют связь между контурами ФСС.

На рис. 12.12 приведен практический пример использования сменных ФСС в УПЧ автомобильного приемника высшего класса «АВ-68». Транзистор Т1 первого каскада УПЧ АМ тракта нагружен двумя электромеханическими фильтрами ЭМФП-5 (с резонансной частотой 465 кГц), имеющими различные полосы пропускания: 6 и 13 кГц. Полоса пропускания изменяется путем переключения фильтров с помощью переключателя В1.

Практические схемы применения ФСС с переменной связью между контурами изображены на рис. 10.32 и 10.36.

На рис. 10.32 приведена схема комбинированного селективного каскада УПЧ радиолы I класса «Рига-101». Двухконтурный полосовой фильтр АМ тракта имеет две переключаемых полосы пропускания: 4 и 12 кГц. При положении переключателя В1, показанном на рисунке и соответствующем узкой полосе (4 кГц), связь между контурами фильтра близка к критической ($\eta_{св}=1$). При изменении положения переключателя В1 включается дополнительная обмотка связи L_4 , связь между контурами становится больше критической ($\eta_{св}>1$) и полоса пропускания расширяется до 12 кГц.

На рис. 10.36 показана схема первого каскада УПЧ АМ тракта радиолы высшего класса «Виктория-001». Четырехконтурный полосовой фильтр имеет три переключаемых полосы пропускания: 4, 6 и 13 кГц. Для изменения полосы пропуска-

ния используются дополнительные обмотки связи $L3$ и $L7$, переключаемые с помощью трехкнопочного переключателя. При нажатии кнопки В1/І полоса пропускания равна 13 кГц, кнопки В1/ІІ — 6 кГц; при нажатии кнопки сброса В1/І и В1/ІІ возвращаются в исходное положение и полоса пропускания сужается до 4 кГц.

12.2.2. Система автоматической регулировки усиления

Система автоматической регулировки усиления (АРУ) — устройство, обеспечивающее при больших изменениях уровня входного сигнала малую величину изменения выходного сигнала при сохранении формы огибающей подводимого к детектору напряжения.

Изменение уровня входного сигнала в приемнике имеет место: при его перестройке со слабой станции на сильную, при замираниях принимаемого сигнала, а также перемещениях приемника (автомобильного или переносного). Пределы изменения уровня входного сигнала (α в дБ) и соответствующее изменение уровня выходного сигнала при действии АРУ (β в дБ) нормируются ГОСТ в зависимости от класса приемника. Так, например, согласно ГОСТ 5651—64 для радиовещательных приемников в диапазонах ДВ, СВ и КВ при изменении напряжения на входе приемника не менее чем на 60 дБ (т. е. в 1000 раз) соответствующее изменение напряжения на выходе приемника не должно превышать 8 дБ (т. е. в 2,5 раза). Для приемников IV класса ГОСТ предусмотрено: при α , равном 26 дБ, β должно быть не менее 12 дБ.

Глубина регулировки (или **эффективность АРУ**) σ определяется как разность (в дБ) пределов изменения уровней входного сигнала (α) и выходного (β): $\sigma_{(дБ)} = \alpha_{(дБ)} - \beta_{(дБ)}$.

Система АРУ (рис. 12.13) включает три основных элемента: детектор АРУ, фильтр (Φ) и регулируемые усилительные каскады (УРЧ и УПЧ).

Детектор АРУ — амплитудный детектор (см. 12.1.1), у кото-

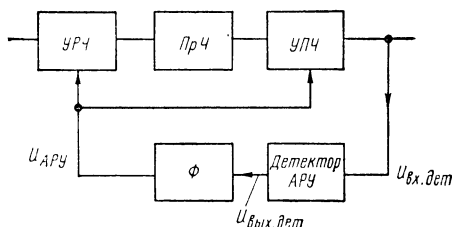


Рис. 12.13

рого используется только постоянная составляющая выходного напряжения (U_0), пропорциональная амплитуде несущей частоты сигнала (U_{mo}). **Фильтр АРУ** определяет инерционные свойства системы АРУ. Постоянная времени этого фильтра ($\tau_\Phi = C_\Phi R_\Phi$) выбирается в пределах 0,1—0,5 с. Увеличение τ_Φ приводит к ухудшению действия системы АРУ при быстрых изменениях сигнала на входе приемника, а уменьшение τ_Φ — к снижению глубины модуляции радиосигнала и в результате к искажениям сигнала.

На **регулируемые усилительные каскады** подается напряжение, отфильтрованное Φ — регулирующее напряжение U_{ARU} . При увеличении входного сигнала U_{ARU} увеличивается, а усиление регулируемых каскадов должно соответственно уменьшиться. В качестве регулируемых используются каскады УРЧ и УПЧ. При этом в простейших приемниках действием АРУ охвачен только один из каскадов УПЧ. В высококачественных приемниках действием АРУ охватывается не менее двух каскадов УРЧ и УПЧ. В тракте промежуточной частоты регулируемый каскад предотвращает перегрузку последнего каскада УПЧ и детектора, обеспечивая работу с минимальными нелинейными искажениями. В УРЧ предотвращается попадание на вход преобразователя частоты больших сигналов, ведущих к появлению перекрестных и комбинационных искажений.

Коэффициент усиления каскада (УРЧ или УПЧ) зависит от крутизны транзистора (S), величины нагрузки (R_n — для аperiodического каскада или R_{oe} — для резонансного) и степени связи с последующим каскадом. Исходя из этого различаются два основных **метода АРУ**. При одном из методов (режимная АРУ) регулирующим элементом служит непосредственно транзистор регулируемого каскада. АРУ воздействует на режим транзистора, при этом изменяется его крутизна S . При другом методе используются дополнительные регулирующие элементы — полупроводниковые диоды. С помощью диодов при действии АРУ изменяется либо величина нагрузки транзистора, либо степень межкаскадной связи.

Различают три **типа АРУ**: простую, с задержкой и усиленную.

В случае **простой АРУ** (рис. 12.14, а) напряжение с детектора АРУ, который может быть совмещен с детектором сигнала через фильтр (Φ), подается на регулируемые каскады при любых уровнях входного сигнала, даже малых, когда действие АРУ нежелательно. На рис. 12.15 приведена **амплитудная характеристика** приемника: зависимость напряжения на его выходе ($U_{вых}$) от напряжения входного сигнала ($U_{вх}$). Кривая 1 на этом рисунке — амплитудная характеристика при отсутствии АРУ, а кривая 2 — при наличии простой АРУ.

Для **АРУ с задержкой** (рис. 12.14, б) используется отдельный детектор АРУ, в котором на диод D_1 подается запирающее

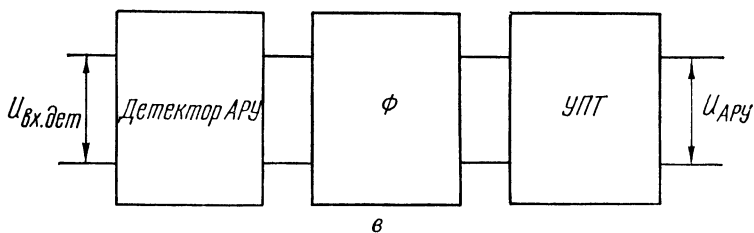
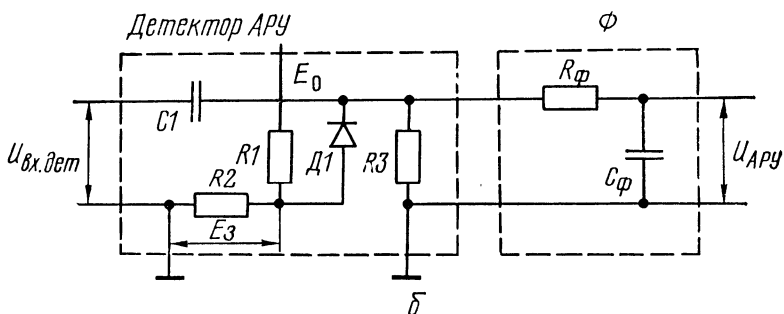
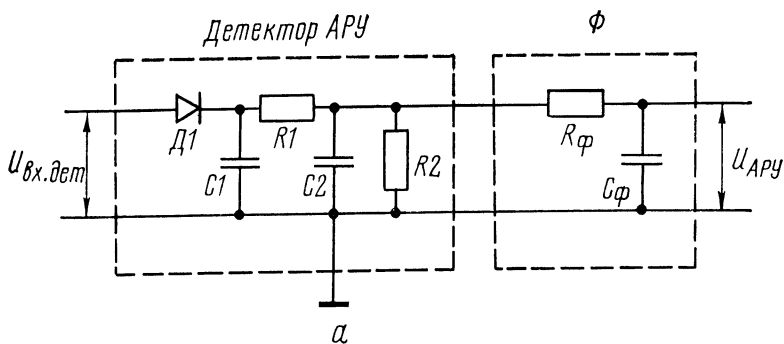


Рис. 12.14

напряжение — напряжение задержки $|E_3|$. Такая система АРУ не воздействует на регулируемые каскады, пока напряжение на входе детектора АРУ ($U_{\text{вх.дет}}$) не превысит $|E_3|$. Кривая 3 на рисунке 12.15 — амплитудная характеристика приемника при наличии АРУ с задержкой. Напряжение на входе приемника, при котором срабатывает система АРУ с задержкой, $U_{\text{вх. мин}}$ должно соответствовать номинальной чувствительности приемника.

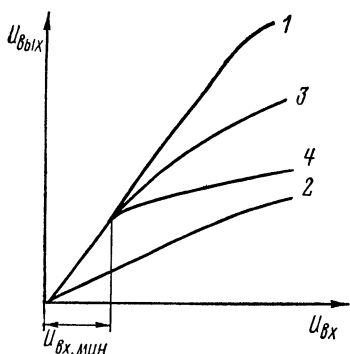


Рис. 12.15

При **усиленной АРУ** (рис. 12.14 в) напряжение с детектора АРУ предварительно подается на усилитель постоянного тока (УПТ), а на регулируемые каскады поступает усиленное управляющее напряжение. За счет УПТ повышается эффективность АРУ (кривая 4 на рис. 12.15 — амплитудная характеристика приемника при усиленной АРУ).

При **режимной АРУ** используются все виды АРУ: простая, с задержкой и усиленная. При этом регулирующее напряже-

ние ($U_{\text{АРУ}}$) может быть подано в цепь любого электрода регулируемого транзистора — базы, коллектора или эмиттера. Наибольшее распространение получил способ подачи $U_{\text{АРУ}}$ в цепь базы транзистора, так как при этом используется его усилительная способность по постоянному току. При действии АРУ изменения тока базы приводят к изменению эмиттерного тока транзистора (I_E). В результате изменяются крутизна транзистора (S) и усиление каскада (K_0).

Глубина регулировки σ определяется диапазоном изменения эмиттерного тока — отношением $I_{E \text{ макс}}$ и $I_{E \text{ мин}}$. В регулируемых каскадах возможные пределы изменения эмиттерного тока по ряду соображений ограничиваются: сверху ($I_{E \text{ макс}}$) — значениями 1—5 мА, снизу ($I_{E \text{ мин}}$) — 0,05—0,2 мА. В связи с этим один каскад с АРУ, основанный на изменении I_E , позволяет получить глубину регулировки 15—25 дБ (в зависимости от требований к стабильности). В простейших приемниках (III, IV классов) устанавливаемая ГОСТ норма для действия АРУ: $\alpha=26$ дБ и $\beta=12$ дБ. При этом для получения требуемого значения глубины регулировки $\sigma=14$ дБ достаточно ограничиться одним регулируемым каскадом.

Режимная АРУ имеет тот недостаток, что при изменении режима транзистора изменяется не только крутизна транзистора (S), но и другие его параметры, в частности R_{11} , R_{22} , C_{11} и C_{22} . В результате изменяются параметры контуров, нагружаемых регулируемым транзистором. Для устранения этого недостатка применяется неполное включение контуров в цепи транзистора, а в качестве регулируемых используются широкополосные каскады.

На рис. 10.41, 11.9 и 12.16 приведены некоторые примеры практических схем режимной АРУ (простой, с задержкой и усиленной), используемых в промышленных радиовещательных приемниках.

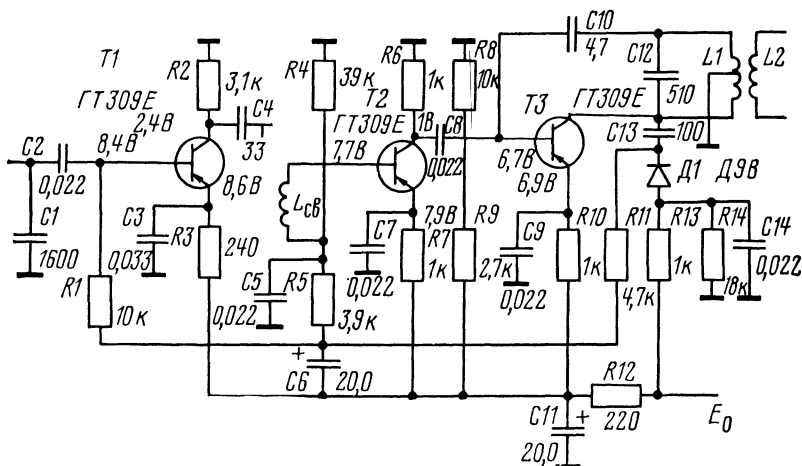


Рис. 12.16

Простая система АРУ применена в переносном радиоприемнике IV класса «Альпинист-405» (рис. 10.41). В качестве регулируемого используется первый (широкополосный) каскад УПЧ на транзисторе Т1. Амплитудный детектор — совмещенный (на диоде Д2). Напряжение с детектора через фильтр АРУ ($R3C1$) подается непосредственно в цепь базы регулируемого транзистора Т1. Для создания необходимого режима диода Д2 на его катод подается начальное смещение с помощью делителя $R8—R9$. Увеличение уровня входного сигнала вызывает увеличение регулирующего напряжения ($U_{\text{АРУ}}$). При подаче $U_{\text{АРУ}}$ на базу Т1 уменьшается напряжение между базой и эмиттером транзистора, в результате уменьшаются крутизна транзистора (S) и усиление каскада. Аналогичные схемы АРУ изображены на рис. 10.42, 10.43 и 10.44.

На рис. 12.16 изображена схема АРУ с задержкой, примененная в автомобильном приемнике «А-370». Детектор АРУ (на диоде Д1) выполнен по параллельной схеме. Напряжение сигнала подается на диод с колебательного контура последнего каскада УПЧ через конденсатор $C13$. С помощью делителя $R13—R14$ на диод Д1 подается напряжение задержки. Напряжение $U_{\text{АРУ}}$ подается на регулируемые каскады через фильтр $R11C6$. В качестве регулируемых используются два апериодических каскада: УРЧ (на транзисторе Т1) и УПЧ (на транзисторе Т2).

На рис. 11.9 приведена усиленная АРУ, примененная в УКВ блоке радиолы «Виктория-001». Напряжение сигнала с выхода

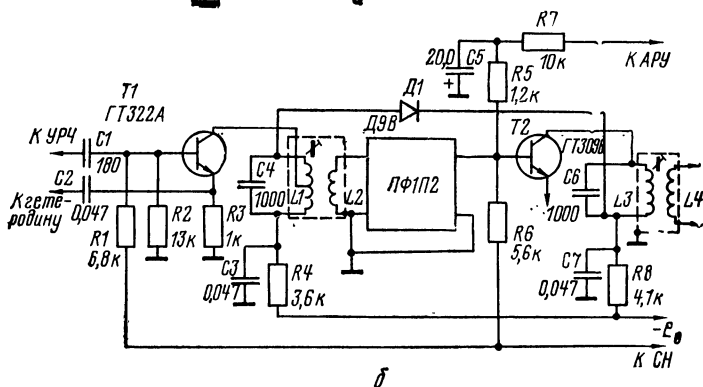
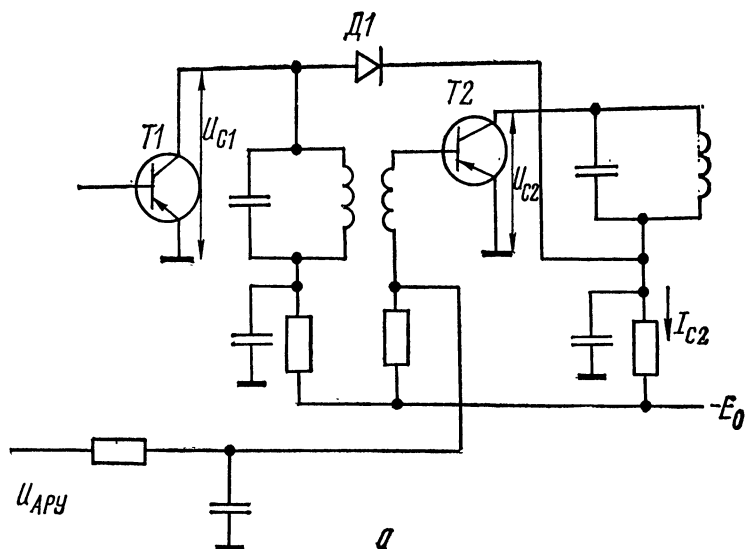


Рис. 12.17

преобразователя частоты УКВ блока (рис. 11.11) подается на детектор АРУ (на диоде Д2). Нагрузкой детектора служит резисторный каскад УПТ (на транзисторе Т2). Регулирующее напряжение, усиленное УПТ, подается на базу регулируемого транзистора Т1 первого каскада УРЧ. Схема АРУ построена так, что при увеличении уровня сигнала отрицательное смещение базы увеличивается (а не уменьшается, как обычно). Такое построение схемы вызвано тем, что в качестве регулируемого применен транзистор ГТ328А, у которого крутизна уменьшается при увеличении тока, а не при его уменьшении.

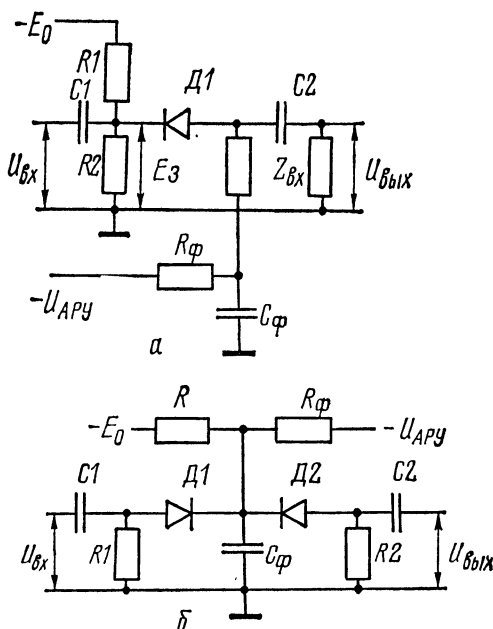


Рис. 12.18

Для повышения эффективности системы АРУ одновременно с каскадами, усиление которых регулируется за счет изменения режима транзистора, используются дополнительные регулируемые элементы — **шунтирующие диоды**. На рис. 12.17, а изображена схема такой **комбинированной АРУ**. Напряжение U_{APY} подается на базу регулируемого транзистора Т2. Диод Д1 шунтирует нагрузку транзистора Т1 предыдущего каскада. Начальный режим по постоянному току выбирается таким, что напряжение на коллекторе Т2 (U_{c2}) меньше, чем U_{c1} , и шунтирующий диод закрыт. При возрастании U_{APY} уменьшается I_{c2} и возрастает U_{c2} . При некотором значении I_{c2} диод открывается, шунтируя нагрузку транзистора Т1, снижая таким образом усиление первого каскада.

Практическая схема комбинированной АРУ, примененная в радиоприемнике II класса «Геолог», показана на рис. 12.17, б. Напряжение U_{APY} подается на базу регулируемого транзистора Т2 широкополосного каскада УПЧ, а диод Д1 шунтирует ПКФ — селективную нагрузку смесительной части преобразователя частоты (на транзисторе Т1). Напряжение сигнала на базу Т1 подается с выхода каскада УРЧ (рис. 10.16). В качестве ПКФ использован ПФ1П-2 (см. табл. 9.6). Намоточные данные катушек: L_1 — 35+35,5 в; L_2 — 10,5 в; L_3 — 70 в; L_4 —

15 в; все катушки намотаны проводом ПЭВТЛ-1 0,12; сердечник — ферритовые чашки 600НН; подстроечные сердечники М600НН-ЗСС-2,86×12 мм.

Управляемые аттенюаторы (УА) содержат регулируемые диоды. На рис. 12.18, а изображена схема простейшего УА, который содержит один регулируемый диод Д1. УА является элементом связи между источником сигнала и усилительным каскадом, входное сопротивление которого ($Z_{вх}$) служит нагрузкой УА. Коэффициент передачи УА определяется соотношением $Z_{вх}$ и сопротивления диода (Z_d). При подаче управляющего напряжения ($U_{ару}$) диод запирается, Z_d возрастает и коэффициент передачи снижается. Диапазон регулирования УА определяется соотношением сопротивлений $Z_{d, макс}$ и $Z_{d, мин}$ и зависит от типа диода. Для диода Д223 это соотношение может достигать 50 дБ. С помощью делителя $R1-R2$ может быть создано необходимое напряжение задержки $|E_3|$. При этом в нормальном состоянии, когда $|U_{ару}| < |E_3|$, диод открыт.

На рис. 12.18, б в регулируемом плече УА используются два диода (Д1 и Д2), которые по постоянному току включены параллельно, а по переменному — встречно и последовательно. Входное сопротивление такого УА изменяется одинаково для обеих полувольт входного сигнала, что приводит к уменьшению нелинейных искажений.

УА используются в системе АРУ тракта АМ высококачественных приемников. Практический пример применения УА в системе АРУ радиолы высшего класса «Виктория-001» приведен на рис. 10.18 и 10.36. На рис. 10.18 УА включен на входе каскада УРЧ (по схеме, соответствующей типовой рис. 12.18, б). На рис. 10.36 УА включен на входе УПЧ. При этом в качестве регулируемого диода используется переход база — эмиттер транзистора Т1.

12.2.3. Система автоматической подстройки частоты

Система автоподстройки частоты (АПЧ) — устройство, обеспечивающее с определенной точностью постоянство частоты настройки при воздействии факторов, способных изменить частоту гетеродина в отсутствие системы АПЧ.

Частота гетеродина в отсутствие АПЧ может изменяться под воздействием как дестабилизирующих факторов (изменений температуры, напряжения питания), так и сильной помехи. Уход частоты под воздействием этих факторов нормируется ГОСТ. Так, например, по нормам ГОСТ 5651—64 уход частоты гетеродина в диапазоне УКВ от самопрогрева (от измеренной через 5 минут после включения приемника) не должен превышать в течение первого часа: 20 кГц — для приемников высшего класса и 50 кГц — для приемников остальных классов.

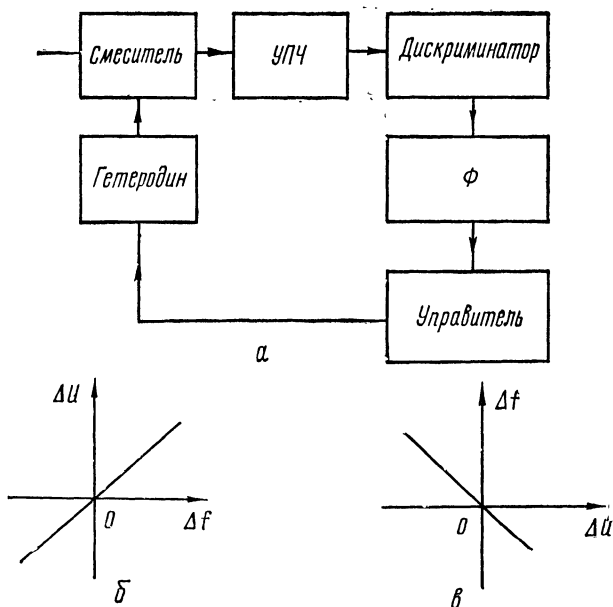


Рис. 12.19

По нормам ГОСТ 17692—72 уход частоты гетеродина в диапазоне УКВ (при выключенной АПЧ) при изменении входного сигнала на 80 дБ относительно уровня 100 мВ не должен превышать 25—50 кГц (в зависимости от класса приемника).

Система АПЧ (рис. 12.19, а) содержит три основных элемента: дискриминатор, фильтр (Ф) и управитель.

Дискриминатор вырабатывает управляющее напряжение, величина и знак которого определяются величиной и знаком ухода частоты гетеродина. Частотная характеристика дискриминатора должна иметь вид, как на рис. 12.19, б. При изменении частоты (Δf) сигнала, подаваемого на вход дискриминатора, изменяется напряжение на его выходе (ΔU). При этом знак выходного напряжения зависит от направления ухода частоты. Если частота гетеродина возрастает, соответственно увеличивается и промежуточная частота, поступающая на вход дискриминатора ($+\Delta f$). При этом выходное напряжение имеет положительную полярность ($+\Delta U$). При уменьшении частоты гетеродина полярность выходного напряжения меняется.

Крутизна дискриминатора (S_d) определяется как отношение ΔU к Δf :

$$S_d = \Delta U / \Delta f \text{ (В/кГц)}.$$

Управитель изменяет частоту гетеродина так, чтобы снизить уход частоты до допустимого значения. Для выполнения этой

функции управитель должен иметь характеристику управления, показанную на рис. 12.19, а увеличение управляющего напряжения (ΔU), подаваемого от дискриминатора, должно сопровождаться уменьшением частоты гетеродина (Δf).

Крутизна управителя (S_U) определяется как отношение Δf к ΔU :

$$S_U = \Delta f / \Delta U \text{ (кГц/В)}.$$

Фильтр (Φ), определяющий инерционные свойства АПЧ, предназначен для отфильтровывания промежуточной частоты с выхода дискриминатора с тем, чтобы исключить ее воздействие на управитель.

Для оценки эффективности системы АПЧ используется параметр — коэффициент автоподстройки частоты.

Коэффициент автоподстройки частоты ($K_{АПЧ}$) — коэффициент, показывающий, во сколько раз изменение частоты гетеродина при включенной системе АПЧ меньше изменения частоты гетеродина при выключенной системе АПЧ при одном и том же повороте ручки настройки.

$K_{АПЧ}$ связан с крутизной дискриминатора (S_d) и управителя (S_U): $K_{АПЧ} = 1 + |S_d S_U|$. При увеличении S_d и S_U эффективность системы АПЧ повышается. В практических схемах можно получить $K_{АПЧ}$ порядка 10.

В радиовещательных приемниках система АПЧ используется только в диапазоне УКВ. В этом случае в качестве дискриминатора используется частотный детектор (см. 12.1.2). Для обычно применяемого дробного детектора частотная характеристика имеет вид S-кривой (рис. 12.8, б). Наибольшее распространение в качестве управителей получили варикапы, подключаемые параллельно колебательному контуру гетеродина. Регулирующее напряжение, приложенное к варикапу, изменяет его емкость и соответственно частоту гетеродина.

В связи с тем, что частотная характеристика дробного детектора (S-кривая) и характеристика управления варикапа нелинейны, для оценки свойств системы АПЧ используются два параметра: полоса захвата и полоса удержания. Полоса захвата дает возможность оценить способность системы АПЧ входить в режим автоподстройки, а полоса удержания — способность сохранять режим слежения.

Полоса захвата (Δf_z) — полоса частот относительно заданной частоты настройки приемника, в пределах которой входное напряжение на любой частоте вызывает в результате действия АПЧ перестройку частоты гетеродина приемника.

Полоса удержания (Δf_y) — полоса частот, внутри которой изменение частоты входного сигнала вызывает в результате действия АПЧ соответствующее изменение частоты гетеродина.

При попытке перестроить приемник с одной станции на другую и наличии системы АПЧ возникают трудности. Поэтому

при перестройке приемника предусматривается возможность отключения АПЧ.

На рис. 11.18 приведена часть схемы АПЧ радиолы I класса «Рига-101». В качестве управителя используется варикап Д901Б, подключенный к колебательному контуру гетеродина через конденсаторы $C8$ и $C9$. Начальное смещение подается на варикап за счет делителя $R4—R5$. Управляющее напряжение на варикап ($U_{АПЧ}$) подается с дробного детектора (рис. 12.6). Основные характеристики системы АПЧ: коэффициент автоподстройки частоты — не менее 2; полоса захвата — не шире 400 кГц; полоса удержания — не уже 600 кГц.

На рис. 11.14 изображена часть схемы АПЧ радиолы высшего класса «Виктория-001». Управляющее напряжение АПЧ ($U_{АПЧ}$) снимается с дробного детектора (рис 12.10) и подается на варикап Д1, с помощью которого одновременно осуществляется и электронная перестройка контура гетеродина. Предусмотрена возможность отключения системы АПЧ с помощью выключателя В1. Основные характеристики системы АПЧ: коэффициент автоподстройки частоты — не менее 4; полоса захвата — 300 кГц; полоса удержания — 950 кГц.

УНЧ И РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ПРИЕМНИКИ НА МИКРОСХЕМАХ

Глава 13

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О МИКРОСХЕМАХ

13.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИЯ

Основные термины и определения, относящиеся к микросхемам, установлены ГОСТ 17021—71.

Микросхема — микроэлектронное изделие, имеющее эквивалентную плотность монтажа не менее пяти элементов в 1 см^3 объема, занимаемого схемой, и рассматриваемое как единое конструктивное целое.

Интегральная микросхема — микросхема, все или часть элементов которой нераздельно связаны и электрически соединены между собой так, что устройство рассматривается как единое целое. (Указанные элементы не имеют внешних выводов корпуса и не могут рассматриваться как отдельные изделия).

Полупроводниковая интегральная микросхема — интегральная микросхема, элементы которой выполнены в объеме и (или) на поверхности полупроводникового материала.

Пленочная интегральная микросхема — интегральная микросхема, элементы которой выполнены в виде пленок, нанесенных на поверхность диэлектрического материала.

Тонкопленочная интегральная микросхема — пленочная интегральная микросхема с толщиной пленок до 1 мкм .

Толстопленочная интегральная микросхема — пленочная интегральная микросхема с толщиной пленок свыше 1 мкм .

Гибридная интегральная микросхема — интегральная микросхема, часть элементов которой имеет самостоятельное конструктивное оформление.

Микросборка — микросхема, состоящая из различных элементов и (или) интегральных микросхем, которые имеют отдельное конструктивное оформление и могут быть испытаны до сборки и монтажа. (Элемент микросборки имеет внешние

выводы, может иметь корпус и рассматриваться как отдельное изделие).

Подложка интегральной микросхемы — основание, на поверхности или в объеме которого формируются элементы интегральных микросхем.

Элемент интегральной микросхемы — часть интегральной микросхемы, выполняющая функцию радиоэлемента. (Под радиоэлементом понимают транзистор, резистор, диод и др.).

Серия интегральных микросхем — совокупность интегральных микросхем, выполняющих различные функции, имеющих единую конструктивно-технологическую основу и предназначенных для совместного применения в радиоэлектронной аппаратуре.

Корпус интегральной микросхемы — часть интегральной микросхемы, предназначенная для ее защиты от внешних воздействий и монтажа в аппаратуре с помощью соответствующих выводов.

На вновь разрабатываемые и модернизированные интегральные микросхемы (ИМС) ГОСТ 18682—73 установлена классификация и система обозначения. Ниже приводятся некоторые выдержки из ГОСТ, относящиеся к ИМС, используемым в технике радиовещательного приема.

Т а б л и ц а 13 1

Подгруппа	Вид	Буквенное обозначение
Детекторы	Амплитудные	ДА
	Частотные	ДС
Многофункциональные схемы	Аналоговые	ХА
Усилители	Высокой частоты	УВ
	Промежуточной частоты	УР
	Низкой частоты	УН
	Постоянного тока	УТ
	Операционные и дифференциальные	УД
	Частоты	ПС
Преобразователи	Прочие	ПП
Наборы элементов	Диодов	НД
	Транзисторов	НТ

По конструктивно-технологическому исполнению ИМС подразделяют на три группы, которым присвоены следующие обозначения: 1, 5, 7 — полупроводниковые; 2, 4, 6, 8 — гибридные; 3 — прочие (пленочные, вакуумные, керамические и т. д.).

По функциональному назначению ИМС подразделяют на подгруппы и виды. Некоторые из них приведены в табл. 13.1.

Обозначение ИМС должно состоять из следующих элементов: первый элемент — цифра, обозначающая группу микросхемы; второй элемент — две цифры, обозначающие порядковый номер разработки серии микросхем (от 0 до 99); третий элемент — две буквы, обозначающие подгруппу и вид микросхемы; четвертый элемент — порядковый номер разработки микросхемы по функциональному признаку в данной серии. Два первых элемента обозначают серию микросхемы. Для микросхем, используемых в устройствах широкого применения, в начале обозначения указывается буква «К». Например, К121ЛБ1 — полупроводниковая интегральная микросхема серии 121, используемая в устройствах широкого применения.

До введения ГОСТ 18682—73 (до 1.07.1974) система обозначения ИМС также состояла из четырех элементов, но обозначения второго и третьего элементов поменялись местами: сначала ставились две буквы, обозначающие подгруппу и вид микросхемы, а затем — две цифры, обозначающие порядковый номер разработки серии. Кроме того, отличались и буквенные обозначения: многофункциональные аналоговые схемы обозначались буквами ЖА, все синусоидальные усилители (высокой, промежуточной и низкой частоты) — УС, а все усилители постоянного тока (в том числе операционные и дифференциальные) — УТ и т. д. Например, К2ЖА375 — гибридная интегральная микросхема серии 237, используемая в устройствах широкого применения.

Параметры ИМС зависят от их назначения. Для ИМС, выполняющих усилительные функции, основными параметрами являются: рабочий диапазон частот, неравномерность частотной характеристики, коэффициент усиления по напряжению или крутизна характеристики прямой передачи, входное сопротивление. Неравномерность частотной характеристики задается в виде двух коэффициентов усиления по напряжению, измеренных на разных частотах, или же указывается непосредственно в дБ. Крутизна характеристики (S) определяется как отношение коэффициента усиления (K_0) к заданному сопротивлению нагрузки (R_n).

13.2. ГИБРИДНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

13.2.1. Элементы гибридных интегральных микросхем

Гибридные интегральные микросхемы (ГИМ) содержат элементы двух типов: пленочные — выполненные в виде пленок, нанесенных на поверхность диэлектрического материала, и навесные — имеющие самостоятельное конструктивное оформление. В зависимости от технологического принципа получения пленок ГИМ делятся на толстопленочные и тонкопленочные.

Изготовление ГИМ состоит из двух основных технологических процессов. Сначала на диэлектрической подложке с помощью толсто- или тонкопленочной технологии создают пассивные пленочные элементы (резисторы и конденсаторы), контактные площадки и внутрисхемные соединения. Затем устанавливают навесные элементы и подсоединяют их выводы к контактным площадкам.

Свойства пленочных элементов зависят от технологии их получения.

Толстопленочная технология основана на методе шелкографии, сравнительно проста и не требует сложного оборудования. По этой технологии через сетку-трафарет на диэлектрическую подложку наносят пасты, а затем их вжигают. Используются три вида паст: резистивные — для получения резисторов; диэлектрические — для конденсаторов и диэлектрических слоев и проводящие — для создания контактных площадок и обкладок конденсаторов.

Основные параметры толстопленочных резисторов и конденсаторов приведены в табл. 13.2.

Таблица 13.2

Параметры	Резисторы	Конденсаторы
Толщина пленки, мкм	15—20	25—30 (диэл.)
Минимальный размер, мм	0,6×0,6	1×1
Удельное поверхностное сопротивление, Ом/□	5—5000	—
Удельная емкость, пФ/см ²	—	3700
Температурный коэффициент (сопротивления, емкости), 1/°C	±4·10 ⁻⁴	±4·10 ⁻⁴
Пробивное напряжение, В	—	150
Диапазон номиналов, Ом, пФ	5—68000	60—320
Удельная мощность рассеяния, Вт/см ²	0,5	—

Тонкопленочная технология основана на методах термовакuumного осаждения и катодного распыления. Тонкопленочные резисторы напыляются на подложки в виде узких полосок, заканчивающихся контактными площадками. Для получения резистивных пленок используются металлы или сплавы с высоким удельным сопротивлением (нихром, тантал, кермет). Основные параметры резисторов при массовом производстве: диапазон номиналов — от 50 Ом до 50 кОм с точностью 5—10% (при необходимости может производиться подгонка сопротивлений с точностью 1—3%); удельная мощность рассеяния — 30 мВт/мм². Основные параметры тонкопленочных конденсаторов: диапазон номиналов — от 100 до 5000 пФ с точностью 15—20%; рабочее напряжение — 3—30 В; диапазон рабочих частот — до 500 МГц.

Основные требования, предъявляемые к **навесным элементам**, — малые размеры и масса.

В качестве навесных конденсаторов обычно используются керамические К10-9, имеющие рабочее напряжение 15 В и допуски ± 5 , 10 и 20%. Наиболее распространенные номиналы этих конденсаторов: 4700 пФ (с размерами 4×2×0,6 мм) и 0,033 мкФ (5×4×1 мм).

В качестве навесных активных элементов используются **бескорпусные транзисторы**, у которых кристаллы полупроводника защищены от воздействия внешних факторов за счет методов пассивации их поверхности и герметизации с помощью специальных защитных покрытий. Бескорпусные транзисторы —

Т а б л и ц а 13.3

Параметры	Тип транзистора				
	КТТ-5	КТ307	КТ324(А—Е)*	КТ331(А—Г)	КТ332(А—Д)
h_{21E}	30—90 50—180 70—280	20—80	20—250	20—220	20—220
f_T , МГц	300	250	600—800	250—400	250—500
C_c , пФ	5	6	2,5	5	5
$r_{b'b}C_c$, пс	100	—	180	120	300
F , дБ	6	—	—	3—4	8
I_{Cmax} , мА	20	20	20	20	20
U_{CEmax} , В	10	13	10	15	15
P_{Cmax} , мВт	—	—	15	15	15
Размеры, мм	—	—	0,7×0,7×0,8	0,5×0,5×0,6	1×1×0,8

обычно кремниевые, структуры $n-p-n$. Сведения о некоторых типах бескорпусных транзисторов, применяемых в ГИМ, приведены в табл. 13.3.

Электрические параметры бескорпусных транзисторов близки к параметрам соответствующих обычных (при меньших размерах и массе), однако за счет малых размеров бескорпусные транзисторы работают в тяжелых тепловых условиях и очень критичны к изменениям температуры.

13.2.2. Толстопленочные гибридные интегральные микросхемы

Для создания переносных и автомобильных радиовещательных приемников, а также основных трактов телевизионных приемников разработаны и выпускаются толстопленочные ГИМ серии К224.

Серия К224 содержит 19 ГИМ, оформленных в прямоугольные герметичные пластмассовые корпуса с девятью выводами (рис. 13.1). На базе этих ГИМ созданы промышленные радиовещательные приемники «Урал-301» и «Урал-авто-2», а также разработан ряд радиолучетельских приемников (см. главу 14). В этих разработках получили распространение ГИМ серии 224: К2УС242, К2ЖА242, К2ЖА241, К2УС248, К2ЖА243, К2ДС241, К2ДС242, К2УС244, К2УС245 и К2ПП241.

В ВЧ тракте радиоприемников применяются ГИМ: К2УС242, К2ЖА242, К2ЖА241 и К2УС248.

К2УС242 — однокаскадный универсальный усилитель. ГИМ (рис. 13.2) содержит четыре пленочных резистора и четыре навесных элемента — транзистор и три конденсатора. Элементы ГИМ дают возможность реализовать многие каскады ВЧ тракта радиовещательных приемников АМ и ЧМ сигналов; УРЧ, преобразователя частоты и УПЧ (см. 14.2 и 14.3). Основными элементами ГИМ являются: транзистор 1Т1 и внутренняя коллекторная нагрузка — резистор 1R2. Остальные элементы ис-

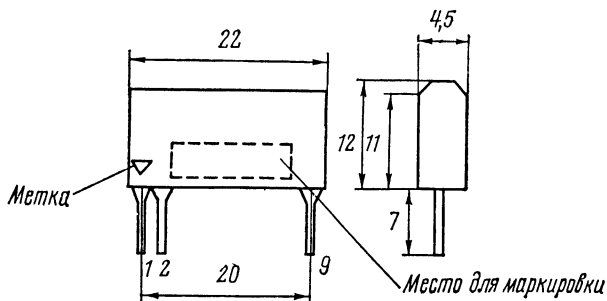


Рис. 13.1

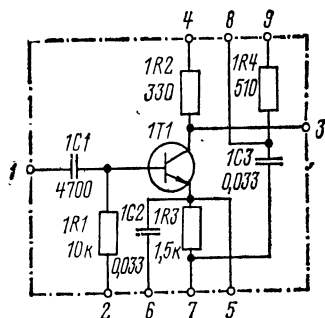


Рис. 13.2

пользуются в цепях питания и связи. ГИМ рассчитана для питания от двух источников. Питание коллекторной цепи может осуществляться от источника с напряжением $+(3,6 \div 9)$ В. При подключении этого напряжения к выводу 9 цепочка 1R4 и 1C3 может быть использована в качестве развязывающего фильтра. Выводы 8 и 9 предназначены для подключения внешней нагрузки, в качестве которой может быть использован резистор или ЧСЦ.

Для снятия выходного напряжения предусмотрен вывод 3, а для подачи входного сигнала — вывод 1. Вывод 2 предназначен для подачи напряжения смещения на базу 1Т1: фиксированного — от отдельного стабилизированного источника ($E_{см} = +3$ В) или от системы АРУ (если каскад должен быть регулируемым). Наличие выводов 5, 6, 8 и 9 расширяет функциональные возможности ГИМ: каскад может использоваться в любой схеме включения — ОЭ, ОБ, ОК; цепочка 1R4, 1C3 может служить в качестве фильтра АРУ и т. д. Основные электрические параметры ГИМ, используемой в качестве усилительного каскада (при $E_{см} = +3$ В), приведены в табл. 13.4.

К2ЖА242 предназначен для создания преобразователей частоты в приемниках АМ сигнала. ГИМ (рис. 13.3, а) содержит шесть пленочных резисторов и шесть навесных элементов — два транзистора и четыре конденсатора. Транзистор 1Т1 вместе с резисторами 1R1, 1R2, 1R3 и конденсаторами 1C1 и 1C2 дает возможность реализовать смесительную часть преобразователя частоты, а транзистор 1Т2 вместе с резисторами 1R4, 1R5, 1R6 и конденсаторами 1C3 и 1C4 — гетеродинную часть. С помощью предусмотренных в ГИМ выводов смесителя и гетеродина могут быть собраны по различным типовым схемам (см. 10.4). Один из вариантов практического использования ГИМ приведен на рис. 14.13. ГИМ предназначена для питания от двух источников: питание коллекторной цепи смесителя (подается на вывод 4) осуществляется от источника с напряжением $+(3,6 \div 9)$ В, а питание коллекторной цепи гетеродина (подается на вывод 9) — от источника с напряжением 3,6 В. Питание базовых цепей смесителя (вывод 2) и гетеродина (вывод 8) должно осуществляться от стабилизированного источника с напряжением $+3$ В. Основные электрические параметры смесительной части ГИМ приведены в табл. 13.4.

К2ЖА241 предназначен для создания преобразователей частоты в приемниках ЧМ сигнала. ГИМ (рис. 13.3, б) содер-

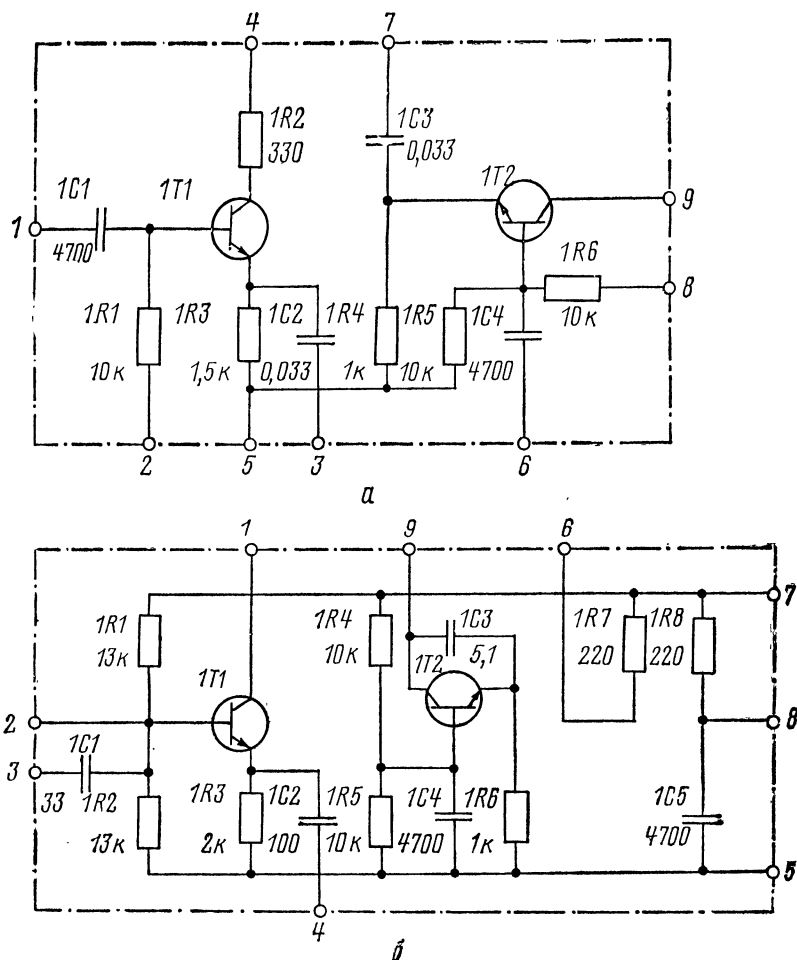


Рис. 13.3

жит восемь пленочных резисторов и семь навесных элементов — два транзистора и пять конденсаторов. Транзистор 1Т1 вместе с резисторами 1R1, 1R2, 1R3 и конденсаторами 1C1 и 1C2 дает возможность реализовать смесительную часть преобразователя частоты, а транзистор 1Т2 вместе с резисторами 1R4, 1R5, 1R6 и конденсаторами 1C3 и 1C4 — гетеродинную часть (с ОБ). ГИМ предназначена для питания от одного источника напряжением 3,6 В. Основные электрические парамет-

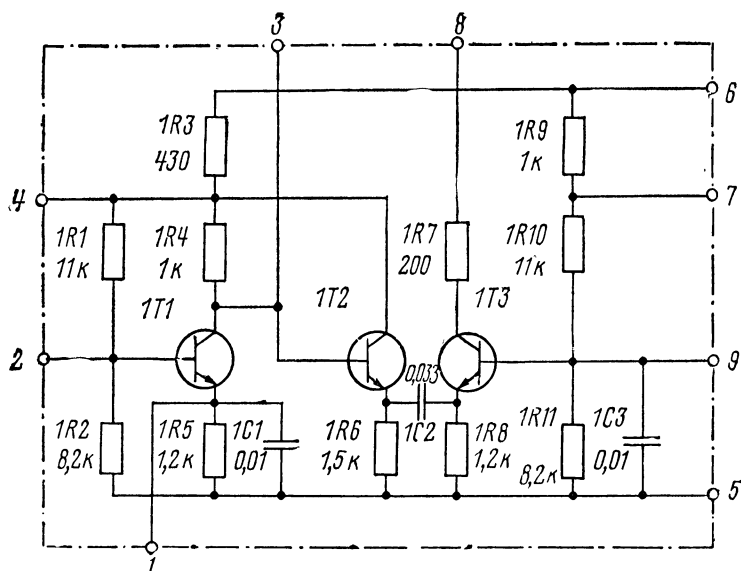


Рис. 13.4

ры смесительной части ГИМ приведены в табл. 13.4 (при напряжении гетеродина ≥ 40 мВ). Один из вариантов практического использования ГИМ показан на рис. 14.27.

К2УС248 предназначена для использования в усилителе ПЧЗ телевизионных приемников; находит применение также и в тракте промежуточной частоты любительских радиовещательных приемников (см. 14.2). ГИМ (рис. 13.4) содержит одиннадцать пленочных резисторов и шесть навесных элементов — три транзистора и три конденсатора. Транзистор 1Т1 вместе с резисторами 1R1—1R5 и конденсатором 1C1 образует резисторный каскад ОЭ (по типовой схеме). Остальные элементы ГИМ — транзисторы 1Т2 и 1Т3 вместе с резисторами и конденсаторами — образуют второй каскад (по каскодной схеме ОК — ОБ). Оба каскада имеют непосредственную связь. ГИМ предназначена для питания от одного источника. Для подключения напряжения питания (+12 В) предусмотрен вывод 6, а для подключения общего провода — вывод 5. Входной сигнал подается на вывод 2 (через внешние компоненты цепей связи), а выходное напряжение снимается с вывода 8. К этому же выводу (8) подключается внешняя нагрузка (резистор или ЧСЦ). Выводы 4 и 7 предназначены для подключения внешних конденсаторов развязывающих фильтров. Один из вариантов практического использования ГИМ показан на

Таблица 13.4

Параметры	Тип ГИМ			
	К2УС242	К2ЖА242	К2ЖА241	К2УС248
Диапазон рабочих частот, МГц	0,15—30	0,15—30	10—110	4—10
Крутизна S (при $R_n = 100$ Ом), мСм, не менее	25 (при $f = 10$ МГц)	18 (при $f = 10$ МГц)	4 (при $f = 10$ МГц)	1000 (при $f = 6,5$ МГц)
Неравномерность частотной характеристики в диапазоне рабочих частот, дБ, не менее	6	6	12	3
Входное сопротивление ($R_{вх}$), Ом, не менее	150	150	—	—
Потребляемый ток, мА, не более	1,8	3,8	3	15

рис. 14.19. Основные электрические параметры ГИМ приведены в табл. 13.4.

Для детекторов и регулировок радиовещательных приемников находят применение ГИМ: К2ЖА243, К2ДС241 и К2ДС242.

К2ЖА243 имеет основное функциональное назначение: детектор АМ сигналов и усилитель АРУ. ГИМ (рис. 13.5) содержит шесть пленочных резисторов и четыре навесных элемента — два транзистора и два конденсатора. Транзистор 1Т1 может быть использован в типовой схеме эмиттерного детектора (рис. 12.7, а). При этом резисторы 1R3, 1R4 и конденсаторы 1C1 и 1C2 образуют разделенную нагрузку, а делитель 1R1—1R2 обеспечивает необходимый режим транзистора (для уменьшения нелинейных искажений при малых уровнях входного сигнала). Транзистор 1Т2 вместе с резисторами 1R5 и 1R6 может быть использован в качестве однокаскадного УПТ системы АРУ (см. 14.2.3). ГИМ рассчитан для питания от одного источника с напряжением +3 В. Это напряжение для питания коллекторных и базовых цепей транзисторов подается на выводы 2 и 6. Вывод 5 предназначен для подключения общего про-

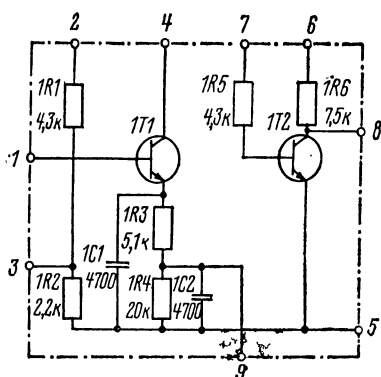


Рис. 13.5

вода, вывод 9 — для подключения входа УНЧ, а выводы 1 и 3 — для подачи входного сигнала. С вывода 8 снимается усиленное напряжение АРУ. Вывод 4 дает возможность использовать переход коллектор — база транзистора 1Т1 в качестве диода детектора АРУ; при этом переход эмиттер — база 1Т1 используется в качестве диода детектора сигнала. С помощью внешнего фильтра, подключаемого между выводами 4 и 7, к выходу детектора АРУ под-

ключается каскад УПТ на транзисторе 1Т2. Типовая схема включения ГИМ приведена на рис. 14.25, а один из вариантов ее практического использования — на рис. 14.26. Основные электрические параметры ГИМ для типовой схемы включения (при напряжении питания +3 В): рабочая частота — 0,465 кГц; коэффициент передачи детектора (при $R_n=20$ кОм) — не менее 0,4; входное сопротивление — не менее 500 Ом; коэффициент гармоник — не более 3%; напряжение АРУ (при $R_n=20$ кОм) — не менее 1,8 В (при $U_{вх}=0$) и не более 1,0 В (при $U_{вх}=1$ В).

К2ДС241 имеет основное функциональное назначение: детектор ЧМ сигналов. ГИМ (рис. 13.6) содержит основные элементы типовой схемы дробного детектора (рис. 12.9) за исключением фазовращающего трансформатора, электролитического конденсатора С и переменного симметрирующего резистора R1. Вместо этих элементов используют внешние компоненты (рис. 14.35), для подключения которых предусмотрены выводы ГИМ 1—5. К выводу 9 подключается вход УНЧ, а выводы 6 и 8 соединяются с общим проводом. Для работы ГИМ не требуется источник питания. Основные электрические параметры ГИМ (для типовой схемы включения): рабочая частота — 6—20 МГц; коэффициент передачи детектора (при $R_n=20$ кОм) — не менее 0,1.

К2ДС242 отличается от К2ДС241 только номиналами пассивных элементов и технологией изготовления выпрямительных элементов. Номиналы конденсаторов (рис. 13.6): $1C1=1C2=1000$ пФ; $1C3=33\,000$ пФ; $1C4=510$ пФ. В качестве Д1 и Д2 использованы точечные германиевые диоды. Основные электрические параметры ГИМ (для типовой схемы включения): коэффициент передачи — не менее 0,15 (при частоте 6,5 МГц; $R_n=20$ кОм и девиации частоты ± 50 кГц).

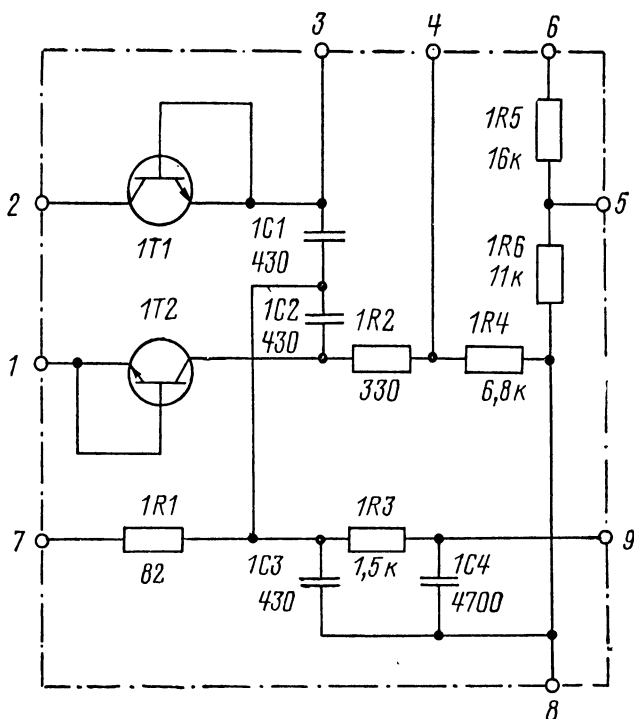


Рис. 13.6

В УНЧ применяются ГИМ: К2УС244 и К2УС245.

К2УС244 — предварительный УНЧ для работы на согласующий трансформатор. ГИМ (рис. 13.7) содержит десять плечных резисторов и четыре навесных транзистора. В составе ГИМ — три каскада с непосредственной связью. Транзистор 1Т1 вместе с резисторами 1R2 и 1R3 образует первый каскад УНЧ — резисторный с ОК. Второй каскад, резисторный с ОЭ, образуется транзистором 1Т2 и резисторами 1R5, 1R6 и 1R7. К третьему каскаду, предназначенному для использования в качестве предоконечного трансформаторного, относятся транзисторы 1Т3 и 1Т4 (включенные по каскодной схеме ОЭ—ОБ) и резисторы 1R9 и 1R10. Внешний согласующий трансформатор подключается к выводу 9. ГИМ предназначена для питания от одного источника + (5,4÷9)В, подключаемого к выводу 6. Напряжение смещения на базу 1Т1 может быть подано на вывод 5 от внешнего делителя напряжения, подключаемого к общему источнику питания. Смещение базы 1Т3 осуществля-

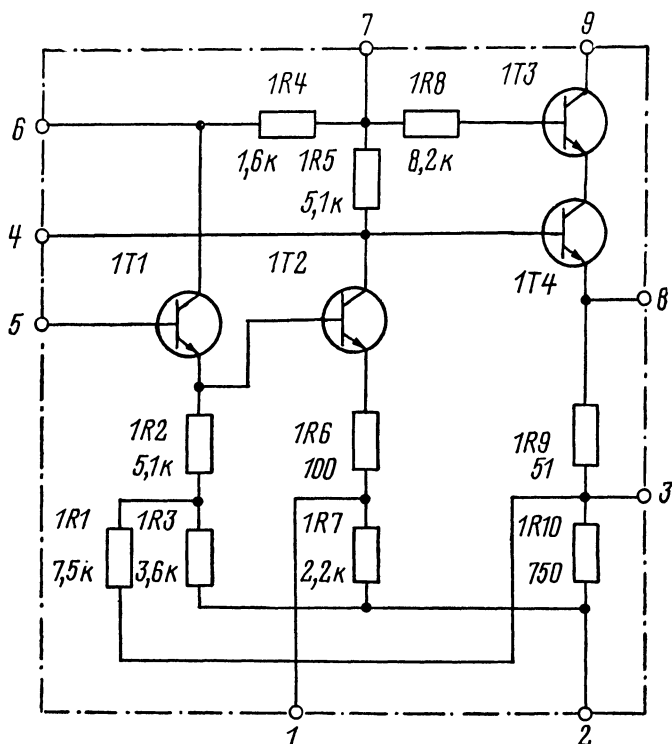


Рис. 13.7

ется через резисторы 1R4 и 1R8 от общего источника питания. Вывод 2 предусмотрен для подключения общего провода. Резисторы, входящие в ГИМ (1R1—1R3 и 1R6—1R10), дают возможность за счет обратных связей (местных и общей) осуществить требуемую стабилизацию режимов транзисторов. С помощью выводов 1, 3, 4 и 8 можно создавать различные варианты включения цепей обратной связи по переменному току. Один из вариантов практического использования ГИМ показан на рис. 14.1. Основные электрические параметры ГИМ (нагруженной на согласующий трансформатор с резистором $R_n=200$ Ом, включенным параллельно вторичной обмотке, и при различных напряжениях питания) приведены в табл. 13.5.

K2UC245 — предварительный УНЧ для совместной работы с бестрансформаторным усилителем мощности. ГИМ (рис. 13.8) содержит одиннадцать пленочных резисторов и пять на-

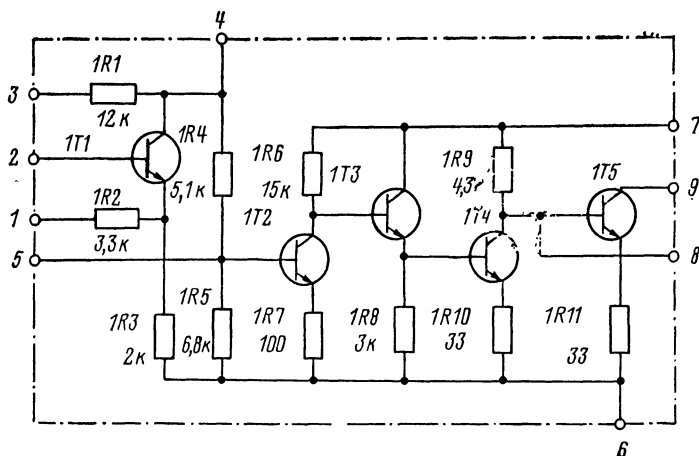


Рис. 13.8

весных транзисторов. В составе ГИМ три каскада предварительного усиления с непосредственной связью (на транзисторах 1Т2, 1Т3 и 1Т4). Каскады на 1Т2 и 1Т4 — резисторные с ОЭ, а на 1Т3 — с ОК. Транзистор 1Т5 используется в предоконечном каскаде усилителя мощности. Транзистор 1Т1 может быть использован в качестве входного эмиттерного повторителя, а также как элемент цепи обратной связи. ГИМ предназначена для питания от одного источника $+(9 \div 12)$ В, подключаемого к выводу 7. Вывод 6 предусмотрен для подключения общего провода. Для связи с оконечным каскадом усилителя мощности предназначен вывод 9. Наличие в ГИМ выводов 1—5 и 8 дает возможность использовать различные варианты включения цепей обратной связи по постоянному и переменному току. Транзистор 1Т1 и резисторы 1R1—1R5 (вместе с выводами 1—5) могут быть использованы в цепи общей обратной связи, связывающей точку симметрии оконечного каскада (см. 7.1.2) со входом схемы (базой 1Т2). Различные варианты такого включения рассмотрены в главе 14. Основные электрические параметры ГИМ (при совместной работе с бестрансформаторным усилителем мощности, нагруженным $R_n = 4$ Ом, и различных напряжениях источника питания E_0) приведены в табл. 13.5.

Для получения стабилизированных напряжений, требуемых для питания каскадов, собранных на ГИМ серии К224, используется ГИМ К2ПП241.

К2ПП241 — маломощный стабилизатор напряжения. ГИМ (рис. 13.9, а) содержит пять пленочных резисторов и два навесных транзистора. Элементы ГИМ дают возможность реали-

Таблица 13.5

Параметры	Тип ГИМ			
	К2УС244		К2УС245	
	$E_0=9$ В	$E_0=5,4$ В	$E_0=12$ В	$E_0=9$ В
Диапазон рабочих частот, кГц	0,08—20		0,08—20	
Коэффициент усиления по напряжению (при $f = 1$ кГц), не менее	25	16	150	80
Неравномерность частотной характеристики в диапазоне рабочих частот, дБ, не менее	3		1	
Входное сопротивление ($R_{вх}$), кОм, не менее	20		15	
Номинальная выходная мощность (при $\kappa_r = 1\%$), Вт, не менее	—		2	0,25
Максимальная выходная мощность (при $\kappa_r = 10\%$), Вт, не менее	—		3	0,4
Потребляемый ток, мА, не менее	5		—	5,5

зовать стабилизатор напряжения по типовой схеме (рис. 4.12, в). При этом транзистор 1Т1 может быть использован в каскаде ОК, а 1Т2 (с коллекторной нагрузкой 1R1) — в каскаде ОЭ. Резисторы 1R2—1R5 образуют делитель напряжения. К выводу 2 подключается входное, стабилизируемое напряжение; вывод 3 подключается к общему проводу, а выводы 1 и 4 предусмотрены для подключения внешнего опорного элемента. Выводы 5—8 дают возможность соединять разным образом сопротивления делителя и получать за счет этого различные стабилизированные напряжения. На рис. 13.9, б приведен один из практических вариантов использования ГИМ, примененный в радиоприемнике «Урал-авто-2». В качестве внешних компонентов используются два опорных диода 7ГЕ2АС и конденсатор фильтра С1. Стабилизированное напряжение подается для питания базовых и коллекторных цепей блока УКВ, УПЧ, смесителя и гетеродина (см. главу 14). Основные электрические параметры ГИМ: входное напряжение (E_0) — $(5,4 \div 12)$ В; напряжение стабилизации (при $E_0=9$ В) — в пределах $(3,3 \div 3,9)$ В,

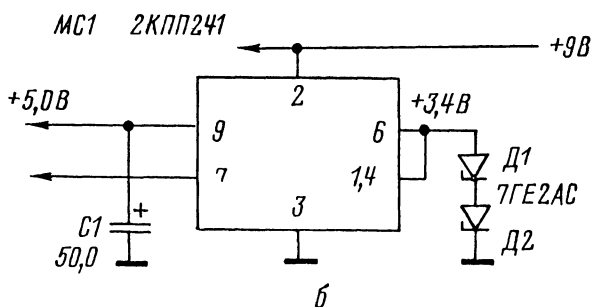
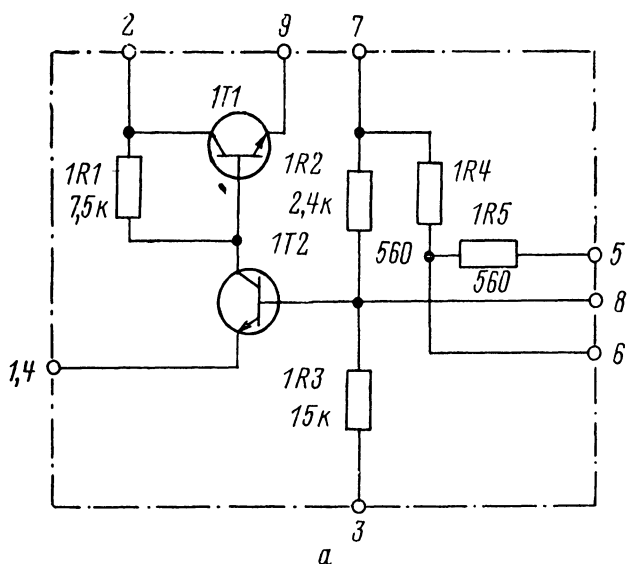


Рис. 13.9

определяется внешними опорными элементами; максимальный ток нагрузки — не более 5 мА; коэффициент стабилизации — не менее 5.

13.2.3. Тонкопленочные гибридные интегральные микросхемы

Для создания переносных и автомобильных радиовещательных приемников, а также электрической части магнитофонов и УНЧ разработаны и выпускаются тонкопленочные ГИМ серии К237.

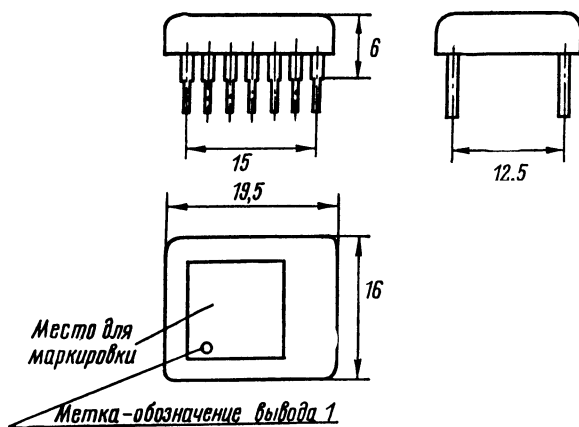


Рис. 13.10

Серия К237 содержит ГИМ, оформленные в прямоугольные герметичные пластмассовые корпуса с четырнадцатью выводами (рис. 13.10). На базе ГИМ этой серии созданы переносные радиовещательные приемники «Украина-201» и «Меридиан-202», в которых используются ГИМ: К2ЖА371, К2ЖА375, К2ЖА372, К2УС375, К2УС371 и К2УС372.

ГИМ К2ЖА371 и К2ЖА375 предназначены для работы в усилителях и преобразователях ВЧ тракта радиоприемников.

К2ЖА371 (рис. 13.11) содержит десять пленочных резисторов и шесть навесных транзисторов. Транзистор 1Т1 вместе с резисторами 1R1 и 1R2 может быть использован как регулируемый каскад УРЧ с ОЭ. При использовании такого каскада в качестве апериодического резистор 1R1 служит коллекторной нагрузкой. При подключении к выводам 13 и 14 параллельно 1R1 внешнего колебательного контура каскад может быть использован как резонансный. Резистор 1R2 используется для смещения базы 1Т1. Напряжение коллекторного питания подается на вывод 13. При использовании такого каскада в качестве регулируемого на вывод 13 подается напряжение $U_{\text{АРУ}}$ (с вывода 13 ГИМ К2ЖА372). Остальные элементы ГИМ дают возможность реализовать генерирующий балансный преобразователь частоты (см. 10.4). Для такого применения транзисторы 1Т2 и 1Т3 образуют дифференциальную пару. К коллекторам этих транзисторов через выводы 10 и 12 подключается внешний колебательный контур и подается напряжение питания. Резисторы 1R4 и 1R5 в цепи обратной связи (см. 7.1) могут быть заблокированы по переменному току при подключении к выводам 3 и 4 внешнего конденсатора. Смещение на базы 1Т2 и 1Т3 подается от общего источника с выво-

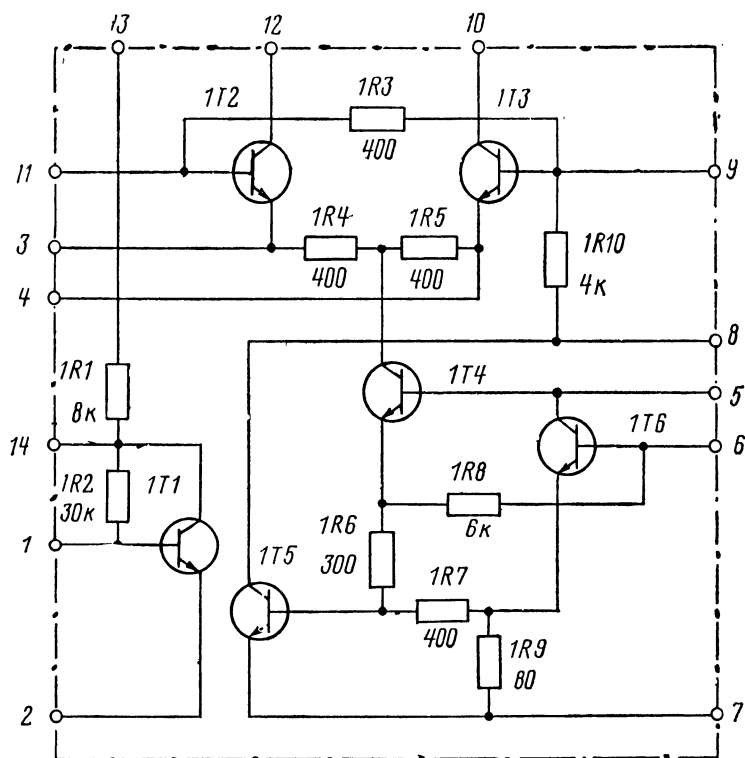


Рис. 13.11

да 9. Транзистор 1Т4, используемый в качестве источника неизменного тока, вместе с транзистором 1Т6 образует схему гетеродина, аналогичную мультивибратору с эмиттерной связью (рис. 10.24, б). При этом внешний колебательный контур гетеродина подключается к выводам 5 и 8. Транзистор 1Т5 (с ОЭ) вместе с 1Т4 и 1Т6 (включенными с ОК) и резисторами 1R6—1R10 образует схему стабилизатора напряжения (см. рис. 4.12, в). Такая схема стабилизирует режим преобразователя частоты и осуществляет автоматическое регулирование амплитуды колебаний гетеродина. ГИМ работоспособна при напряжении питания (E_0) в пределах от 3,6 до 6 В. Типовая схема включения ГИМ приведена на рис. 14.14. Основные электрические параметры ГИМ для типовой схемы включения (при $E_0 = 5$ В): диапазон рабочих частот — 0,15—15 МГц; коэффициент усиления в режиме преобразования (при R_{oe} контура между выводами 10 и 12, равным 10 кОм) — 150—350; неравномер-

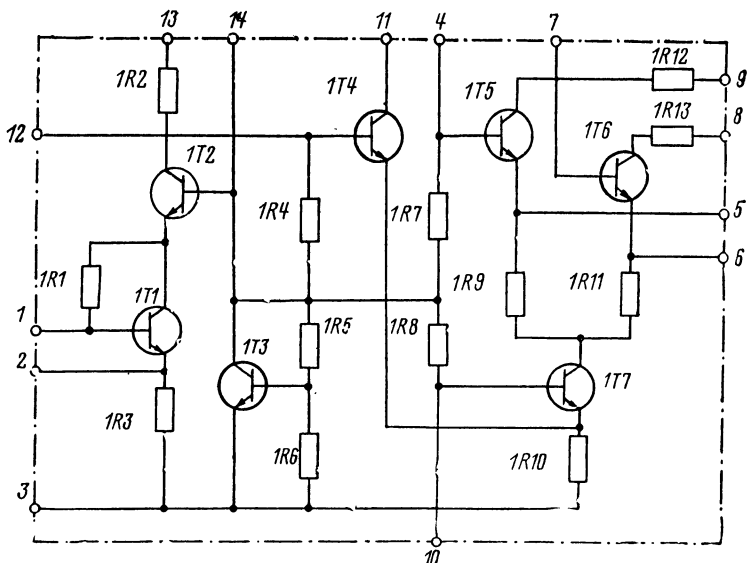


Рис. 13.12

ность частотной характеристики (уменьшение коэффициента усиления на $f=15$ МГц по отношению к усилению на $f=0,15$ МГц) — не более 5 дБ; коэффициент шума (на $f=0,15$ МГц) — не более 6 дБ; напряжение гетеродина (при R_{oe} контура между выводами 5 и 8 равным 4 кОм) — 300–450 мВ; потребляемый ток — $2,5 \pm 0,5$ мА.

К2ЖА375 (рис. 13.12) содержит тринадцать пленочных резисторов и семь навесных транзисторов. Транзисторы 1Т1 и 1Т2 вместе с резисторами 1R1 и 1R3 образуют каскад УРЧ (по каскодной схеме ОЭ—ОБ). Транзистор 1Т3 вместе с резисторами 1R4, 1R5 и 1R6 используется для стабилизации режима. Остальные элементы ГИМ (аналогично К2ЖА371) дают возможность реализовать генерирующий балансный преобразователь частоты. При этом транзисторы 1Т5 и 1Т6 образуют дифференциальную пару, а 1Т4 и 1Т7 (используемый в качестве источника неизменного тока) образуют схему гетеродина. ГИМ может быть использована в УКВ блоке приемника ЧМ сигналов. Практическая схема такого применения ГИМ (в радиоприемнике «Меридиан-202») приведена на рис. 14.29.

ГИМ К2ЖА372 и К2УС375 предназначены для работы в тракте промежуточной частоты радиоприемников.

К2ЖА372 (рис. 13.13) содержит девятнадцать пленочных резисторов и восемь навесных транзисторов. В составе ГИМ —

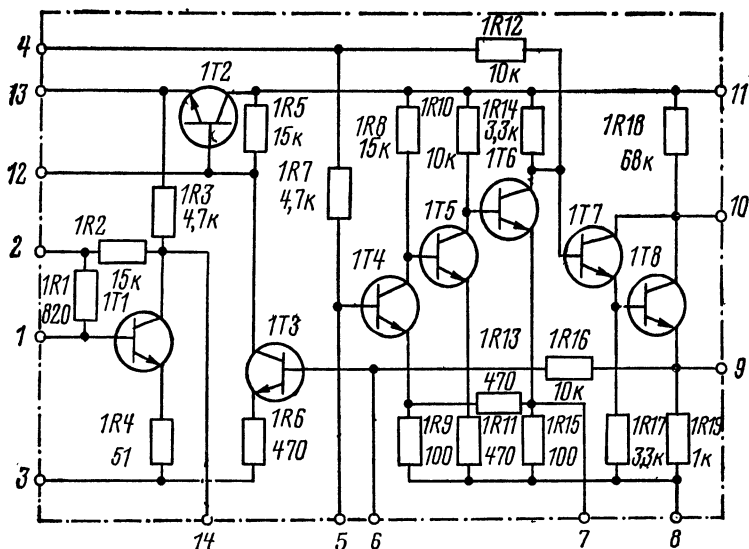


Рис. 13.13

четырёхкаскадный апериодический УПЧ, детектор АМ сигнала и система АРУ. Транзистор 1Т1 вместе с резисторами 1R1—1R4 образует первый — регулируемый каскад УПЧ. Остальные три каскада УПЧ — нерегулируемые, содержат транзисторы 1Т4, 1Т5, 1Т6 и резисторы 1R7—1R15. Эти каскады — резисторные, с ОЭ и с непосредственной связью, могут рассматриваться как один результирующий каскад типа «тройка». Такой каскад содержит несколько цепей обратной связи: местные (за счет резисторов 1R9, 1R11 и 1R15) и две общие — с коллектора 1Т6 на базу 1Т4 и с эмиттера 1Т6 на эмиттер 1Т4. За счет выводов 5 и 7 к цепям общих обратных связей могут подключаться внешние компоненты. Транзистор 1Т8 используется в совмещенном эмиттерном детекторе, а транзистор 1Т7 (с ОК) — в качестве буферного каскада для согласования входного сопротивления детектора и выходного сопротивления УПЧ. Усиленная система АРУ включает каскад УПТ на транзисторе 1Т3 и эмиттерный повторитель на 1Т2. Усиленное напряжение АРУ ($U_{\text{АРУ}}$) с эмиттера 1Т2 подается в коллекторную цепь регулируемого каскада УПЧ (на транзисторе 1Т1). $U_{\text{АРУ}}$ подается также к выводу 13 и может быть использовано для регулирования других каскадов (например, каскада УРЧ ГИМ К2ЖА371). ГИМ работоспособна при напряжении питания (E_0) в пределах от 3,6 до 6 В. Типовая схема включения ГИМ показана на рис. 14.20. Основные электрические параметры

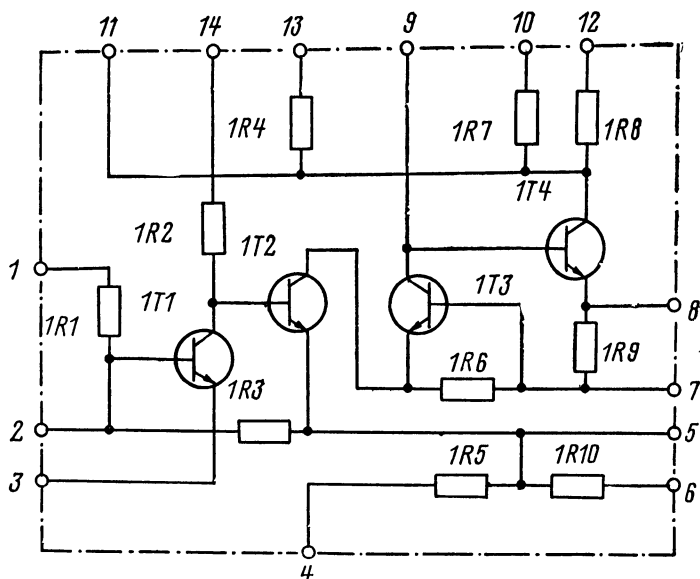


Рис. 13.14

ГИМ для типовой схемы включения (при $E_0=5$ В): коэффициент усиления (на частоте 465 кГц) — 1000—2300; входное сопротивление — 0,43—1 кОм; коэффициент гармоник (для $m=0,8$; $F=400$ Гц и $U_{вх}=300$ мкВ) — не более 3%; изменение выходного напряжения при изменении входного в пределах от 0,05 до 3 мВ — не более 3 дБ; напряжение на выходе системы АРУ при отсутствии входного сигнала — 3—4,5 В; потребляемый ток — не более 4 мА.

К2УС375 (рис. 13.14) содержит десять пленочных резисторов и четыре навесных транзистора. В составе ГИМ три резисторных каскада с непосредственной связью. Первый каскад на транзисторе 1Т1 с ОЭ; его коллекторной нагрузкой служит резистор 1R2. Транзисторы 1Т2 и 1Т3 образуют второй каскад (по каскодной схеме ОЭ—ОБ); в качестве коллекторной нагрузки каскада может быть использован резистор 1R7. Транзистор 1Т4 вместе с резистором 1R9 образует третий каскад — эмиттерный повторитель. Остальные резисторы — элементы цепей питания и стабилизации. На рис. 14.33 и 14.34 приведены практические схемы использования ГИМ.

ГИМ К2УС371 и К2УС372 предназначены для работы в УНЧ радиоприемников и других устройств. Функциональное назначение обеих ГИМ — предварительный УНЧ для совместной работы с бестрансформаторным усилителем мощности.

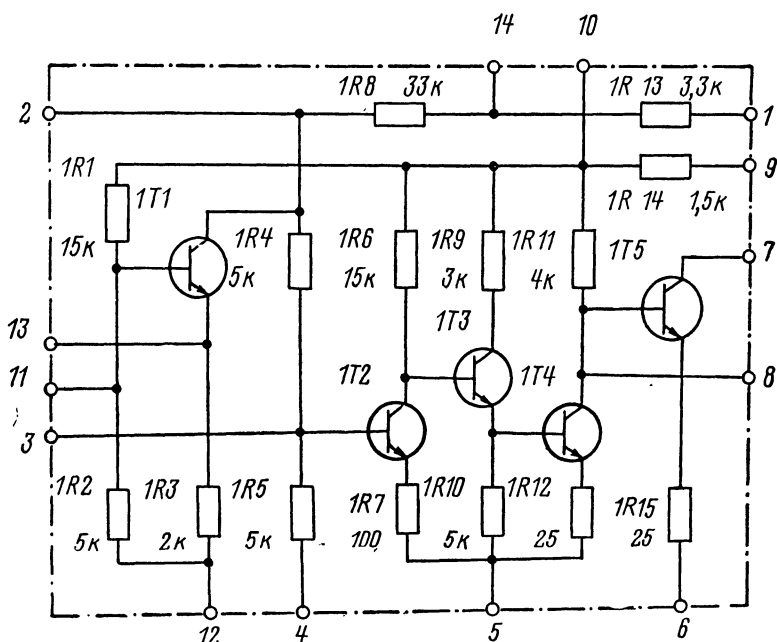


Рис. 13.15

K2UC371 (рис. 13.15) содержит пятнадцать пленочных резисторов и пять навесных транзисторов. В составе ГИМ, аналогичной K2UC245 (рис. 13.8), три резисторных каскада предварительного усиления с непосредственной обратной связью (на транзисторах 1T2, 1T3 и 1T4). Транзистор 1T5 используется в предоконечном каскаде усилителя мощности. Каскад на транзисторе 1T1 применяется для стабилизации напряжения покоя транзисторов оконечного каскада. Большее по сравнению с K2UC245 количество резисторов и выводов в ГИМ повышает функциональные возможности схемы, допуская применение различных вариантов включения цепей обратной связи. ГИМ работоспособна при напряжении питания (E_0) в пределах от 5,6 до 10 В. Типовая схема включения ГИМ изображена на рис. 14.6. Основные электрические параметры ГИМ (при совместной работе с бестрансформаторным усилителем мощности, нагруженным $R_H=6,5$ Ом, напряжении питания $E_0=9$ В и номинальной выходной мощности $P_{\text{вых. ном}}=0,5$ Вт) приведены в табл. 13.6.

K2UC372 (рис. 13.16) по схеме и принципу работы незначительно отличается от K2UC371, допуская получение большей выходной мощности. ГИМ работоспособна при напряжении

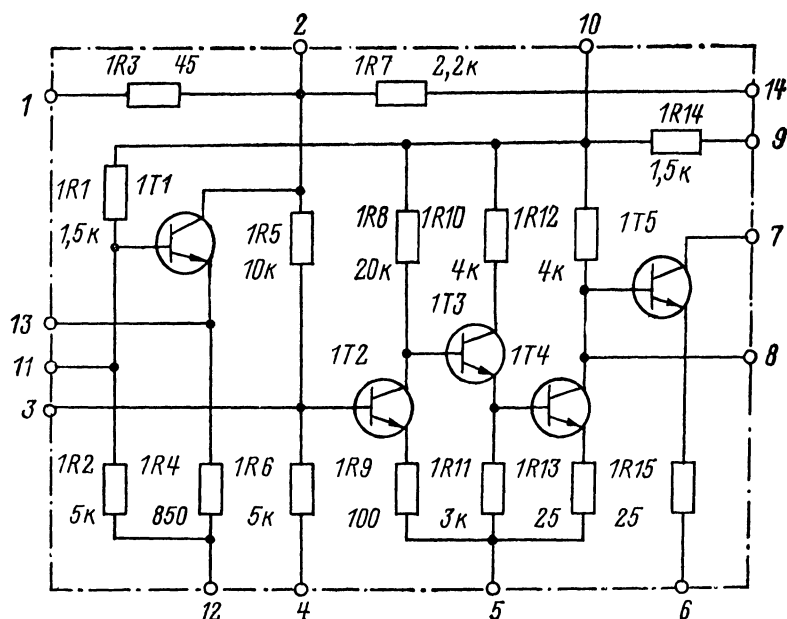


Рис. 13.16

питания (E_0) в пределах от 6 до 15 В. Типовая схема включения ГИМ приведена на рис. 14.9. Основные электрические параметры ГИМ (при совместной работе с бестрансформаторным усилителем мощности, нагруженным $R_n=3,9$ Ом, напряжении питания $E_0=12,6$ В и номинальной выходной мощности $P_{\text{вых. ном}}=3$ Вт) приведены в табл. 13.6.

Таблица 13.6

Параметры	Тип ГИМ	
	К2УС371	К2УС372
Номинальное выходное напряжение (при $P_{\text{вых. ном}}$) $U_{\text{вых. ном}}$, В	1,8	3,5
Номинальное входное напряжение (при $U_{\text{вых. ном}}$) $U_{\text{вх. ном}}$, мВ	15—30	25—50
Коэффициент гармоник (при $U_{\text{вых. ном}}$), %, не более	0,3	1
Рабочая полоса частот (при неравномерности частотной характеристики 6 дБ), кГц	0,06—10	0,05—15

13.3. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Полупроводниковые микросхемы (ПМС) содержат пассивные и активные элементы, изготовленные в одном монокристалле полупроводника. ПМС, используемые в устройствах широкого применения, изготавливают в монокристалле кремния с помощью планарно-эпитаксиальной технологии. Изоляция элементов таких ПМС осуществляется с помощью $p-n$ -переходов, а их соединение производится на окисленной поверхности кристалла кремния методом вакуумного напыления. Размеры монокристалла не превышают в среднем $1-2 \text{ мм}^2$, а размеры элемента составляют единицы (десятки) мкм.

Основными элементами ПМС являются интегральные транзисторы и диффузионные резисторы. Параметры **диффузионных резисторов**: диапазон номиналов — от 50 Ом до 30 кОм ; производственные допуски — $\pm 5-\pm 20\%$; температурный коэффициент сопротивления — $(0,5-5) 10^{-4} 1^\circ \text{С}$. Наиболее целесообразно применять такие резисторы в схемах, где используется отношение сопротивлений, а не их абсолютные значения.

Интегральные транзисторы — кремниевые, структуры $n-p-n$ — n , по своим электрическим параметрам не уступают соответствующим дискретным (или бескорпусным), а по ряду параметров превосходят их. В частности, интегральные транзисторы в пределах одной ПМС характеризуются хорошим согласованием параметров, недостижимым для дискретных транзисторов. Это свойство интегральных транзисторов широко используется при разработке ПМС.

В радиолюбительской практике для создания радиовещательной аппаратуры получили распространение ПМС серий: 1ММ6.0, К118 и К122.

1ММ6.0 представляет собой набор из четырех отдельных кремниевых транзисторов структуры $n-p-n$. ПМС оформлена в прямоугольном корпусе с двенадцатью выводами (рис. 13.17, а). Электрические параметры транзисторов (рис. 13.17, б) в основном аналогичны параметрам дискретных транзисторов ГТ311 и ГТ313 (с любым буквенным индексом), но значительно превосходят их по стабильности работы в рабочем диапазоне температур. ПМС может быть применена во всех трактах любительских радиовещательных приемников (кроме оконечного каскада УНЧ); при этом могут быть использованы все преимущества интегральных транзисторов. На базе трех ПМС 1ММ6.0 [11] разработан любительский всеволновый радиовещательный приемник (см. главу 14).

ПМС серий К118 и К122 идентичны по своим параметрам (выполнены на одном и том же кристалле), но отличаются конструкцией корпуса. ПМС серии К122 выпускаются в металлокерамическом круглом корпусе с двенадцатью выводами (рис. 13.18, а), а серии К118 — в пластмассовом прямоугольном кор-

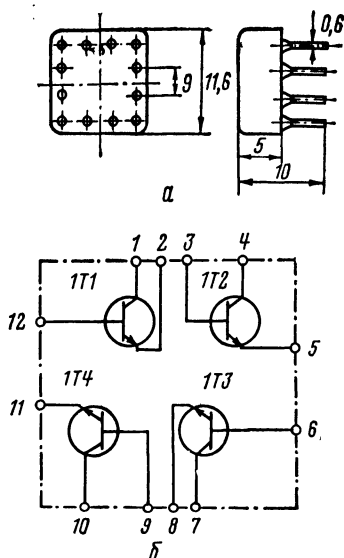
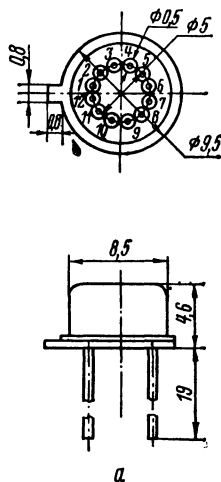


Рис. 13.17



пусе, также с двенадцатью выводами (рис. 13.18, б). Для создания радиовещательной аппаратуры получили распространение ПМС: К1УС221 (К1УС181), К1УС222 (К1УС182) и К1УТ221 (К1УТ181).

К1УС221 — двухкаскадный усилитель. ПМС (рис. 13.19) содержит два транзистора и семь резисторов, образующих каскад типа «двойка» (см. 5.1.1). Вывод 7 предназначен для подключения источника питания, а вывод 1 — для подключения общего провода. Для подачи входного сигнала предусмотрен вывод 4. Выводы 8 и 9 предназначены для подключения внешней нагрузки и для снятия выходного напряжения. К выводу 10 подключается внешний конденсатор развязывающего фильтра. Выводы 3, 5 и 11 предназначены для подключения внешних компонентов; используя эти выводы, можно применять различные варианты включения цепей обратной связи (см. 7.1). С помощью ПМС можно реализовать различные

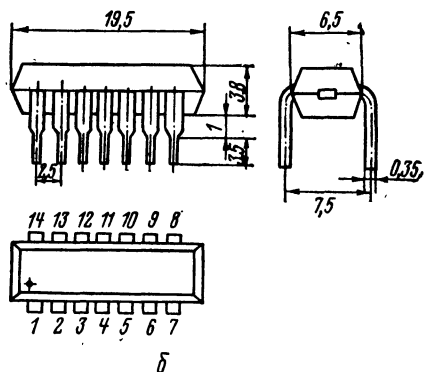


Рис. 13.18

виды каскада типа «двойка», широко используемого в предварительных УНЧ (см. 5.1). На рис. 14.11 приведен один из вариантов практического использования ПМС в УНЧ. Выпускается пять разновидностей ПМС, отличающихся буквенным обозначением (от А до Д). ПМС К1УС221А и К1УС221Б предназначены для напряжения питания 6,3 В, а К1УС221В, К1УС221Г и К1УС221Д — для напряжения 12,6 В. Основные электрические параметры ПМС приведены в табл. 13.7.

К1УС222 — каскодный усилитель. ПМС (рис. 13.20) содержит три транзистора и пять резисторов. Основными элементами схемы являются транзисторы 1Т2 и 1Т3 (включенные по каскодной схеме ОЭ—ОБ) и резистор 1R5, который может быть использован в качестве внутренней коллекторной нагрузки. Остальные элементы схемы используются в цепях питания. При этом транзистор 1Т1 обеспечивает необходимую стабилизацию режима по постоянному току. Вывод 7 предназначен для подключения источника питания, а вывод 1 — для подключения общего провода.

Для подачи входного сигнала предусмотрен вывод 4. Выводы 8 и 9 предназначены для подключения внешней нагрузки и для снятия выходного напряжения. К выводам 3 и 11 подключаются внешние компоненты — блокировочные конденсаторы. Если каскод используется как регулируемый, то к выводу 11 подается также напряжение АРУ. Различные варианты использования ПМС в тракте промежуточной частоты показаны на рис. 14.23 и 14.24. Выпускаются три разновидности ПМС, отличающиеся буквенным обозначением (от А до В). ПМС К1УС222А пред-

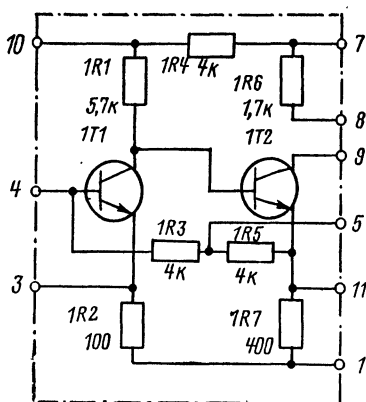


Рис. 13.19

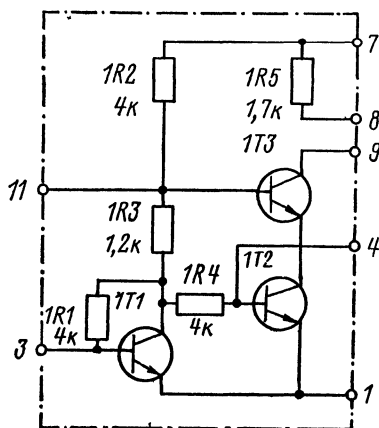


Рис. 13.20

Таблица 13.7

Параметры	Тип ПМС				
	К1УС221А	К1УС221Б	К1УС221В	К1УС221Г	К1УС221Д
Максимальная рабочая частота $f_{\text{макс}}$, МГц	5	5	5	5	5
Коэффициент усиления по напряжению ($f = 12$ кГц), не менее	250	400	350	500	800
Коэффициент усиления по напряжению ($f = 5$ МГц), не менее	30	30	50	50	50
Входное сопротивление, кОм, не менее	2	2	2	2	2
Выходное напряжение ($\kappa_r \leq 5\%$), В, не менее	0,3	0,5	1,5	1,0	0,8
Потребляемый ток, мА, не более	3,5	3,5	5,0	5,0	5,0

Таблица 13.8

Параметры	Тип ПМС		
	К1УС222А	К1УС222Б	К1УС222В
Максимальная рабочая частота $f_{\text{макс}}$, МГц	5	5	5
Коэффициент усиления по напряжению ($f = 12$ кГц), не менее	15	25	40
Входное сопротивление, кОм, не менее	1	1	1
Потребляемый ток, мА, не более	2	3	3
Выходное напряжение ($\kappa_r \leq 5\%$), В, не менее	0,1	0,1	0,1

назначается для напряжения питания 4 В, а К1УС222Б и К1УС222В — для напряжения питания 6,3 В. Основные электрические параметры ПМС приведены в табл. 13.8.

К1УТ221 — дифференциальный усилитель. ПМС (рис. 13.21) содержит четыре транзистора и шесть резисторов. Транзисторы 1Т1 и 1Т3 (вместе с коллекторными нагрузками 1R1 и 1R3) образуют дифференциальную пару, а транзистор 1Т2 (вместе с резистором 1R2) — источник неизменного тока. Остальные элементы схемы используются в цепях питания. При этом 1Т4 (включенный диодом) обеспечивает необходимую ста-

билизацию режима по постоянному току. Выводы 1 и 7 предназначены для подключения двух источников питания, требуемых для работы ПМС, а выводы 5 и 9 — для подключения внешней нагрузки и снятия выходных напряжений. Выводы 10 и 4 предназначены для подачи входных сигналов на базы транзисторов дифференциальной пары, а вывод 12 — для подачи входного сигнала (или напряжения АРУ) на базу транзистора 1Т2. Вывод 3 предусмотрен для подключения внешнего блокировочного конденсатора, а выводы 8 и 11 — для подключения источника питания базовой цепи 1Т2. Различные варианты использования ПМС в ВЧ

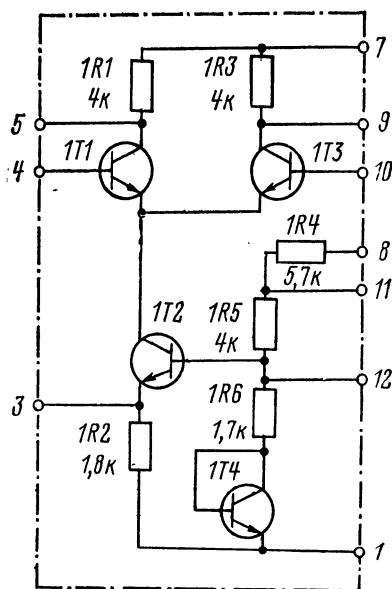


Рис. 13.21

тракте радиоприемников приведены на рис. 14.17 и 14.24. Выпускаются три разновидности ПМС, отличающиеся буквенным обозначением (от А до В). ПМС К1УТ221А предназначен для питания от двух источников с напряжениями +4В и -4В, а К1УТ221Б и К1УТ221В — с напряжениями +6,3 В и -6,3 В. Основные электрические параметры ПМС приведены в табл. 13.9.

Таблица 13.9

Параметры	Тип ПМС		
	К1УТ221А	К1УТ221Б	К1УТ221В
Максимальная рабочая частота $f_{\text{макс}}$, МГц	5	5	5
Коэффициент усиления по напряжению ($f = 12$ кГц), не менее	15	22	22
Коэффициент усиления по напряжению ($f = 5$ МГц), не менее	5	8	8
Входное сопротивление, кОм, не менее	6	6	3
Выходное напряжение ($\kappa_r \leq 5\%$), В, не менее	0,3	0,3	0,4
Потребляемый ток, мА, не более	1,8	2,4	2,4

Глава 14

ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОСХЕМ В УНЧ И РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКАХ

14.1. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОСХЕМ В УНЧ

Для построения УНЧ радиовещательных приемников и электрической части магнитофонов и электрофонов (радиолюбительских и промышленных) получили распространение микросхемы (МС): гибридные — серий К224 и К237 и полупроводниковые — серий 1ММ6.0, К118 и К122 (см. главу 13). Эти МС дают возможность с помощью дополнительных внешних компонентов реализовать отдельные каскады предварительных УНЧ или весь предварительный УНЧ.

К2УС244 (рис. 13.7) используется для создания предварительных УНЧ, работающих на согласующий трансформатор. На рис. 14.1 приведен один из примеров применения ГИМ в радиолюбительском УНЧ [5]. Кроме ГИМ схема УНЧ содержит внешние компоненты: два транзистора (Т1 и Т2), два сигнальных трансформатора, семь резисторов и девять конденсаторов. Оконечный каскад на транзисторах Т1 и Т2 выполнен по типовой схеме (рис. 6.2). В качестве согласующего (Тр1) и выходного (Тр2) трансформаторов могут быть использованы аналогичные, применяемые в переносных радиоприемниках. В описываемой схеме в качестве Тр1 использован аналогичный трансформатор от радиоприемника «Сокол», а в качестве Тр2 — от «Рига-302». Напряжение питания (+9 В) подается на ГИМ через первичную обмотку Тр1 (к выводу 9). Входной сигнал подается с регулятора громкости (R1) к выводу 5 ГИМ через разделительный конденсатор С1. К выводу 5 подается также необходимое смещение базы транзистора 1Т1 ГИМ (+3 В), которое снимается с делителя R2—R3, подключенного к выводам 2 и 7 ГИМ. Цепочка R4C6, подключенная к выводу 6, используется в качестве развязывающего фильтра, а конденсатор С3, подключенный к выводу 7, вместе с резистором 1R4 ГИМ образует второй развязывающий фильтр. Конденсато-

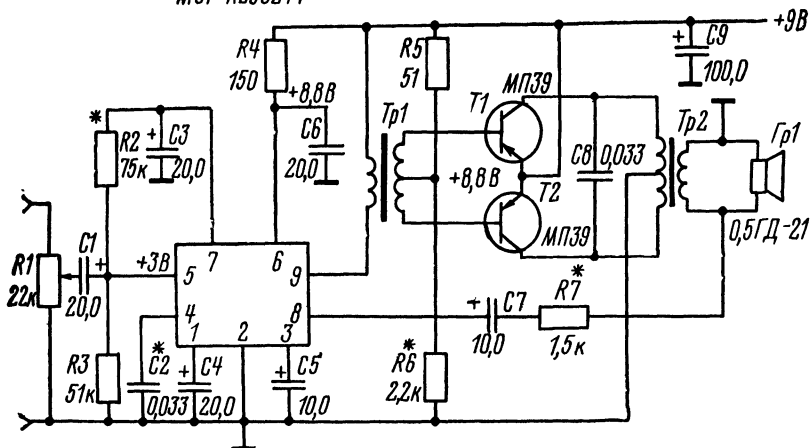


Рис. 14.1

ры $C4$ и $C5$ — блокировочные, а конденсатор $C2$ применен для частотной коррекции; во избежание самовозбуждения его емкость выбирается не менее $0,01$ мкФ. Резистор $R7$ и конденсатор $C7$ входят в цепь общей отрицательной обратной связи по переменному току. Схема УНЧ содержит три элемента регулировки, осуществляемой при наладке подбором величины сопротивлений: $R2$ — устанавливается режим ГИМ, $R6$ — режим оконечного каскада, $R7$ — изменяется глубина общей отрицательной обратной связи и устанавливается требуемая чувствительность УНЧ.

Толстопленочная ГИМ K2YC245 (рис. 13.8) и тонкопленочные K2YC371 (рис. 13.15) и K2YC372 (рис. 13.16), имеющие, по существу, одинаковую структуру, дают возможность создавать предварительные УНЧ для совместной работы с бестрансформаторными усилителями мощности. Некоторые примеры практического применения этих ГИМ приведены на рис. 14.2—14.9. Во всех случаях применение ГИМ дает возможность создавать оконечные каскады, работающие в режиме B , без начального тока; нелинейные искажения типа «ступенька» устраняются за счет глубокой обратной связи при сохранении достаточной устойчивости. При этом во всех ГИМ в цепи общей обратной связи по постоянному току используется стабилизирующий транзистор 1Т1 (см. 7.1.2). Работа оконечного каскада без начального тока повышает его температурную стабильность.

K2YC245 используется как в радиолюбительских конструкциях, так и в промышленной аппаратуре.

На рис. 14.2 приведена схема УНЧ, входящего в состав однодиапазонного радиолюбительского приемника на трех ГИМ серии K224 [6]. Другие узлы этого приемника показаны

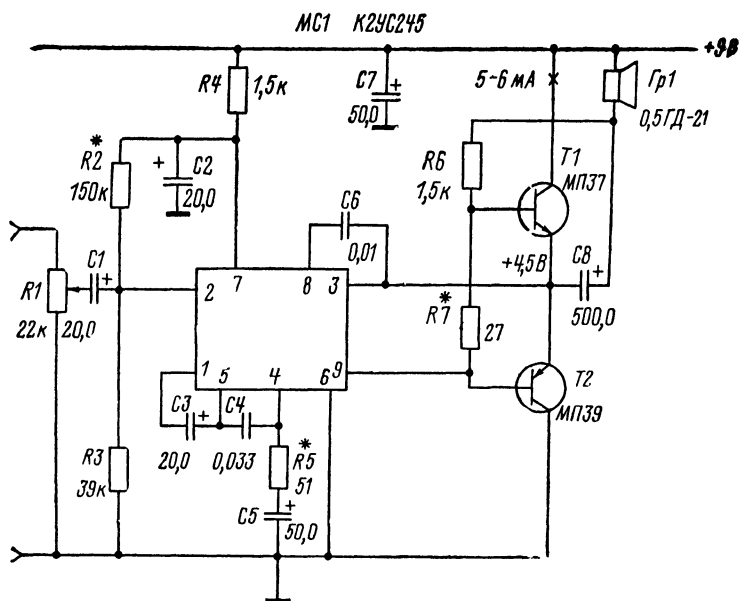


Рис. 14.2

на рис. 14.13 и 14.19. УНЧ обеспечивает при $E_0=9\text{ В}$ выходную мощность 150 мВт . Кроме ГИМ схема содержит внешние компоненты: два транзистора ($T1$ и $T2$), семь резисторов и восемь конденсаторов. Оконечный каскад на транзисторах $T1$ и $T2$ выполнен по типовой схеме (рис. 6.7, б). Транзистор $1T5$ ГИМ используется в качестве предоконечного каскада с ОЭ. При этом (через вывод 9) в его коллекторную нагрузку входят внешние резисторы $R6$ и $R7$. Напряжение питания подводится к выводу 7 ГИМ через развязывающий фильтр $R4C2$. Входной сигнал подается с регулятора громкости $R1$ к выводу 2 ГИМ через разделительный конденсатор $C1$. К этому же выводу подается необходимое напряжение смещения базы транзистора $1T1$ ГИМ, используемого в качестве эмиттерного повторителя. Конденсатор $C3$ служит для связи входного каскада ГИМ с каскадом на транзисторе $1T2$, а конденсатор $C4$ — блокировочный. УНЧ охвачен несколькими петлями обратной связи. Общая обратная связь по постоянному току создается при подаче напряжения с точки симметрии оконечного каскада на вывод 3 ГИМ. При этом в цепь обратной связи входит стабилизирующий транзистор $1T1$ ГИМ. Элементами цепи общей обратной связи по переменному току служат внешние компоненты $R5$ и $C5$. За счет этой обратной связи обеспечивается равномерность АЧХ в рабочем диапазоне частот и устраняются нелинейные искажения типа «ступенька». Для частотной коррекции в об-

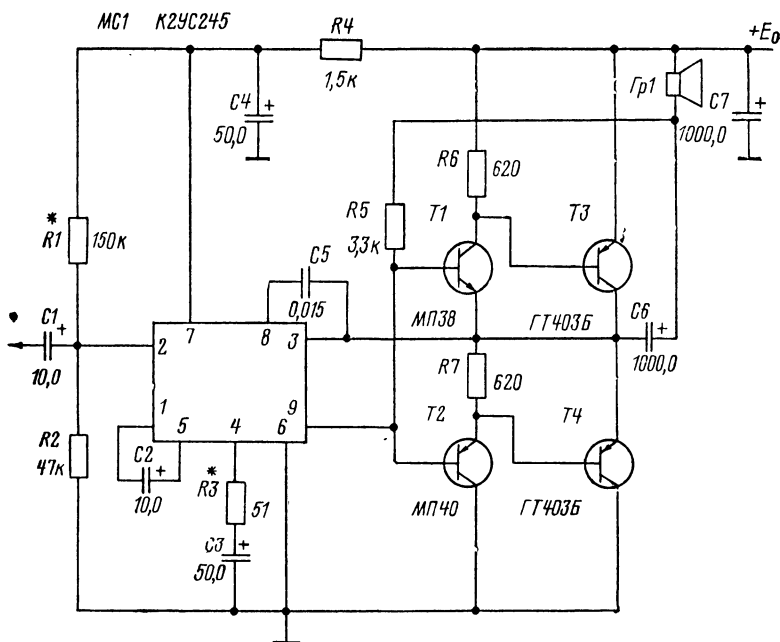


Рис. 14.3

ласти верхних частот используется конденсатор $C6$, входящий в цепь общей обратной связи, охватывающей каскады ГИМ на транзисторах $1T2$ и $1T4$. При наладке схемы УНЧ ток коллекторной цепи транзисторов $T1$ и $T2$ (5—6 мА) устанавливают подбором сопротивления резистора $R7$, а напряжение +4,5 В в точке симметрии оконечного каскада — подбором сопротивления резистора $R2$. Подбором емкости $C6$ можно регулировать тембр звука.

На рис. 14.3 приведен другой вариант радиолюбительского УНЧ с K2UC245 [3]. Кроме ГИМ схема содержит внешние компоненты: четыре транзистора, семь резисторов и семь конденсаторов. Бестрансформаторный усилитель мощности (на $T1—T4$) выполнен по типовой схеме (рис. 6.8). В отличие от схемы (рис. 14.2) транзисторы оконечного каскада работают без начального тока. Внешней коллекторной нагрузкой предоконечного каскада (на транзисторе $1T5$ ГИМ) служит резистор $R5$. В остальном включение ГИМ аналогично схеме рис. 14.2. При налаживании УНЧ подбором сопротивления резистора $R1$ устанавливают на выводе 3 ГИМ напряжение, равное $0,5 E_0$, а подбором сопротивления резистора $R3$ — требуемую глубину обратной связи по переменному току. Схема допускает работу при напряжении питания (E_0) в пределах 6—12,8 В. В зависи-

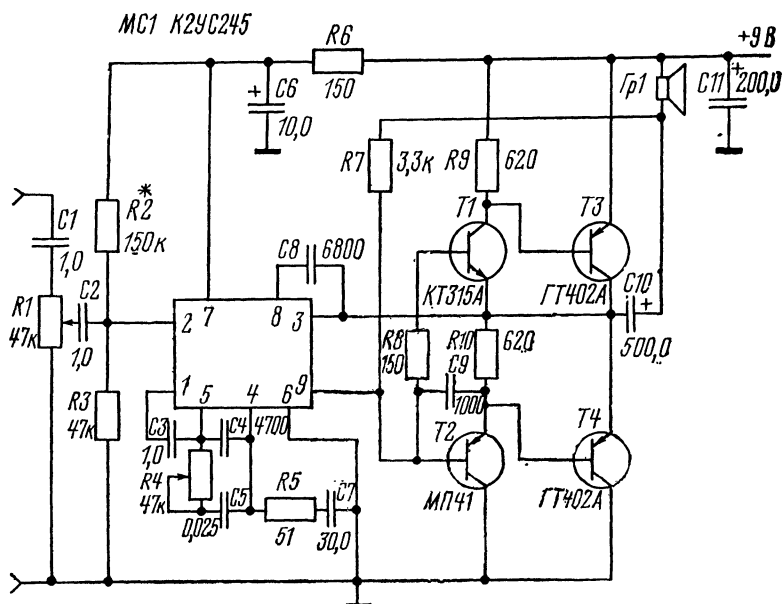


Рис. 14.4

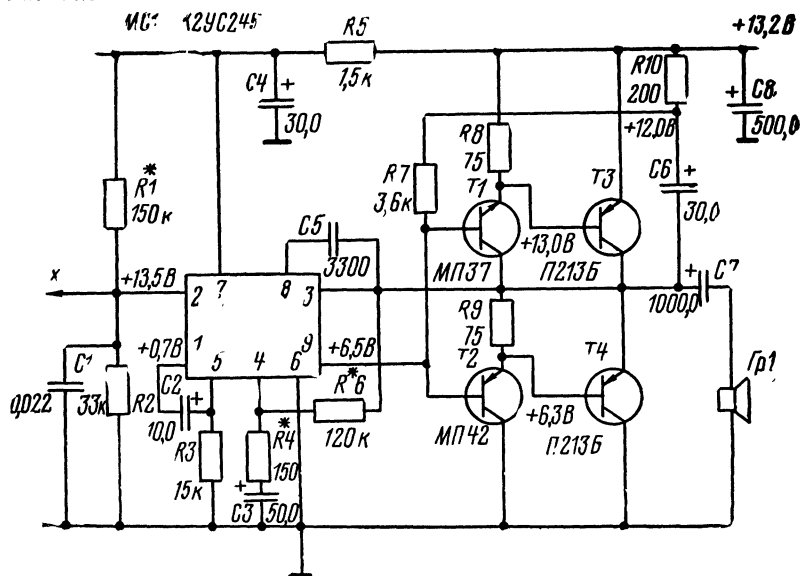


Рис. 14.5

мости от величины E_0 изменяются номинальная выходная мощность $P_{\text{вых. ном}}$ (при $\kappa_{\Gamma}=1\%$) и потребляемый ток I_0 (при отсутствии сигнала). Основные параметры УНЧ (при напряжении $E_0=9$ В и $R_{\text{н}}=4$ Ом): диапазон рабочих частот — 0,08—12 кГц; неравномерность частотной характеристики в диапазоне рабочих частот — в пределах $\pm 1,5$ дБ; входное сопротивление — 25 кОм; $P_{\text{вых. ном}}$ — 0,8 Вт; I_0 — 4 мА.

На рис. 14.4 и 14.5 приведены практические схемы УНЧ промышленных радиовещательных приемников с применением К2УС245.

На рис. 14.4 дана схема УНЧ переносного радиоприемника «Урал-301». Бестрансформаторный усилитель мощности (на Т1—Т4) выполнен по типовой схеме (рис. 6.8). Включение ГИМ в основном соответствует схеме рис. 14.2. С помощью внешних компонентов, подключаемых к ГИМ, обеспечиваются необходимые регулировки: громкости (резистор $R1$) и тембра (резистор $R4$ и конденсаторы $C4$ и $C5$). При напряжении питания (E_0) 9 В и сопротивлении нагрузки ($R_{\text{н}}$), равном 10 Ом (головка громкоговорителя 0,5 ГД-30), максимальная выходная мощность — 0,5 Вт. Диапазон рабочих частот (для ЧМ тракта) — 315—7000 Гц.

На рис. 14.5 изображена часть схемы УНЧ радиовещательного приемника «Урал-авто-2». УНЧ содержит также отдельный корректирующий каскад (с регуляторами громкости и тембра), собранный на дискретных компонентах (рис. 7.14). Сигнал на вход ГИМ (вывод 2) поступает с выхода корректирующего каскада. Бестрансформаторный усилитель мощности выполнен по типовой схеме (рис. 6.8). В отличие от схемы (рис. 14.4) в цепи положительной обратной связи используется отдельный конденсатор $C6$. Подбором сопротивлений резисторов $R1$ и $R6$ устанавливается требуемый режим по постоянному току. Общая отрицательная обратная связь по переменному току, в цепь которой включены резистор $R4$ и конденсатор $C3$, имеет глубину до 40 дБ. Подбором сопротивления резистора $R4$ устанавливают чувствительность и допустимый уровень нелинейных искажений. При сопротивлении резистора $R4$, равном 150 Ом, общий коэффициент усиления по напряжению находится в пределах 100—150, а коэффициент гармоник не превышает 0,5—0,8%. Радиоприемник предназначен для работы в двух режимах — автомобильном и переносном. В автомобильном режиме используется внутренний громкоговоритель (4ГД-8Е); напряжение питания (E_0) — 12 В; максимальная выходная мощность ($P_{\text{вых. макс}}$) — 4 ВА; диапазон рабочих частот — 0,2—12 кГц. В переносном режиме используется внешний громкоговоритель (0,5 ГД-30); E_0 — 9 В; $P_{\text{вых. макс}}$ — 0,5 ВА; диапазон рабочих частот — 0,125—7,1 кГц.

К2УС371 (рис. 13.15) используется в переносных радиовещательных приемниках «Украина-201» и «Меридиан-202».

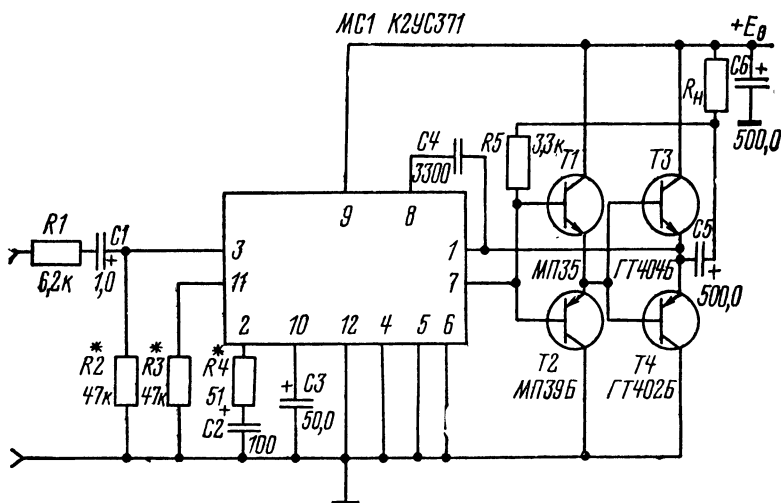


Рис. 14.6

Типовая схема включения К2УС371 приведена на рис. 14.6. Бестрансформаторный усилитель мощности (на транзисторах Т1—Т4) выполнен по типовой схеме (рис. 6.8). Транзисторы оконечного каскада работают без начального тока. Внешней коллекторной нагрузкой предоконечного каскада (на транзисторе 1Т5 ГИМ) служит резистор R5. Напряжение питания подводится к выводу 9 ГИМ. В качестве конденсатора развязывающего фильтра используется C3, подключаемый к выводу 10. Входной сигнал подается к выводу 3 ГИМ через разделительный конденсатор C1. УНЧ охвачен несколькими петлями обратной связи. Общая отрицательная обратная связь по постоянному току создается при подаче напряжения с точки симметрии оконечного каскада на вывод 1 ГИМ. При этом в цепь обратной связи входит стабилизирующий транзистор 1Т1 ГИМ. В цепь этой обратной связи входят также внешние резисторы: R2 (подключаемый к выводу 3) и R3 (подключаемый к выводу 11). Подбором сопротивлений этих резисторов устанавливается требуемый режим по постоянному току. Элементами цепи общей отрицательной обратной связи по переменному току служат внешние компоненты R4 и C2, подключаемые к выводу 2 ГИМ. Подбором величины сопротивления R4 устанавливаются требуемая чувствительность и допустимый уровень нелинейных искажений. Для коррекции частотной характеристики используется цепь обратной связи, элементом которой служит внешний конденсатор C4, подключаемый между выводами 1 и 8. Основные электрические параметры УНЧ, включенного по типовой схеме (рис. 14.6), приведены в табл. 13.6.

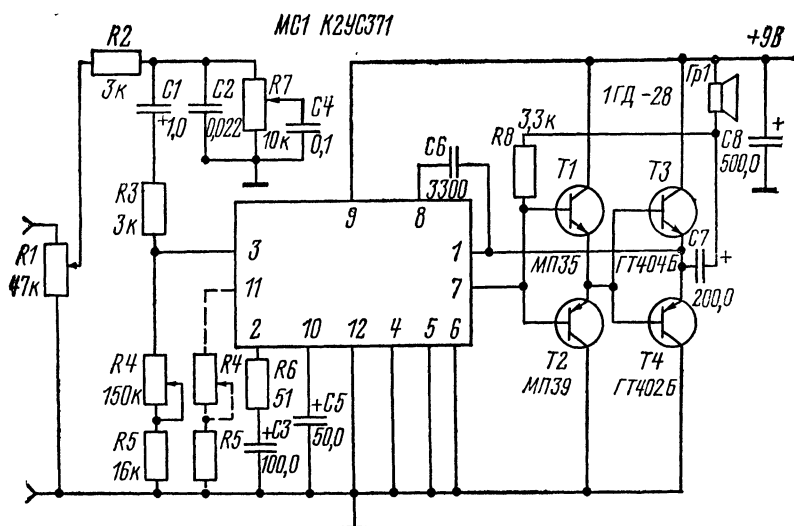


Рис. 14.7

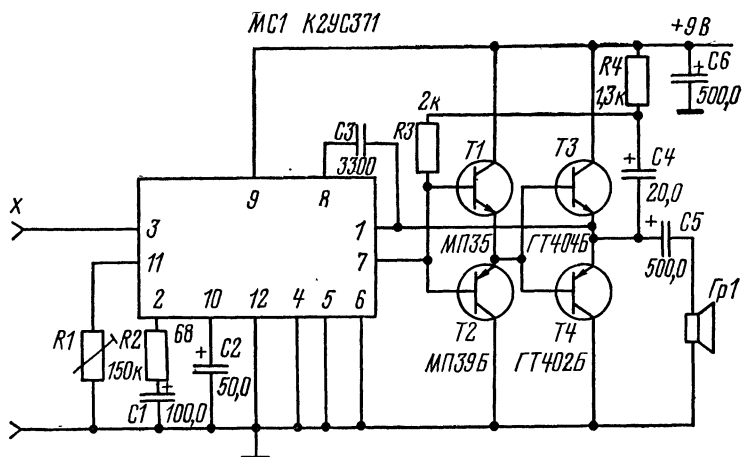


Рис. 14.8

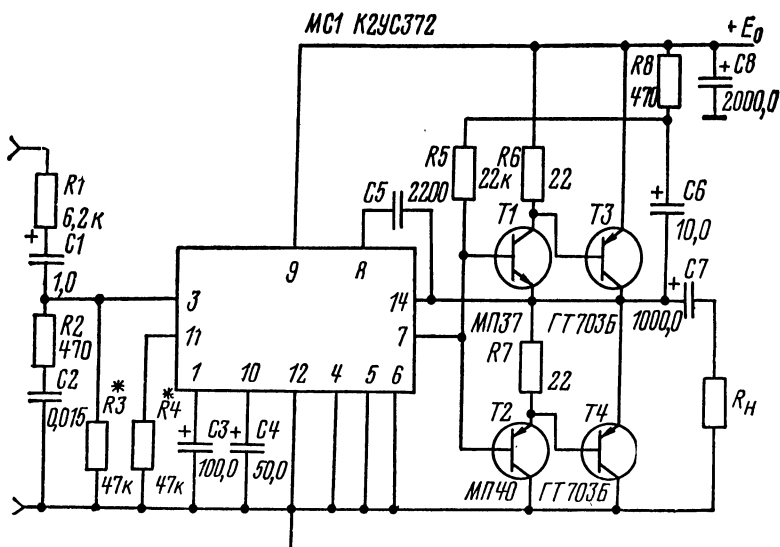


Рис. 14.9

На рис. 14.7 приведена схема УНЧ переносного радиовещательного приемника «Украина-201». Схема в основном соответствует типовой (рис. 14.6). К выводу 3 ГИМ подключены элементы регуляторов громкости и тембра. При этом резистор R_1 используется в регуляторе громкости, а R_7 — в регуляторе тембра (верхних звуковых частот).

На рис. 14.8 изображена часть схемы УНЧ переносного приемника «Меридиан-202». УНЧ содержит также отдельный корректирующий каскад (с регуляторами громкости и тембра), собранный на дискретных компонентах (рис. 7.13). Сигнал на вход ГИМ (вывод 3) подается с выхода корректирующего каскада. В отличие от типовой схемы (рис. 14.6) в бестрансформаторном усилителе мощности в цепи положительной обратной связи используется отдельный конденсатор C_4 . В остальной части схема соответствует типовой. Номинальная выходная мощность — 0,4 Вт.

K2UC372 (рис. 13.16) допускает получение большей выходной мощности, чем K2UC371. Типовая схема ее включения изображена на рис. 14.9. По сравнению с типовой схемой включения K2UC371 (рис. 14.6) в оконечном каскаде бестрансформаторного усилителя мощности использованы более мощные транзисторы; в цепи положительной обратной связи используется отдельный конденсатор C_6 . Конденсаторы C_3 и C_4 — блокировочные. Подбором сопротивлений резисторов R_3 и R_4 устанавливают требуемый режим по постоянному току,

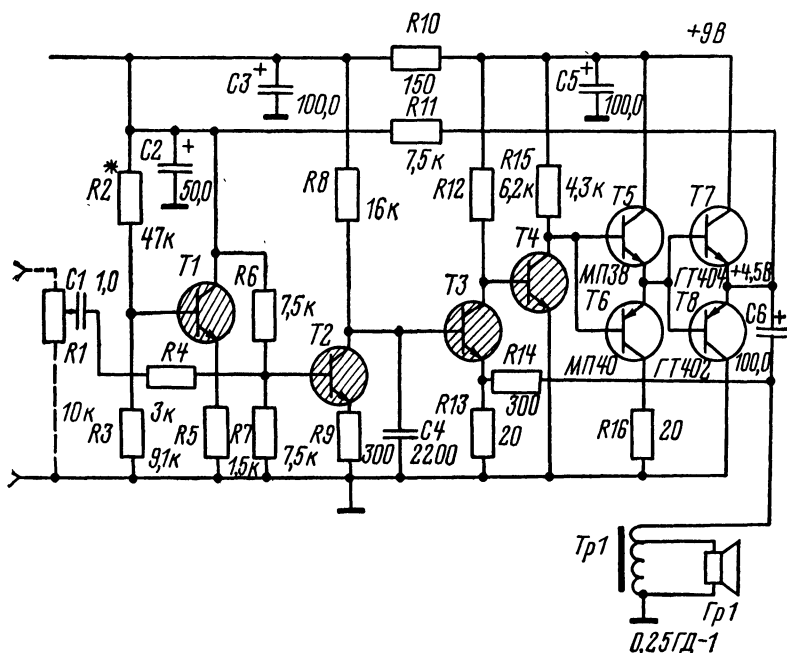


Рис. 14.10

а резистора R_2 — требуемую чувствительность и допустимый уровень нелинейных искажений. Основные электрические параметры УНЧ, включенного по типовой схеме (рис. 14.9), приведены в табл. 13.6.

1ММ6.0 — транзисторная сборка (рис. 13.17), находит широкое применение в радиолюбительской практике. На основе трех таких МС разработан радиолюбительский приемник [11]. Схема УНЧ приемника приведена на рис. 14.10. Другие узлы этого приемника показаны на рис. 14.16 и 14.22. На схеме УНЧ четыре заштрихованных транзистора — элементы МС, все остальные компоненты — внешние: четыре транзистора (T_5 — T_8), трансформатор ($Tr1$), шестнадцать резисторов и шесть конденсаторов. Бестрансформаторный усилитель мощности выполнен по типовой схеме (рис. 6.8). Транзисторы оконечного каскада работают без начального тока. Головка громкоговорителя (0,25ГД-1) включается через понижающий трансформатор $Tr1$. Предоконечный каскад на транзисторе МС T_4 — резисторный с ОЭ. Предварительный УНЧ содержит два резисторных каскада с ОЭ (на T_2 и T_3). Входной сигнал подается на базу T_2 через конденсатор связи C_1 и резистор R_4 . УНЧ охвачен несколькими петлями отрицательной обратной связи. В цепь

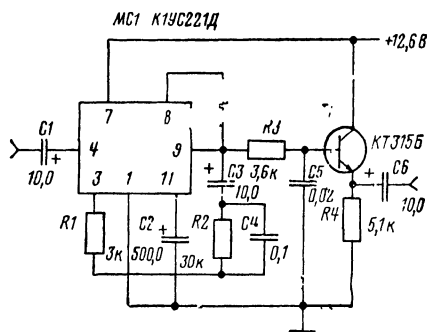


Рис. 14.11

общей обратной связи с точки симметрии оконечного каскада на базу Т2 входит стабилизирующий транзистор Т1. Подбором сопротивления резистора R_2 устанавливается требуемое напряжение в точке симметрии. Намоточные данные трансформатора Тр1: 100+200 в ПЭВ-2 0,2; сердечник ШЗ×6 (от радиоприемника «Сокол»).

К1УС221 (рис. 13.19) используется в радиолюбительской практике для создания различных каскадов предварительного УНЧ типа «двойка» (см. 5.1.1). Один из примеров практического применения МС — усилитель компенсации частотных предискажений грамзаписи для совместной работы с электромагнитным звукоснимателем [13] приведен на рис.14.11. Схема усилителя кроме МС К1УС221Б содержит одиннадцать внешних компонентов: один транзистор, четыре резистора и шесть конденсаторов. Выходной каскад (на транзисторе Т1) с ОК используется для улучшения нагрузочной характеристики усилителя, допуская подключение высокоомных нагрузок. Резистор R_4 служит эмиттерной нагрузкой этого каскада. Конденсаторы C_1 и C_6 используются как элементы связи, а C_2 является блокировочным. Резисторы R_1 , R_2 , R_3 и конденсаторы C_3 , C_4 , C_5 предназначены для получения требуемой формы АЧХ. При этом цепочка R_3C_5 создает заданное ослабление высших звуковых частот, а цепочка $R_1R_2C_3C_4$, входящая в цепь частотно-зависимой обратной связи, — подъем АЧХ в области нижних звуковых частот. Коэффициент усиления схемы на частоте 1000 Гц — 30, при относительном уровне помех — 50 дБ.

14.2. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОСХЕМ В РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКАХ АМ СИГНАЛА

Для построения основных узлов приемников АМ сигнала как промышленных, так и радиолюбительских (кроме УНЧ, рассмотренных в 14.1) получили распространение МС: гибрид-

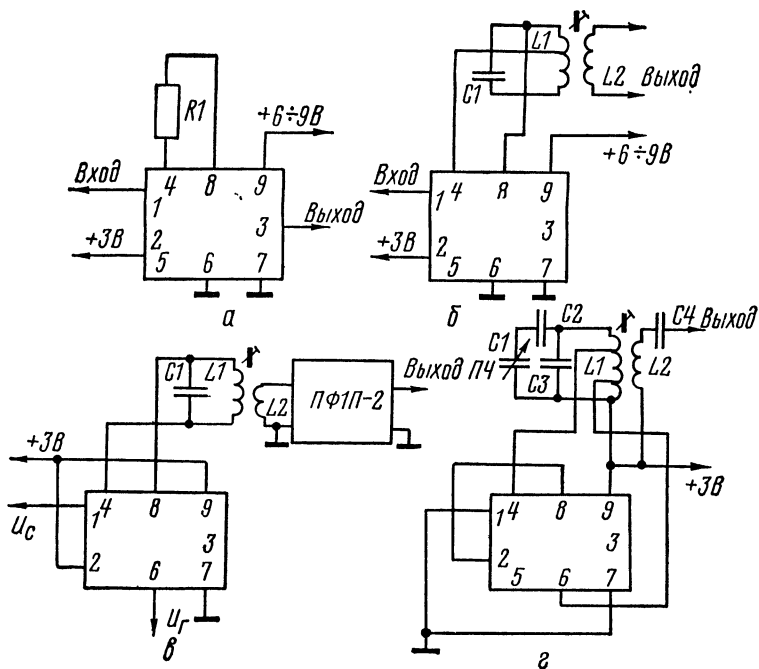


Рис. 14.12

ные — серий К224 и К237 и полупроводниковые — серий 1ММ6.0, К118 и К122 (см. главу 13). При этом все ЧСЧ, входящие в преселектор, преобразователь частоты и тракт промежуточной частоты, выполняются из внешних компонентов.

14.2.1. УРЧ и преобразователи частоты

В УРЧ и преобразователях частоты применяются МС: К2УС242, К2ЖА242, К2ЖА371, К1УТ222 и 1ММ6.0.

К2УС242 (рис. 13.2) — однокаскадный универсальный усилитель, дает возможность реализовать (в диапазонах ДВ, СВ и КВ) усилительный каскад УРЧ (апериодический или резонансный), смеситель или гетеродин. Различные варианты включения МС приведены на рис. 14.12.

При использовании МС в качестве апериодического каскада УРЧ (рис. 14.12, а) кроме внутренней коллекторной нагрузки (резистора R_2 МС) к выводам 4 и 8 может быть подключена внешняя коллекторная нагрузка — резистор R_1 . При использовании МС в качестве резонансного каскада к этим вы-

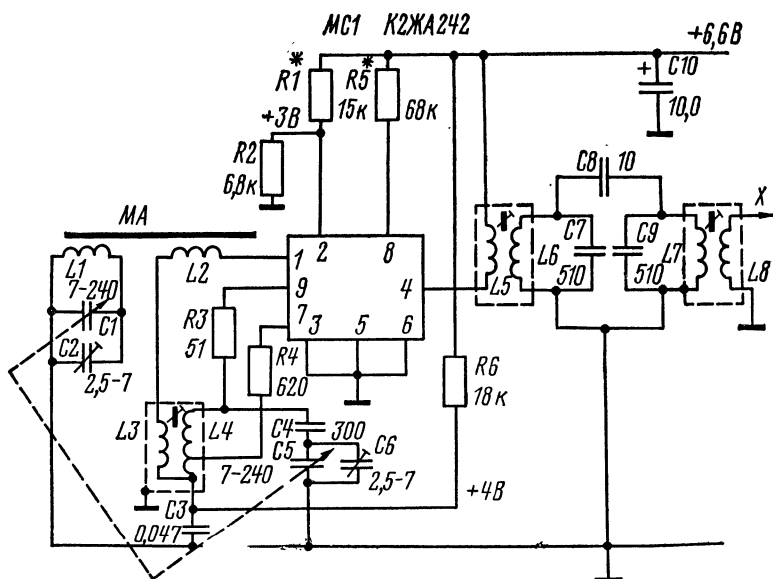


Рис. 14.13

водам подключается внешний колебательный контур $L1C1$ (рис. 14.12, б); связь с последующим контуром может быть трансформаторной (за счет катушки $L2$). В обоих случаях на вывод 2 МС подается фиксированное смещение +3 В. В случае, если предполагается сделать этот каскад регулируемым, на вывод 2 подается напряжение АРУ.

Для реализации простого преобразователя частоты с отдельным гетеродином требуются две МС К2УС242. На одной МС (рис. 14.12, в) выполняется смесительная часть по типовой схеме с ОЭ (рис. 10.20). В этом случае к выводам 4 и 8 МС подключается внешняя ЧСЦ — ПКФ с согласующим колебательным контуром $L1C1$. К выводу 1 подается напряжение сигнала, а к выводу 6 — гетеродина. На другой МС выполняется гетеродиновая часть преобразователя частоты. На рис. 14.12, г показано включение МС по типовой схеме гетеродина с ОБ (рис. 10.25). Отводы от контурной катушки $L1$ подключаются к выводам МС: 4 (коллекторный) и 6 (эмиттерный). Напряжение гетеродина (U_r) подается на смеситель с катушки связи $L2$ через разделительный конденсатор $C4$. Для обеих МС стабилизированное напряжение питания подается на вывод 9.

К2ЖА242 (рис. 13.3, а) — МС той же серии, что и К2УС242, дает возможность реализовать простой преобразователь частоты с отдельным гетеродином при использовании только одной

МС1 К2ЖА371

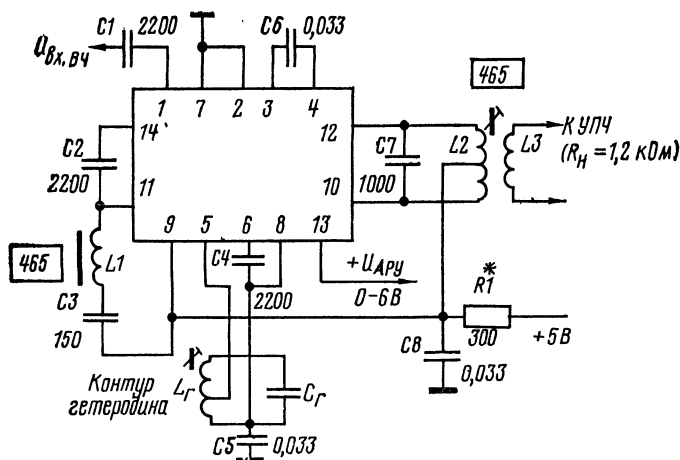


Рис. 14.14

МС. На рис. 14.13 приведена практическая схема преобразователя частоты (для диапазона СВ), выполненная на К2ЖА242. На рисунке показан один из узлов однодиапазонного радиолобительского приемника на трех МС серии К224 [6]. Другие узлы этого приемника показаны на рис. 14.2 и 14.19. На схеме (рис. 14.13) входная цепь (с ФА), выполненная из внешних компонентов, содержит колебательный контур, элементами которого являются: катушка $L1$ и конденсаторы $C1$ и $C2$. Гетеродинная часть преобразователя частоты выполнена по типовой схеме с ОБ. Напряжение гетеродина с помощью катушки связи $L3$ подается на базу транзистора смесителя (вывод 1 МС) последовательно с напряжением сигнала, поступающим с катушки связи $L2$. Напряжение смещения подается на базу транзистора смесителя (1Т1) от внешнего делителя (резисторы $R1$ и $R2$), а на базу транзистора гетеродина (1Т2) — через резистор $R5$. Подбором сопротивления резистора $R1$ добиваются получения напряжения +3 В на выводе 2 МС, а $R5$ — устойчивого возбуждения гетеродина. Нагрузкой смесительной части служит двухконтурный полосовой фильтр, катушка связи с которым $L5$ подключается к выводу 4 МС. В качестве такой ЧСЦ может быть использован аналогичный фильтр от любого переносного приемника. Намоточные данные катушек: $L1$ — 75 в ПЭВ-1 0,12; $L2$ — 8 в ПЭВ-1 0,12 (обе на сердечнике ФА — 400НН-8×120 мм); $L3$ — 4 в ПЭВ-1 0,1; $L4$ — 100 в ПЭВ-1 0,1 (сердечник 600НН-3СС-2,86×12 мм); $L6$, $L7$ — 33×3 в ЛЭ 5×

$\times 0,06$; $L5, L8 — 10 \times 3$ в ПЭЛШО 0,1 (сердечник чашечный 600НН; $d=8,6$ мм; подстроечный — М600НН-ЗСС).

К2ЖА371 (рис. 13.11) дает возможность реализовать при использовании одной МС УРЧ и генерирующий преобразователь частоты. Типовая схема такого включения МС приведена на рис. 14.14. Аperiodический каскад УРЧ — регулируемый; напряжение АРУ подается на вывод 13 МС (от К2ЖА372). Смеситель выполнен по схеме транзисторного балансного преобразователя частоты, а гетеродинная часть — по схеме, аналогичной мультивибратору с эмиттерной связью (см. 10.4.2). Колебательный контур гетеродина подключается к выводам 5 и 8 МС; контур фильтра промежуточной частоты — к выводам 10 и 12; фильтр $L1C3$, используемый для ослабления канала промежуточной частоты, — к выводам 9 и 11. К выводам 1, 3, 4, 6, 8, 9, 11 и 14 подключаются внешние конденсаторы. Конденсатор $C1$ служит для связи с ВЦ; $C2$ — для связи УРЧ с преобразователем частоты; $C4, C5$ и $C6$ используются для развязки и блокировки; $C8$ — элемент развязывающего фильтра в цепи питания. Основные электрические параметры УРЧ и смесителя для типовой схемы включения см. 13.2.3. На рис. 14.15 изображена практическая схема использования К2ЖА371 в переносном радиоприемнике «Украина-201». Схема (упрощенная, без элементов коммутации, для диапазона ДВ) в основном соответствует типовой (рис. 14.14). Намоточные данные катушек: $L1$ (850 мкГ) — 75×4 в ПЭВ-2 0,1; $L2$ (630 мкГ) — 65×4 в ПЭЛШО 0,15; $L3$ — 42 в ПЭЛШО 0,15; сердечник М600НН-ЗСС-2, 86×12 мм.

1ММ6.0 — транзисторная сборка (рис. 13.17), находит широкое применение в радиолюбительской практике. На основе трех таких МС разработан радиолюбительский приемник [11]. На рис. 14.16 приведен один из узлов этого приемника, содержащий ВЦ и преобразователь частоты с отдельным гетеродином (другие узлы приемника показаны на рис. 14.10 и 14.22). На схеме четыре заштрихованных транзистора — элементы МС, а все остальные компоненты — внешние. Смесительная часть преобразователя частоты выполнена по каскодной схеме ОК—ОБ на транзисторах $T1$ и $T2$, образующих дифференциальную пару. Вместо источника неизменного тока (см. 10.4) используется резистор $R1$. Гетеродинная часть (на $T3$ и $T4$) выполнена по схеме, аналогичной схеме мультивибратора с эмиттерной связью. Элементом связи служит резистор $R3$. С этого же резистора снимается напряжение гетеродина на смеситель через цепочку $R2C6$. Напряжение питания (1 В) подается от стабилизатора напряжения (рис. 14.22). Диапазоны (ДВ, СВ, КВ) переключаются с помощью переключателя $B1$ на три положения; среднее, нейтральное, соответствует ДВ. В качестве $B1$ используется переключатель движкового типа (от кнопочного переключателя). Подбором сопротивления резисто-

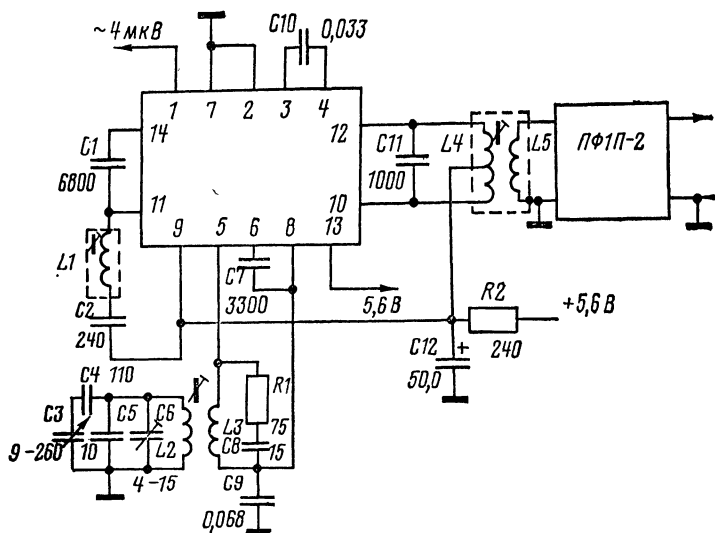


Рис. 14.15

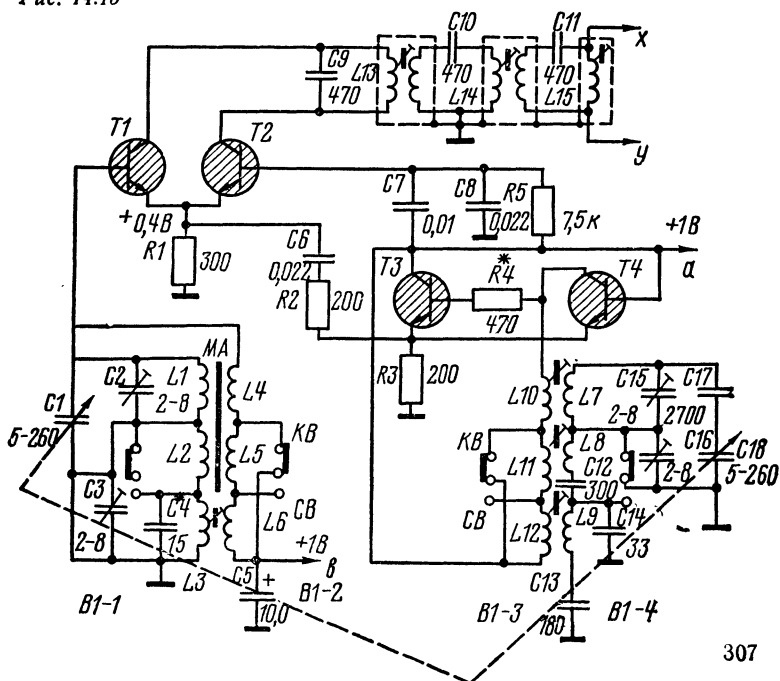


Рис. 14.16

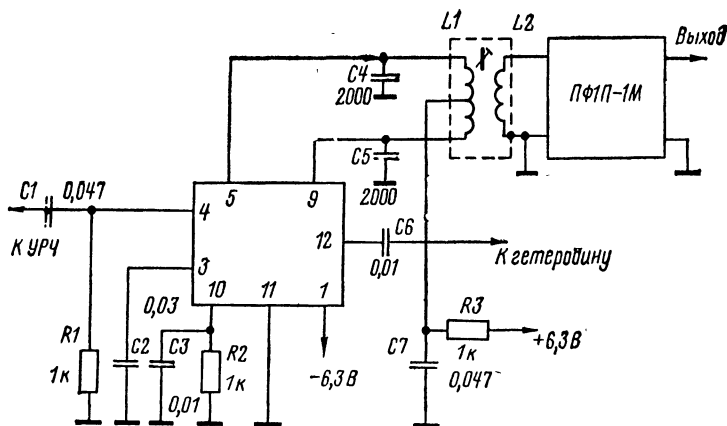


Рис. 14.17

ра R4 добиваются получения устойчивой генерации на КВ. Фа выполняется на сердечнике 150ВЧ (8×120), и на нем размещаются катушки КВ и СВ (L1, L2, L4, L5). Катушки ДВ (L3 и L6) размещаются в отдельном сердечнике Б8 от приемника «Сокол» (Ч5, d=8,8 мм, 600НН). Намоточные данные катушек: L1 — 7 в ПСР 0,6; L2 — 85 в ЛЭШО 10×0,07; L4 — 3 в ПЭВ-2 0,25; L5 — 9 в ПЭЛШО 0,15; L3 — 130×3 в ПЭВ-2 0,08; L6 — 30 в ПЭЛШО 0,1; L7 — 6×3 в ПЭЛШО 0,15; L10 — 3 в ПЭЛШО 0,15 (сердечник 100ВЧ 2,8×12); L8 — 40×3 в ПЭВ-2 0,12; L11 — 12 в ПЭЛШО 0,1 (сердечник 600ВЧ 2,8×12); L9 — 55×3 в ПЭВ-2 0,1; L12 — 20 в ПЭЛШО 0,1 (сердечник 600ВЧ 2,8×12); L13, L14, L15 — 33×3 в ЛЭ 5×0,06 (сердечник Ч5, d=8,8; 600НН).

К1УТ221 (рис. 13.21) дает возможность реализовать смешительную часть транзисторного балансного преобразователя частоты. При этом используется преимущество ДУ, выполненного на ПМС,— хорошее согласование интегральных транзисторов. Один из вариантов практического применения К1УТ221Б в преобразователе частоты приведен на рис. 14.17. Напряжение от отдельного гетеродина (U_r) подается на вывод 12 МС (на базу транзистора 1Т2 источника неизменного тока). Оптимальный режим преобразователя достигается при $U_r = 40\text{—}50$ мВ. Напряжение сигнала подается на вывод 4 МС через разделительный конденсатор С1. ПКФ через согласующий контур L1С5С4 подключается к выводам 5 и 9. Напряжение от источника питания +6,3 В подается к контурной катушке L1 через развязывающий фильтр R3С7, а напряжение — 6,3 В подается на вывод 1 МС. Можно получить коэффици-

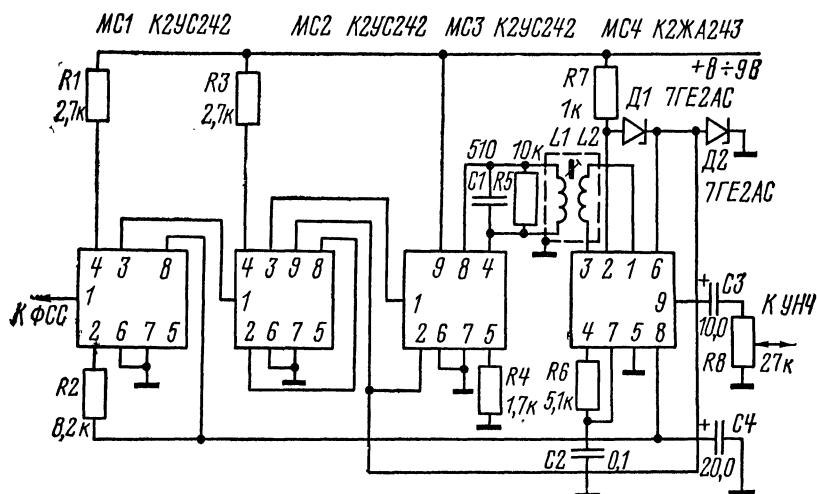


Рис. 14.18

ент передачи такого смесителя (при $f_{пч}=465$ кГц), равный 3. Намоточные данные катушек: $L1$ — 96 в ПЭВ-1 0,12 (отвод от середины); $L2$ — 48 в ПЭВ-1 0,12 (сердечник 600НН, чашечный, $d=8,6$; подстроечный — 600НН).

14.2.2. УПЧ

В УПЧ находят применение МС: К2УС242, К2УС248, К2ЖА372, 1ММ6.0, К1УС222 и К1УТ221.

К2УС242 (рис. 13.2) — однокаскадный универсальный усилитель. При использовании этой МС каждый каскад УПЧ выполняется отдельно. В зависимости от принятой схемы построения тракта промежуточной частоты эти каскады могут быть селективными или апериодическими. На рис. 14.18 приведена схема УПЧ, рекомендуемая для радиолюбительских конструкций [2]. Она содержит три каскада, выполненные на К2УС242. Первые два каскада (МС1 и МС2) — резисторные, а окончательный каскад (МС3), с широкополосным контуром, нагружен на детектор (МС4). В третьем каскаде кроме контура, шунтированного (для расширения полосы) резистором $R5$, внешним компонентом является резистор $R4$, подключаемый к выводу 5 МС (для расширения линейного участка амплитудной характеристики). Соотношение витков катушек $L1$ и $L2$ выбирается 1,5. Первый каскад — регулируемый. Напряжение АРУ подается к выводу 2 МС через развязывающий фильтр $R2C4$. Коллекторные нагрузки первых двух каскадов — резисторы $R1$

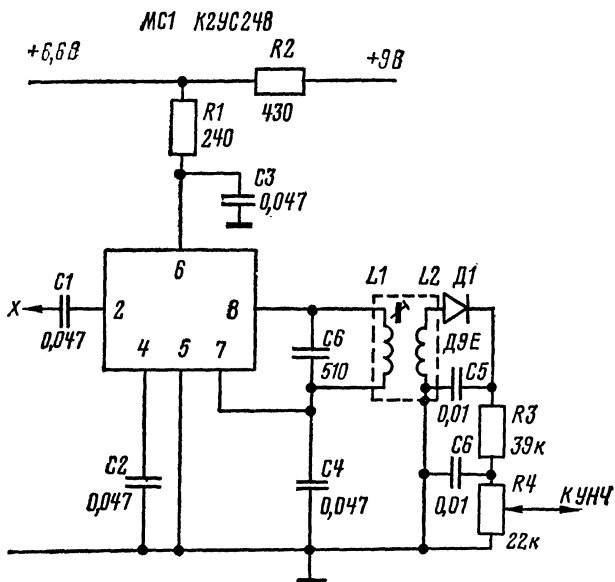


Рис. 14.19

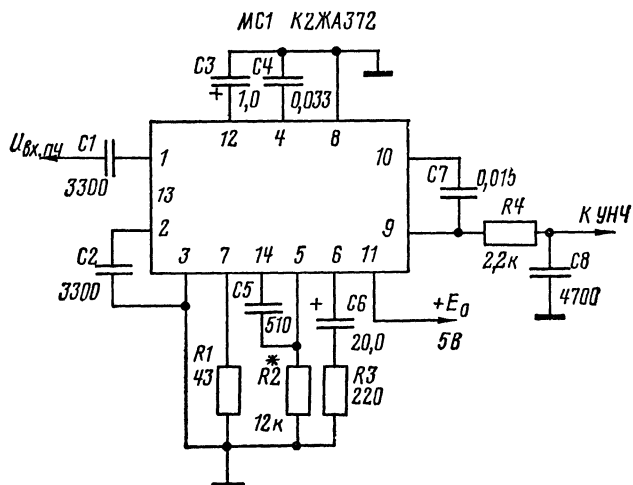


Рис. 14.20

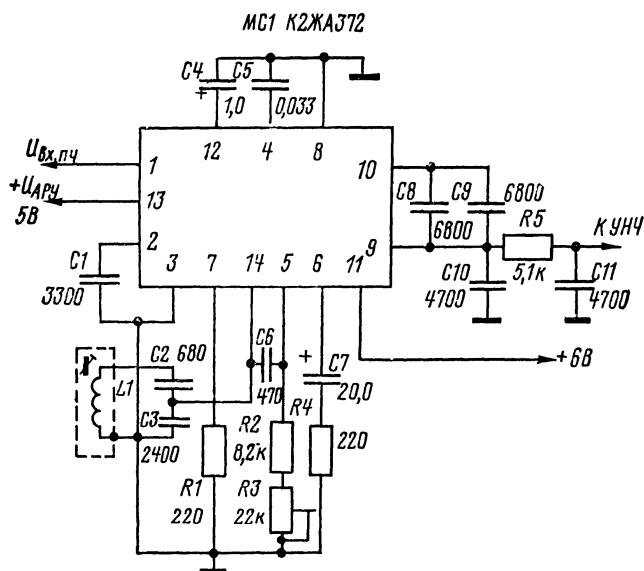


Рис. 14.21

и $R3$ подключаются к выводам 4. Подбором сопротивления резистора $R2$ устанавливается начальный ток транзистора первого каскада (при отсутствии сигнала). В радиоприемнике «Урал-авто-2» на К2УС242 выполняются комбинированные (для АМ и ЧМ трактов) каскады УПЧ (рис. 14.31).

К2УС248 (рис. 13.4) находит применение в тракте промежуточной частоты любительских радиовещательных приемников. На рис.14.19 показан один из узлов однодиапазонного любительского приемника на трех МС серии 224 (другие узлы этого приемника показаны на рис. 14.2 и 14.13). Схема (рис. 14.19) содержит двухкаскадный УПЧ, выполненный на К2УС248. Оба каскада — нерегулируемые. Входной сигнал подается от ФСС (рис. 14.13) к выводу 2 МС через разделительный конденсатор $C1$. Нагрузка оконечного каскада — контур $L1C6$ подключается к выводам 7 и 8. Напряжение питания (+9 В) подключается к выводу 6 через развязывающий фильтр $R1C3$. К выводам МС 4 и 7 подключаются конденсаторы $C2$ и $C4$, используемые в цепях питания. Намоточные данные катушек: $L1$ — 33×3 в ЛЭ $5 \times 0,06$; $L2$ — 30 в ПЭЛШО 0,1 (помещены в чашки 600НН, $d=8,6$).

К2ЖА372 (рис. 13.13) дает возможность реализовать четырехкаскадный УПЧ. Типовая схема включения МС показана на рис. 14.20. Все каскады УПЧ — резисторные. На первый каскад — регулируемый — напряжение АРУ подается от систе-

мы АРУ, входящей в состав МС, а оконечный каскад УПЧ нагружен на транзисторный детектор, также входящий в состав МС. Входной сигнал от ФСС преобразователя частоты подается к выводу 1 МС через разделительный конденсатор С1. Для связи первого каскада УПЧ со вторым используется конденсатор С5, подключенный к выводам 5 и 14. В цепь общей отрицательной обратной связи по постоянному току, охватывающей УПЧ, входит резистор R2, подключенный к выводу 5. Подбором сопротивления этого резистора устанавливается требуемый режим по постоянному току, а подбором сопротивления резистора R1 (подключенного к выводу 7), входящего в цепь общей обратной связи по переменному току, — требуемый коэффициент усиления УПЧ. Схема включения К2ЖА372 в радиоприемнике «Украина-201», приведенная на рис. 14.21, отличается от типовой (рис. 14.20) наличием фильтра L1C2C3. Такой фильтр требуется для ослабления (до допустимого уровня) колебаний частоты гетеродина, просочившихся на вход детектора в диапазоне ДВ, где эта частота наиболее близка к промежуточной. Неполное включение фильтра дает возможность повысить его селективность, так как на выводе 14 МС, к которому он подключается, сопротивление со стороны МС невелико.

1ММ6.0 — транзисторная сборка (рис. 13.17), находит широкое применение в радиолюбительской практике. На рис. 14.22 показан один из узлов приемника [11], содержащий УПЧ и детектор (другие узлы приемника показаны на рис. 14.10 и 14.16). На схеме (рис. 14.22) четыре заштрихованных транзистора — элементы МС, а все остальные компоненты — внешние. УПЧ, по существу, — однокаскадный, резисторный, на составном транзисторе (образованном транзисторами Т1, Т2 и Т3). Резисторы R4 и R5 используются для создания требуемого режима составного транзистора. Каскад нагружен на диодный детектор по схеме удвоения (на диодах Д1 и Д2). Для постоянного тока составной транзистор вместе с Т4, резистором R1 и делителем в цепи эмиттера Т3 (резисторы R2 и R3) образует стабилизатор напряжения (по типовой схеме рис. 4.12, в). Стабилизированное напряжение (1 В) подается на преобразователь частоты (рис. 14.16).

K1УС222 (рис. 13.20) — каскодный усилитель, используется для построения каскадов УПЧ — селективных и широкополосных. На рис. 14.23 изображена схема двухкаскадного УПЧ на двух МС K1УС222Б, рекомендуемая для радиолюбительских конструкций [13]. Первый каскад — регулируемый. Напряжение АРУ подается на вывод 11 с каскада УПЧ системы АРУ (на транзисторе Т1). Входной сигнал подается с ФСС преобразователя частоты на вывод 4 через разделительный конденсатор С1. Контур L1C6 подключается к выводам 7 и 9. Напряжение питания (+6 В) подается на вывод 7 через развязывающий фильтр R1C2. МС второго каскада имеет аналогичное

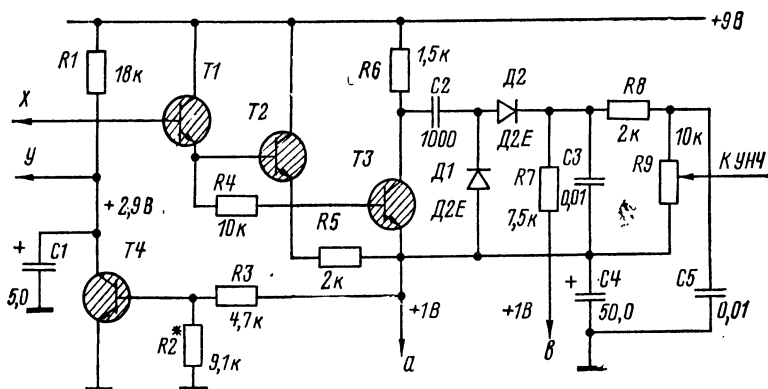


Рис. 14.22

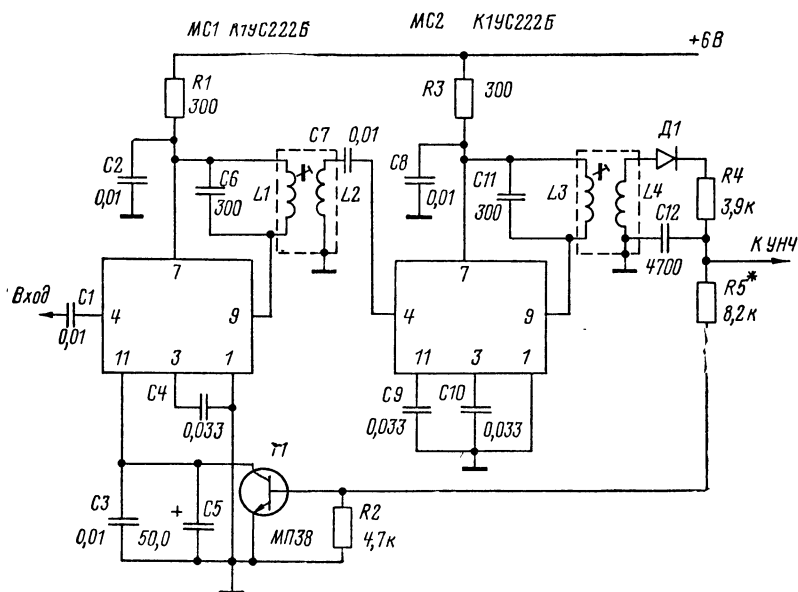


Рис. 14.23

включение — за исключением вывода 11, к которому не подключается напряжение АРУ. Намоточные данные катушек: L_1, L_3, L_4 — 130 в ПЭВ-1 0,1; L_2 — 13 в ПЭВ-1 0,1 (помещены в чашки 600НН; $d=8,6$).

К1УТ221 (рис. 13.21) — дифференциальный усилитель, может быть использован для построения каскадов УПЧ по двум

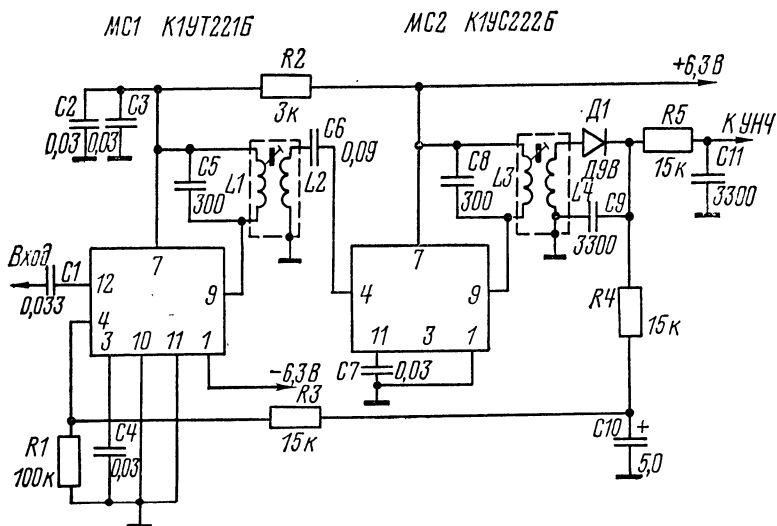


Рис. 14.24

схемам: ОК—ОБ и ОЭ—ОБ. На рис. 14.24 приведена схема двухкаскадного УПЧ на двух МС — К1УТ222Б и К1УС222Б, рекомендуемая для радиолюбительских конструкций [13]. Первый каскад (на К1УТ222Б) — регулируемый — выполнен по схеме каскодного усилителя (ОЭ—ОБ) с токовым разветвителем, а второй (на К1УС222Б) — нерегулируемый, выполнен по каскодной схеме ОЭ—ОБ. Питание МС первого каскада осуществляется от двух источников ($\pm 6,3$ В), а второго — от одного источника (+6,3 В). Налаживание усилителя сводится к настройке контуров в резонанс. Конструкция контурных катушек и их намоточные данные такие же, как в УПЧ (рис. 14.23). Двухкаскадный усилитель по схеме (рис. 14.24) может быть использован совместно со смесительным каскадом на МС К1УТ221 (рис. 14.17).

14.2.3. Детекторы и система АРУ

Для построения детекторов АМ сигнала используют дискретные компоненты, а также МС, в состав которых входят элементы детекторов. К таким МС относятся К2ЖА243 и К2ЖА372.

К2ЖА243 (рис. 13.5) содержит эмиттерный детектор с разделенной нагрузкой, который используется в качестве отдельного детектора АМ сигнала. На рис. 14.25 изображена типовая схема включения МС. На вход детектора (к выводам 1 и 3 МС)

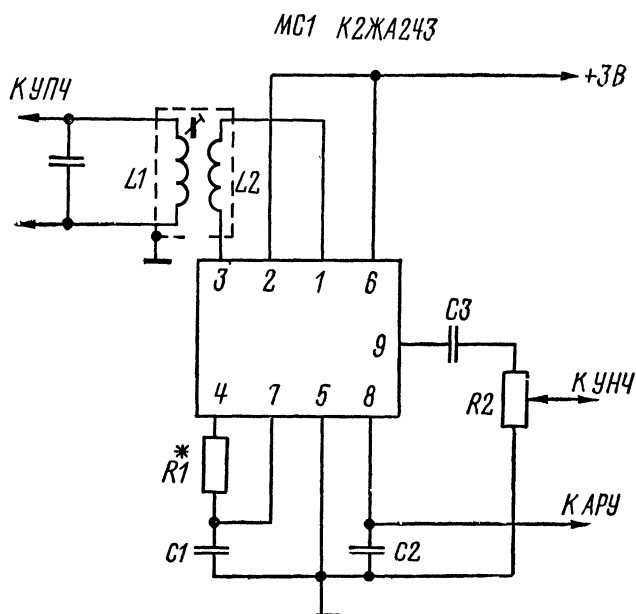


Рис. 14.25

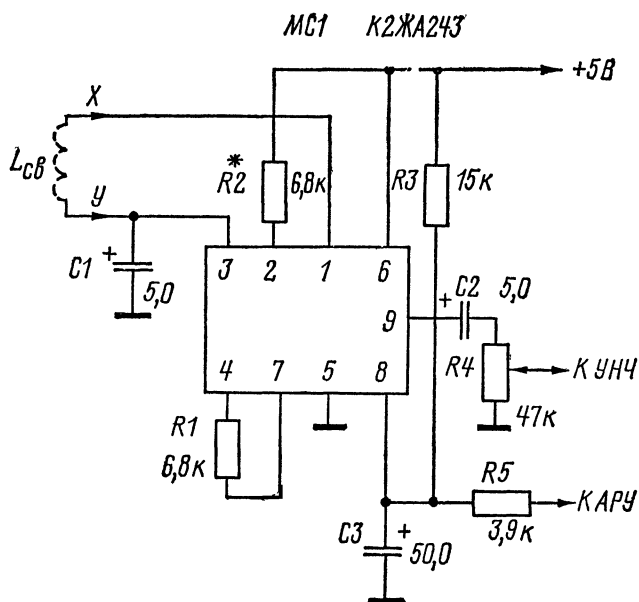


Рис. 14.26

подводится сигнал с катушки связи L_2 . Напряжение НЧ через конденсатор C_3 подается на вход УНЧ; при этом резистор R_2 используется в качестве регулятора громкости. Другие внешние компоненты, показанные на схеме, — R_1 , C_1 и C_2 — используются в системе АРУ. Основные электрические параметры детектора, включенного по типовой схеме, см. в разделе 13.2.2. На рис. 14.26 приведен один из вариантов практического использования К2ЖА243 в радиовещательном приемнике «Урал-авто-2». Подбором сопротивлений резисторов R_1 , R_2 и R_3 устанавливают требуемый режим транзисторов МС. Конденсатор C_1 (подключенный к выводу 3) используется как блокировочный в цепях питания.

К2ЖА372 (рис. 13.13) содержит совмещенный эмиттерный детектор. На рис. 14.20 приведена типовая схема включения МС. С выхода детектора (вывод 9) напряжение НЧ через фильтр, образованный внешними компонентами $R_4C_7C_8$, подается на вход УНЧ. Основные электрические параметры детектора, включенного по типовой схеме, см. в разделе 13.2.2. Схема включения К2ЖА372, использованная в радиоприемнике «Украина-201» (рис. 14.21), практически не отличается от типовой.

Детекторы АМ сигналов, используемые в схемах, приведенных на рис. 14.19, 14.22, 14.23, 14.24, выполнены на дискретных компонентах по типовым схемам (см. 12.1.1).

Для построения систем АРУ, так же как и для детекторов АМ сигнала, наряду с дискретными компонентами используют элементы МС. Такие элементы содержатся, в частности, в МС К2ЖА243 и К2ЖА372.

К2ЖА243 (рис. 13.5) содержит элементы системы АРУ: детектор и каскад УПТ. Типовая схема включения изображена на рис. 14.25. В качестве диода детектора АРУ используется переход коллектор — база транзистора 1Т1 МС. С помощью внешнего фильтра R_1C_1 , подключенного между выводами 4 и 7, к выходу детектора АРУ подключается каскад УПТ на транзисторе 1Т2. Усиленное напряжение АРУ снимается с вывода 8 МС. Конденсатор C_2 , подключенный к этому выводу, — элемент фильтра АРУ. На рис. 14.18 приведена схема трехкаскадного УПЧ, выполненного на трех МС К2УС242. Усиленная система АРУ, показанная на рисунке, содержит элементы К2ЖА243, относящиеся к АРУ, фильтр АРУ (R_2C_4) и регулируемый первый каскад. Усиленное напряжение АРУ подводится к выводу 2 МС регулируемого каскада. Система АРУ обеспечивает изменение выходного сигнала не более чем на 1 дБ при изменении напряжения на входе на 40 дБ (от 100 мкВ до 10 мВ) и нормально работает при уровне входного сигнала до 100 мВ. Аналогичная система АРУ использована в приемнике «Урал-авто-2». Усиленное напряжение АРУ с вывода 8 МС К2ЖА243 (рис. 14.26) через фильтр R_5C_3 подается на два ре-

гулируемых каскада УПЧ (рис. 14.31). Оба каскада (комбинированные для АМ и ЧМ тракта) выполнены на К2УС242,

К2ЖА372 (рис. 13.13) содержит элементы системы АРУ: совмещенный детектор, каскад УПТ (на транзисторе 1Т3) и эмиттерный повторитель (на 1Т2). Напряжение АРУ с выхода детектора (внутри МС) подается на базу 1Т3, а усиленное напряжение АРУ с эмиттера 1Т2 (также внутри МС) — на коллектор регулируемого каскада УПЧ на транзисторе 1Т1. Для типовой схемы включения напряжение на выходе системы АРУ (при отсутствии сигнала) — 3—4,5 В. Усиленное напряжение АРУ с эмиттера 1Т2 подается также к выводу 13 МС и может быть использовано для регулирования в других усилительных каскадах. Так, например, в радиоприемнике «Украина-201» напряжение $U_{\text{АРУ}}$ с вывода 13 МС К2ЖА372 (рис. 14.21) подается на регулируемый каскад УРЧ, входящий в К2ЖА371 (рис. 14.15).

В двухкаскадном УПЧ, выполненном на К1УС222 (рис. 14.23), применена усиленная система АРУ. Система включает выполненные на дискретных компонентах совмещенный детектор (на диоде Д1) и каскад УПТ на транзисторе Т1. Нагрузкой каскада УПТ служит резистор 1R2 МС (рис. 13.20). Напряжение АРУ подается к выводу 11 МС первого — регулируемого — каскада. Такая система АРУ обеспечивает изменение выходного сигнала на 6 дБ при изменении входного на 46 дБ.

В двухкаскадном УПЧ, выполненном на двух МС — К1УТ221 и К1УС222 (рис. 14.24), применена простая система АРУ. Напряжение АРУ с выхода совмещенного детектора, выполненного на дискретных компонентах (диод Д1, резистор R5 и конденсаторы С9 и С11), через фильтр С10R4 подается к первому — регулируемому — каскаду на К1УТ221Б. Каскад выполнен по схеме каскодного усилителя (ОЭ—ОБ) с токовым разветвителем. Начальный режим транзисторов 1Т1 и 1Т3 дифференциальной пары (рис. 13.21) выбирается таким, чтобы транзистор 1Т1 находился в режиме отсечки, а 1Т3 (в коллекторную цепь которого включен колебательный контур L1C5) — в активной области. При увеличении напряжения АРУ, подаваемого на базу 1Т1 (через вывод 4), транзистор 1Т1 открывается, происходит перераспределение тока между 1Т1 и 1Т3, а в связи с этим и уменьшение усиления. Глубина регулировки АРУ для такой схемы достигает 60 дБ.

14.3. ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОСХЕМ В РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКАХ ЧМ СИГНАЛА

Для построения основных узлов переносных и автомобильных приемников ЧМ сигнала получили распространение МС серий К224 и К237. На базе МС серии К224 построен ЧМ тракт

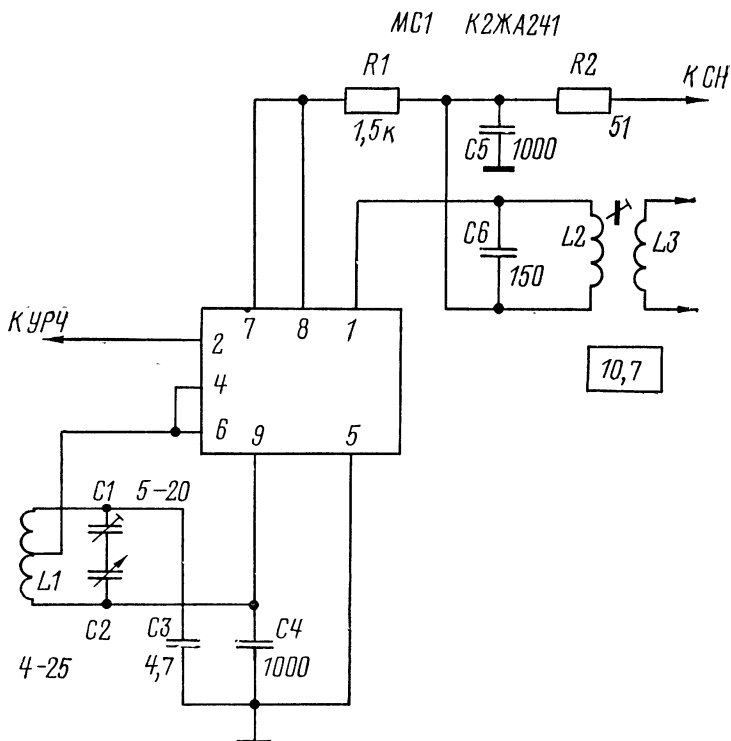


Рис. 14.27

радиоприемников «Урал-301» и «Урал-авто-2», а на базе МС серии К237 — ЧМ тракт приемника «Меридиан-202». При этом, так же как и для АМ тракта, все ЧСЦ выполняются из внешних компонентов.

В УКВ блоках находят применение МС: К2ЖА241, К2ЖА242 и К2ЖА375.

К2ЖА241 (рис. 13.3, б) и **К2ЖА242** (рис. 13.3, а) дают возможность реализовать простой преобразователь частоты с отдельным гетеродином. При этом для построения УРЧ используются внешние (дискретные) транзисторы. В радиоприемнике «Урал-301» однокаскадный УРЧ выполнен на транзисторе ГТ313А (рис. 11.6), а преобразователь частоты — на МС К2ЖА241 (рис. 14.27). Для показанного включения МС смесительная часть (на транзисторе 1Т1 МС) выполнена по типовой схеме, аналогичной используемой в АМ тракте (рис. 10.20). Напряжение сигнала с выхода УРЧ подается на базу 1Т1 (к вы-

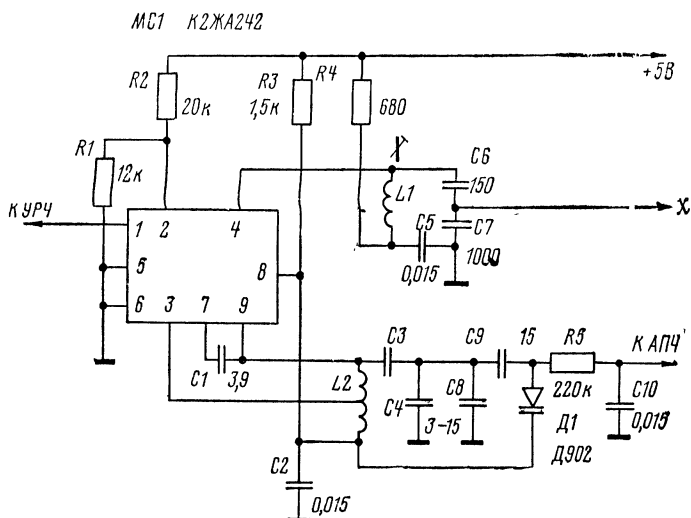


Рис. 14.28

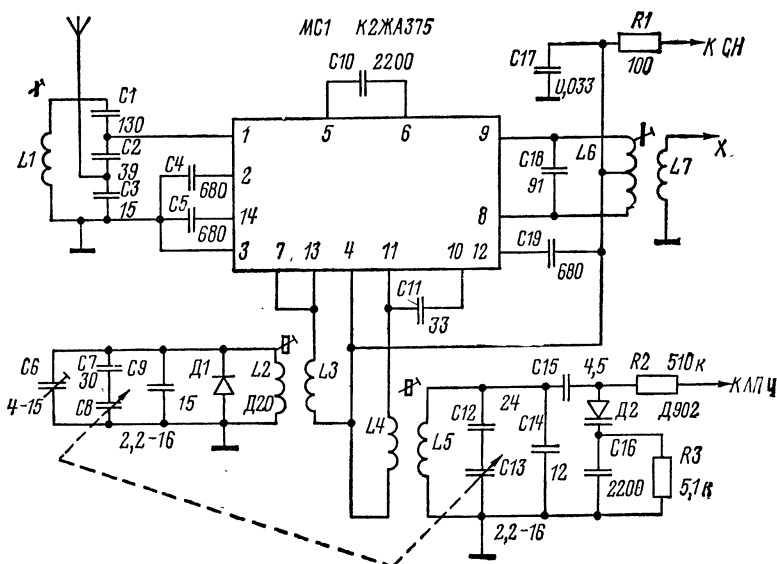


Рис. 14.29

воду 2 МС), а напряжение гетеродина — в цепь эмиттера (к выводу 4 МС). В качестве нагрузки в коллекторную цепь 1Т1 включается одиночный колебательный контур L_2C_6 , настроенный на промежуточную частоту (10,7 МГц). Гетеродинная часть выполнена по типовой трехточечной схеме с емкостной связью (рис. 11.13). Связь колебательного контура гетеродина, перестраиваемого КПЕ, со смесителем — автотрансформаторная. Питание схемы осуществляется от стабилизированного источника напряжением 3,6 В, выполненного на МС К2ПП241 (рис. 13.9, б). Намоточные данные катушек: L_1 (0,13 мкГ) — 6,5 + 0,5 в ПЭВ-1 0,51 (сердечник латунный М3×8); L_2 (1,5 мкГ) — 12 в ПЭЛШО 0,15 (сердечник М100НН); L_3 — 3 в ПЭВ 0,15.

В радиоприемнике «Урал-авто-2» двухкаскадный УРЧ выполнен на транзисторах ГТ322А (рис. 11.8), а преобразователь частоты — на МС К2ЖА242 (рис. 14.28). Для показанного включения МС смесительная часть также выполнена по типовой схеме (рис. 10.20). Напряжение сигнала с выхода УРЧ подается на базу 1Т1 МС (к выводу 1), а напряжение гетеродина — в цепь эмиттера (к выводу 3 МС). В качестве нагрузки в коллекторную цепь 1Т1 включается одиночный колебательный контур, настроенный на промежуточную частоту (10,7 МГц). Гетеродинная часть также выполнена по типовой схеме (рис. 11.13). При этом элементом связи служит внешний конденсатор C_1 , подключаемый к выводам 7 и 9. Связь колебательного контура гетеродина, перестраиваемого КПЕ, со смесителем — автотрансформаторная (к выводу 3). Питание схемы также осуществляется от стабилизированного источника (на К2ПП241). Намоточные данные катушек: L_1 — 12 в ПЭЛЛО 0,2 (сердечник М100НН-2СС); L_2 — 7,5 в ПЭВ-1 0,49 (сердечник латунный М3×9).

К2ЖА375 (рис. 13.12) дает возможность реализовать однокаскадный УРЧ и балансный преобразователь частоты с генерирующим гетеродином. На рис. 14.29 приведена схема УКВ блока радиоприемника «Меридиан-202», в котором используется эта МС. Широкополосная входная цепь рассчитана для связи с телескопической антенной и содержит колебательный контур и элемент связи с антенной и МС. Сигнал с емкостного делителя ВЦ, образованного конденсаторами C_1 , C_2 и C_3 , поступает на базу транзистора 1Т1 каскада УРЧ (к выводу 1 МС). Каскад УРЧ — резонансный: в качестве нагрузки используется одиночный колебательный контур, перестраиваемый КПЕ. Связь транзистора 1Т2 с контуром — трансформаторная, с помощью катушки L_3 (подключаемой к выводу 13). Для ограничения уровня сигнала параллельно колебательному контуру включен шунтирующий диод Д1. Смесительная часть преобразователя частоты выполняется по балансной схеме, аналогичной типовой (рис. 10.24), а генерирующий гете-

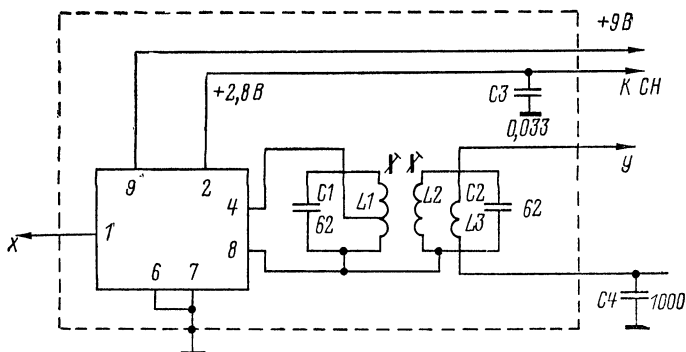


Рис. 14.30

родин — по схеме, аналогичной схеме мультивибратора с эмиттерной связью. Связь с колебательным контуром гетеродина, перестраиваемого КПЕ, осуществляется с помощью катушки L_4 . Варикап Д2 используется для АПЧ. Напряжение питания (4,5 В) подается от отдельного стабилизатора напряжения.

В тракте промежуточной частоты находят применение МС: К2УС242 и К2УС375.

К2УС242 (рис. 13.2) дает возможность реализовать одиночный каскад УПЧ — селективный или широкополосный. В радиоприемниках «Урал-301» и «Урал-авто-2» на основе таких МС выполнены четырехкаскадные УПЧ с распределенной селективностью. В радиоприемнике «Урал-авто-2» первый каскад УПЧ (рис. 14.30) выполнен по типовой схеме (рис. 11.19). Нагрузкой каскада, используемого только в ЧМ тракте, служит двухконтурный полосовой фильтр с трансформаторной связью. На базу транзистора 1Т1 (к выводу 1 МС) подается сигнал промежуточной частоты с колебательного контура преобразователя частоты (вывод, обозначенный «х» на рис. 14.28). Напряжение смещения базы (+2,8 В) подается к выводу 2 МС от стабилизированного источника (на МС К2ПП241). Намоточные данные катушек: L_1 — 4,5+15,5 в ПЭЛЛО 0,2; L_2 — 20,5 в ПЭЛЛО 0,2; L_3 — 1,5 в ПЭВ-1 0,1 (сердечники М100НН-2СС). Второй и третий каскады УПЧ (рис. 14.31) выполнены комбинированными — используются как в тракте ЧМ, так и АМ (см. главу 11). Оба каскада выполнены, как и первый, по типовой схеме. Намоточные данные катушек контуров ЧМ тракта идентичны катушкам первого каскада. Для катушек АМ тракта: L_4 — 120,5 в ПЭВ-1 0,1; L_8 — 110 в ПЭВ-1 0,1; L_9 — 165 в ПЭВ-1 0,1; сердечники М600НН-3СС. Четвертый каскад УПЧ

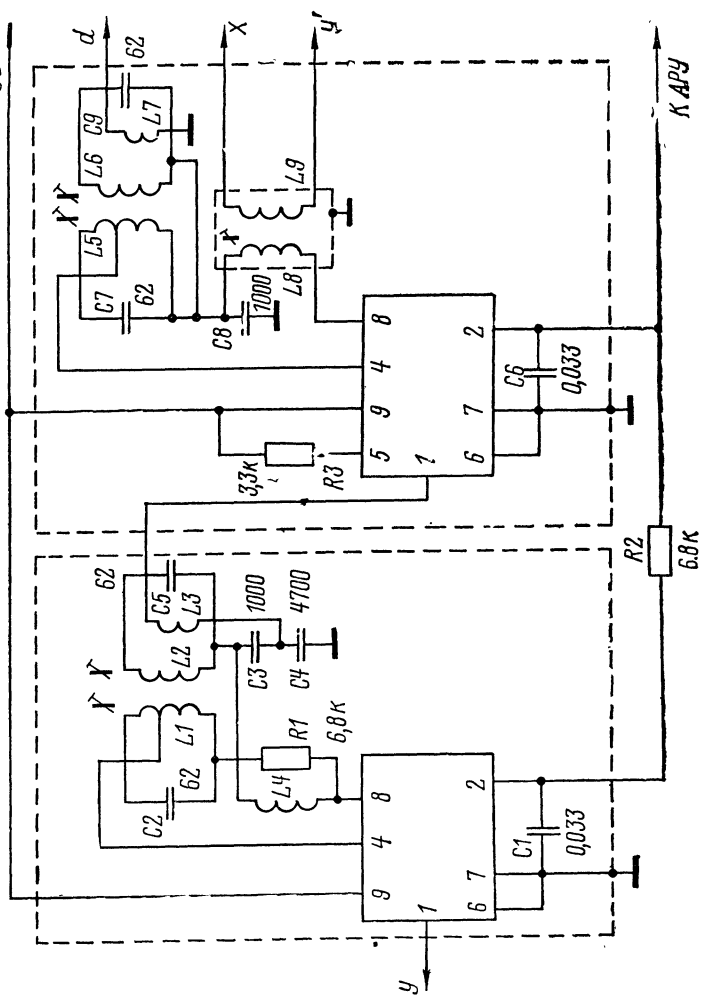


Рис. 14.31

MC1 K24C242

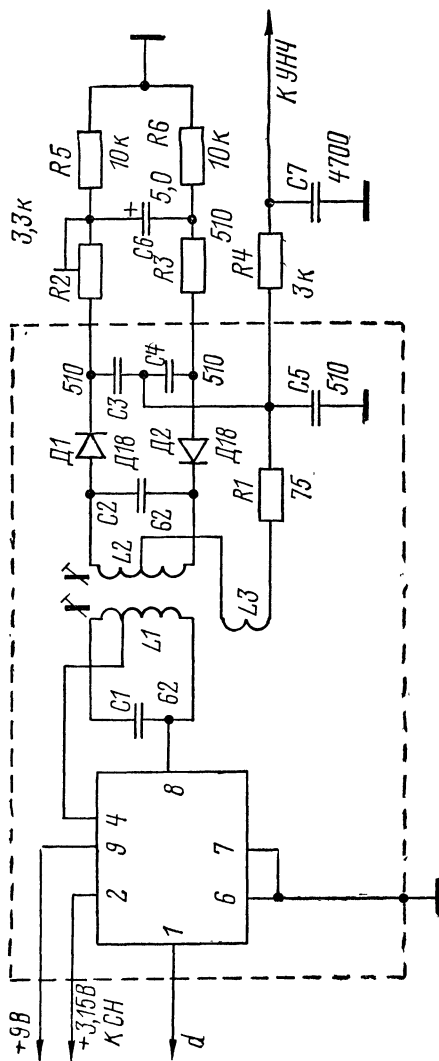


Рис. 14.32

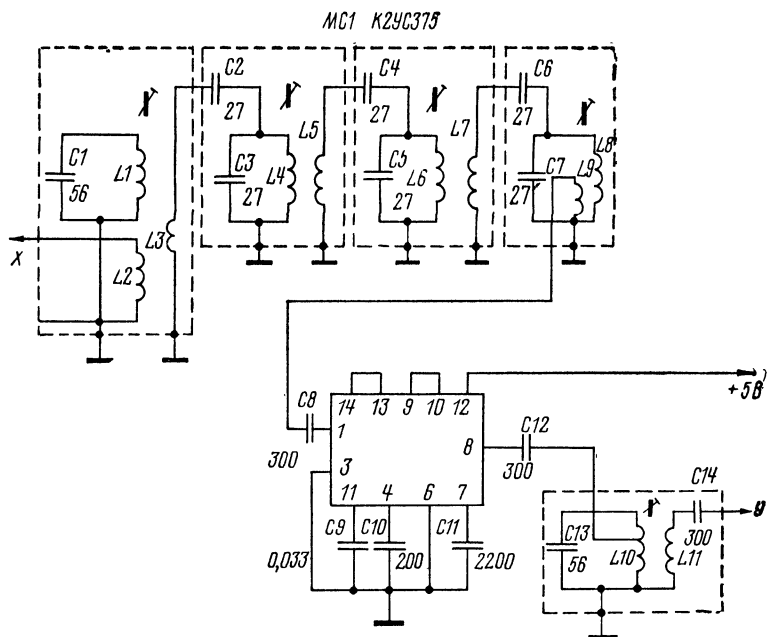


Рис. 14.33

MC1 K29C375

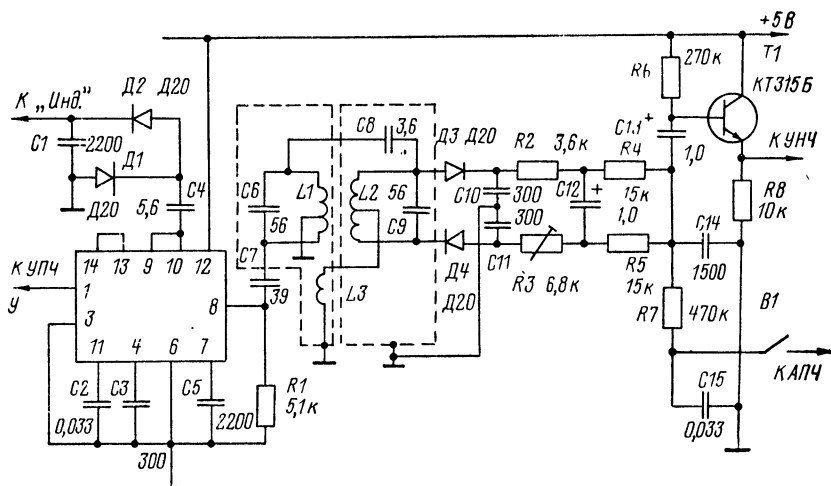


Рис. 14.34

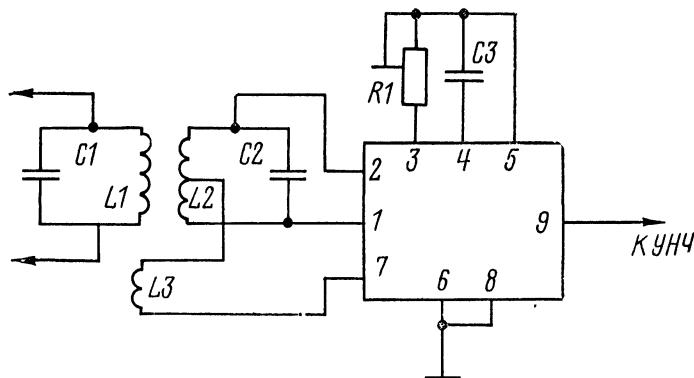


Рис. 14.35

(рис. 14.32) используется в качестве окончного (по типовой схеме рис. 12.9). Намоточные данные катушек фазовращающего трансформатора: $L1$ — 8,5+9 в ПЭЛЛО 0,2; $L2$ — 10,5+10,5 в ПЭЛЛО 0,2 (сердечник М100НН-2СС); $L3$ — 8,5 в ПЭВ-1 0,1.

К2УС375 (рис. 13.14) используется в трактах промежуточной частоты с сосредоточенной селективностью. В качестве примера практической реализации таких трактов на рис. 14.33 и 14.34 приведена схема отдельного тракта промежуточной частоты радиоприемника «Меридиан-202». Схема содержит ФСС и УПЧ, выполненный на двух МС К2УС375. На вход ФСС (катушка $L2$ на рис. 14.33) подается сигнал промежуточной частоты с нагрузки преобразователя частоты (вывод, обозначенный «х» на рис. 14.29). Обе МС включены идентично. В каждой из них первый каскад — резисторный, а второй включен по каскодной схеме ОЭ—ОБ. Для связи с селективной нагрузкой используется третий каскад — эмиттерный повторитель. Для первой МС (рис. 14.33) такой селективной нагрузкой служит одиночный колебательный контур, а для второй (рис. 14.34) — фазовращающий трансформатор дробного детектора. Диоды Д1 и Д2, подключенные к выводам 9 и 10 МС (рис. 14.34), используются для индикатора настройки (см. 12.2.1).

В качестве **частотных детекторов** обычно используются дробные детекторы, выполняемые по типовой схеме (рис. 12.9) на дискретных компонентах. На рис. 14.32 приведена схема дробного детектора, используемая в радиоприемнике «Урал-авто-2». В переносном радиоприемнике «Меридиан-202» используется

дробный детектор (рис. 14.34). С выхода детектора напряжение АПЧ подается на варикап (рис. 14.29), подключенный к контуру гетеродина в качестве управителя. Для включения системы АПЧ в приемнике нажимается кнопка «АПЧ» (упрощенно показана выключателем В1 на рис. 14.34).

При употреблении МС серии К224 для реализации дробного детектора могут быть использованы МС: К2ДС241 и К2ДС242 (рис. 13.6). Типовая схема их включения приведена на рис. 14.35.

ЛИТЕРАТУРА

1. Банк М. У. Электрические и акустические параметры радиоприемных устройств. М., «Связь», 1974.
2. Баранов В., Филипенко В. Использование микросхем К2ЖА243 и К2УС242.— «Радио», 1972, № 9.
3. Баранов В., Семенов Ю., Трофимов В. Усилитель НЧ с микросхемой К2УС245.— «Радио», 1974, № 8.
4. Белов И. Ф., Дрызго Е. В. Справочник по транзисторным радиоприемникам. 2-е изд. М., «Советское радио», 1975.
5. Борисов В. Приемник прямого усиления.— «Радио», 1974, № 8.
6. Борисов В. От приемника прямого усиления к супергетеродину.— «Радио», 1974, № 11.
7. Васильев В. А. Радиолюбителю о транзисторах. 2-е изд. М., изд-во ДОСААФ, 1973.
8. Васильев В., Лаптев З. УНЧ на деталях новых типов.— «Радио», 1971, № 11.
9. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства. М., «Связь», 1975.
10. Гибридные интегральные микросхемы. Справочный листок.— «Радио», 1973, № 5.
11. Гумеля Е. Всеволновый приемник на микросхемах.— «Радио», 1974, № 5.
12. Екимов В. Д., Павлов К. М. Радиоприемные устройства. М., «Связь», 1975.
13. Интегральные микросхемы серии К122 и К118. Справочный листок.— «Радио», 1975, № 7.
14. Крупинин И. Т., Белкин А. И. Радиоприемники на транзисторах. Справочник. М., «Энергия», 1974.
15. Малинин Р. С. Справочник по транзисторным схемам. 2-е изд. М., «Энергия», 1974.
16. Мальтинский А. И., Подольский А. Г. Радиовещательный приемник в автомобиле. М., «Связь», 1974.
17. Мануков Р. и др. «Электроника Б1-01».— «Радио», 1975, № 7.
18. Панов А. Микросхема 1ММ6.0.— «Радио», 1970, № 1.
19. Рапопорт С. «Виктория-001-стерео Н».— «Радио», 1975, № 1.
20. Савостьянов Э. и др. Микросхемы для радиовещательных приемников.— «Радио», 1972, № 3.
21. Савостьянов Э. и др. Микросхемы для телевизионных приемников.— «Радио», 1972, № 4.
22. Хмарцев В. Всеволновый приемник радиокomплекса.— «Радио», 1974, № 8.
23. Цыганова Л. Головки динамические прямого излучения.— «Радио», 1974, № 12.
24. Чистяков Н. И., Сидоров В. М. Радиоприемные устройства. М., «Связь». 1974.

АЛФАВИТНО-ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) 260, 326
— регулировка усиления (АРУ) 253, 316
— — — комбинированная 259
— — — простая 254, 317
— — — режимная 256
— — — с задержкой 254
— — — усиленная 256, 316, 317
Акустическое оформление 30
Амплитудная модуляция (АМ) 13
— характеристика 254
Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) 11
Антенны радиоприемные 18
— — внешние 20
— — встроенные 21
— — телескопические (ТА) 22
— — ферритовые (ФА) 21
Аперийодические каскады УПЧ 210, 309
— — УРЧ 182, 303, 306
Аттенюаторы управляемые 260
- Бестрансформаторные каскады УНЧ 92, 99
— — двухтактные 101, 293
— — одноктактные 101
- Варикапы 147, 150
Вибраторы несимметричные 19
— петлевые 21
— полуволновые 21
— симметричные 19
Входное сопротивление 42, 44
— — каскада 75, 81, 85, 88
Входные каскады УНЧ 89, 277, 294
Входные цепи 135, 168, 219
— — двухконтурные 180
— — одноконтурные с ФА 168, 306
— — — открытой антенной 173
— — перестраиваемые 219
— — широкополосные 219
Выходное сопротивление 42
— — каскада 75, 81, 85, 88
- Генератор поля 24
Гетеродины 136, 193, 228, 303, 318
Гибридные интегральные микросхемы (ГИМ) 267
— — толстопленочные 269
— — тонкопленочные 279
Глубина обратной связи 116, 116, 295
— регулировки АРУ 253
Головка громкоговорителя 30, 33
Громкоговорители 30
— радиовещательных приемников 35
- Девиация частоты 14
Действие тонкомпенсации 120
Действующая высота 19, 170
Детекторная характеристика 245, 247
Детекторы 16, 134, 237
— амплитудные 237, 273
— АРУ 239, 255
— диодные 239
— дробные 246, 325
— коллекторные 244
— сигнала 239
— совмещенные 239, 254
— транзисторные 244
— частотные 244, 274, 325
— эмиттерные 244, 314
Диапазон динамический 8
— регулирования громкости 120
— частот 14
— номинальный 31
— принимаемых 132, 134, 166
— рабочий 41
Динамические нагрузки 70, 114
Дискриминатор 261
Дифференциальная пара 84, 280, 282, 290, 306
Дифференциальный усилитель (ДУ) 84, 114, 290, 308, 313
Диффузионный резистор 287
Добротность варикапа 150
— колебательного контура 138

Заметность искажений 9

Звуковое давление 7

Звукосниматель 36, 89

Зеркальный канал 27

Инверсия фазы 95

Индикаторы точной настройки
249

— — — стрелочные 249

— — — электронно-световые
251

Интермодуляция 27

Истоковый повторитель 60

Источник промышленных ра-
диопомех 25

— неизменного тока 84, 281,
282, 290

— сигнала 12, 40

Канал приема 26

— — — дополнительный 26

— — — соседний 26

— радиовещания 10

Каскады мощных УНЧ 92

— ОБ 56, 160

— ОЗ 60

— ОИ 60, 85

— ОИ — ОК 87

— ОИ — ОЭ 87

— ОК 56, 80

— ОС 60, 87

— ОЭ 56, 74, 159

— предварительных УНЧ 70

Каскод 56, 83, 164, 284, 306,
312, 314

Качество звучания 8, 27

Колебательный контур одиноч-
ный 138

Корректирующий каскод УНЧ
125

Коэффициент автоподстройки
частоты 262

— включения контура 144

— гармоник среднеквадратич-
ный 11, 42

— передачи входной цепи 125

— — детектора 239, 245

— — каскада 81, 88

— — колебательного контура
141

— — преобразователя частоты
136

— — перекрытия поддиапазона
146

— прямоугольности 143

— связи 144

— трансформации 71, 94, 96

— усиления напряжения 41, 75,
86

— — — сквозной 41

— — — УПЧ 137

— — — УРЧ 136

— фильтрации 239

— частотных искажений 41

— шума 60, 91, 134

КПД номинальный 42

— трансформатора 71

— электрический 94, 97, 104

Кривая верности 28

Кривые равной громкости 8, 120

Крутизна дискриминатора 261

— ската резонансной кривой
143, 216

— управителя 262

Микросхемы 264

— интегральные 264

— — гибридные 264, 267

— — пленочные 264

— — полупроводниковые 264,
287

— 1ММ6.0 287, 301, 306, 312

— серии К118 287, 292

— — К122 287, 292

— — — К1УС221 288, 302

— — — К1УС222 289, 312, 317

— — — К1УТ221 290, 308, 313,
317

— — — К224 269, 292, 293, 317

— — — К2ДС241 274, 326

— — — К2ДС242 274, 326

— — — К2ЖА241 270, 273, 318

— — — К2ЖА242 270, 273, 304,
318, 320

— — — К2ЖА243 273, 314

— — — К2ПП241 277, 320

— — — К2УС242 269, 273, 303,
316, 321

— — — К2УС244 275, 278, 292

— — — К2УС245 276, 278, 293

— — — К2УС248 272, 273, 311

— — — К237 280, 292, 317

— — — К2ЖА371 280, 306, 317
— — — К2ЖА372 282, 311, 316,
317

— — — К2ЖА375 282, 320
— — — К2УС371 285, 297
— — — К2УС372 285, 293, 300
— — — К2УС375 284, 325

Монофоническая система 6

Мощность выходная 94, 96, 103

— — максимальная 43, 130

— — номинальная 42, 43

— — общая потребляемая 42

— — стандартная (испытательная).
130

Нагрузки УНЧ 40

— усилительных каскадов ВЧ
тракта 165

Напряжение входное номиналь-
ное 42

— выходное номинальное 42

Настройка приемника 249

Нелинейные искажения 8

— — в ВЧ тракте 134

— — детекторах 241

— — — УНЧ 94, 97, 105, 293

Неравномерность частотной ха-
рактеристики 41

Номинальная нагрузка 11

Номинальный режим 11

Обратная связь 110

— — внешняя 110

— — внутренняя 110, 162

— — местная 110, 113, 116

— — общая 110, 113

— — отрицательная (ООС) 111

— — паразитная 110

— — параллельная 112, 116

— — положительная (ПОС) 119

— — последовательная 112, 116

— — по постоянному току 112

— — переменному току 116

— — частотнозависимая 110,
119

— — частотнонезависимая 110

— — H 112, 114, 117, 118

— — K 112, 113, 118

— — Y 112, 113, 116, 118

— — Z 112, 113, 116

Оконечные каскады УНЧ 92, 93,
96, 101, 102, 292

Октава 7

Отношение сигнал/шум 29

Параметр связи¹ 154

Параметры транзисторов высо-
кочастотные 159

— — гибридные (h) 49

— — проводимости (y) 50

Перекрестные искажения 27, 134

Перестройка колебательного
контура 146

Переходное затухание 127

Петлевое усиление 111

Полоса захвата 262

— пропускания 142, 154, 216

— удержания 262

Полосовые фильтры двухкон-
турные 153

— — многоконтурные 156

— — трехконтурные 156

— — четырехконтурные 157

Полупроводниковые микросхе-
мы (ПМС) 287

Полярная модуляция 15

Помехи 9

— радиовещательному приему
25

Порог ограничения 248

Пределы регулирования сте-
— реобаланса 127

— — тембра 122

Преодоленные каскады УНЧ,
92, 106

Преобразователи частоты 188,
227, 303

— — балансные 188

— — генерирующие 189, 230,
280, 282

— — простые 188

— — с отдельным гетеродином
188, 227, 304

Промежуточная частота 18, 136,
151, 166, 215

Пьезокерамические фильтры
(ПКФ) 158

Радиовещательный тракт 10

Радиовещательные приемники
27, 129, 302, 317

Радиола 37

Радиопомехи атмосферные 25

— — промышленные 25

Радиоприемные антенны 18

Радиоприемный тракт 16

Радиосигнал 13

Расстройка абсолютная 140
 — обобщенная 140
 — относительная 140
 Регулировка громкости 119
 — полосы пропускания 251
 — стереобаланса 128
 — тембра 122
 Регуляторы громкости 46, 119, 292, 294
 — — тонкомпенсированные 121
 — стереобаланса 128
 — стереофонических УНЧ 127
 — тембра 122
 — — верхних частот 123
 — — нижних частот 123
 — усиления 45
 Режим А 62, 93
 — АВ 62, 97, 104
 — В 62, 96, 102
 Резисторные каскады ОИ 85
 — — ОК 80
 — — ОС 87
 — — ОЭ 74
 Резонансная кривая 141
 Резонансное сопротивление 140
 Резонансные каскады УПЧ 209
 — — УРЧ 184, 222, 303
 Резонансный коэффициент передачи 141, 154
 — — усиления 137, 210, 222, 233

Связанные колебательные контуры 153
 Связь колебательных контуров 153
 — между каскадами 70
 — нагрузки с контуром 144
 — с антенной автотрансформаторная 179
 — — — внешняя емкостная 175
 — — — комбинированная 178
 — — — трансформаторная 177, 219
 Селективность 131, 167, 216
 — ВЧ тракта 134
 — двухсигнальная 217
 — контура 141
 — по зеркальному каналу 132, 167, 217
 — — промежуточной частоте 132, 167, 217

— — соседнему каналу 132, 167, 216
 — тракта промежуточной частоты 137, 200
 Селективные каскады УПЧ 201, 233
 Система автоподстройки частоты (АПЧ) 260
 — автоматической регулировки усиления (АРУ) 253
 Смесители 189, 303
 Смесительная часть преобразователя частоты 189, 230
 Сопряжение настроек 137, 151
 Спектр радиосигнала 13
 Стабилизаторы напряжения 67, 277, 281, 312
 — — диодные 67
 — — диодно-транзисторные 69
 — — транзисторные 70
 Стабилизация коллекторная 113
 — напряжения покоя 115
 — положения рабочей точки 63, 67
 — эмиттерная 113
 Степень связи 153
 Стереофоническая система 6
 Стереофоническое радиовещание 15

Телескопические антенны (ТА) 22
 Тембр 7
 Термокомпенсация 65
 Тонкомпенсация 120
 Тракт ВЧ 17, 133, 269, 280
 — — радиоприемников АМ сигнала 166
 — — — ЧМ сигнала 215
 — НЧ 18, 29, 135
 — промежуточной частоты 137, 200, 232, 282, 321
 — радиовещания 10
 Транзисторы бескорпусные 268
 — биполярные 48, 158
 — интегральные 287
 — полевые 57, 163
 — сложные 56
 — составные 56
 Трансформаторные каскады 92, 93
 — — двухтактные 95
 — — одноктактные 93

Трансформаторы выходные 92,
292
— сигнальные 71
— согласующие 95, 292
— фазовращающие 246
— фазоинверсные 95, 101, 292

УКВ блок 218, 318

Управитель 261

Управляемые аттенюаторы
(УА) 260

Уровень звукового давления 7

— помехи 9

— фона 9, 42

— шума 9, 42

— электрического сигнала 12

Усилители АРУ 273

— звуковых частот 40

— низкой частоты (УНЧ) 39,
292

— — — мощные 45, 92

— — — оконечные 45

— — — предварительные 45, 74,
275, 284

— постоянного тока (УПТ) 40

— промежуточной частоты
(УПЧ) 137, 201, 232, 282

— радиочастоты (УРЧ) 17,
135, 182, 222, 280

— универсальные 269, 309

Усилительное устройство 39

Усилительные приборы 48, 158

Усилительный каскад «двойка»
80, 289, 302

Устойчивость обратной связи
112, 119

— усилительного каскада 162

Уход частоты гетеродина 137

Фазоинверсные каскады 95, 106

Ферритовые антенны (ФА) 21

Фильтры АРУ 254

— пьезоэлектрические (ПКФ)
156, 158

— развязывающие 62

— сосредоточенной селекции
(ФСС) 138, 156

— — — трехконтурные 156,
206

— — — четырехконтурные 157,
206

Фон 9, 44

Цепи обратной связи 46, 47, 110

— питания базы 63

— биполярных транзисто-
ров 62, 164

— — затвора 67

— — коллектора 62

— — полевых транзисторов 65

— — стока 67

— частотной коррекции 46

Частотная коррекция 119, 294

— модуляция (ЧМ) 14

— характеристика (АЧХ) 41

— — каскада 76, 82, 87, 89, 94,
97, 104

— — трансформатора 72

Частотно-селективные цепи
(ЧСС) 138, 165

Частотные искажения 8

— — в детекторах 241

— — — УНЧ 41

Чувствительность 130, 166, 215

— максимальная 131

— реальная 131, 133, 215

— тракта звуковой частоты 43

Широкополосные входные цепи
219

— каскады УПЧ 209

Шум 9

Эквивалент антенны 24

Эквивалентная схема биполяр-
ного транзистора 53

— полевого транзистора 58

Эквивалентные параметры ко-
лебательного контура 145

Эксплуатационные удобства 133

Электроакустика 6

Электроакустические устройства
30

Электроакустический тракт 5

Электронная настройка 150

Электропроигрыватель 37

Электропроигрывающее устрой-
ство (ЭПУ) 36

Электрофон 37

Эмиттерный повторитель 56

Эффективность АРУ 253

— встроенной антенны 215

— ФА 169

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Раздел первый Общие сведения	
Глава 1. Общие сведения о радиовещании и электроакустике	5
1.1. Электроакустический тракт	5
1.2. Канал радиовещания	10
1.3. Радиопередающий тракт	13
1.4. Радиоприемный тракт	16
1.4.1. Радиоприемные антенны	18
1.4.2. Помехи радиовещательному приему	25
1.4.3. Качество звучания	27
Глава 2. Электроакустические устройства	30
2.1. Громкоговорители	30
2.1.1. Основные определения и характеристики	30
2.1.2. Динамические головки громкоговорителей прямого излучения	33
2.1.3. Громкоговорители радиовещательных приемников	35
2.2. Электропроигрывающие устройства	36
Раздел второй. Транзисторные УНЧ	
Глава 3. Общие сведения об УНЧ	39
3.1. Основные определения и классификация	39
3.2. Основные параметры УНЧ	41
3.3. Элементы структурной схемы УНЧ и их параметры	45
Глава 4. Элементы усилительного каскада	48
4.1. Усилительные приборы	48
4.1.1. Биполярные транзисторы	48
4.1.2. Полевые транзисторы	57
4.2. Цепи питания	61
4.2.1. Цепи питания биполярных транзисторов	62
4.2.2. Цепи питания полевых транзисторов	65
4.2.3. Стабилизаторы напряжения	67
4.3. Нагрузки и элементы связи	70
Глава 5. Каскады предварительных УНЧ	
5.1. Каскады на биполярных транзисторах	74

5.1.1. Резисторный каскад ОЭ	74
5.1.2. Резисторный каскад ОК	80
5.1.3. Каскады на сложных транзисторах	83
5.2. Каскады на полевых транзисторах	85
5.2.1. Резисторный каскад ОИ	85
5.2.2. Резисторный каскад ОС	87
5.3. Входные каскады	89
Глава 6. Каскады мощных УНЧ	92
6.1. Оконечные и предоконечные каскады	92
6.2. Трансформаторные каскады	93
6.2.1. Однотактные трансформаторные каскады	93
6.2.2. Двухтактные трансформаторные каскады	95
6.3. Бестрансформаторные каскады	99
6.3.1. Однотактные бестрансформаторные каскады	101
6.3.2. Двухтактные бестрансформаторные каскады	101
Глава 7. Цепи обратной связи и регулировки в УНЧ	110
7.1. Цепи обратной связи	110
7.1.1. Общие сведения об обратной связи	110
7.1.2. Обратная связь по постоянному току	112
7.1.3. Обратная связь по переменному току	116
7.2. Регулировки в УНЧ	119
7.2.1. Регуляторы громкости	119
7.2.2. Регуляторы тембра	122
7.2.3. Регуляторы стереофонических УНЧ	127
Раздел третий. Транзисторные радиовещательные приемники	
Глава 8. Общие сведения о радиовещательных приемниках	129
8.1. Классификация радиовещательных приемников	129
8.2. Основные параметры радиовещательных приемников	130
8.3. Элементы структурной схемы и их параметры	133
8.3.1. Структурная схема радиовещательного приемника	133
8.3.2. Структурная схема ВЧ тракта	135
Глава 9. Основные элементы ВЧ тракта	138
9.1. Частотно-селективные цепи	138
9.1.1. Одиночный колебательный контур	138
9.1.2. Связанные колебательные контуры	153
9.1.3. Фильтры сосредоточенной селекции	156
9.2. Усилительные каскады	158
9.2.1. Усилительные приборы	158
9.2.2. Цепи питания, нагрузки и элементы связи	164
Глава 10. ВЧ тракт радиовещательных приемников АМ сигнала	166
10.1. Основные параметры и особенности построения тракта	166
10.2. Входные цепи	168
10.2.1. Одноконтурные входные цепи с ФА	168
10.2.2. Одноконтурные входные цепи с открытой антенной	173
10.2.3. Двухконтурные входные цепи	180
10.3. Усилители радиочастоты (УРЧ)	182
10.3.1. Аперидические каскады	182
10.3.2. Резонансные каскады	184
10.4. Преобразователи частоты	188
10.4.1. Смесительная часть преобразователей частоты	189
10.4.2. Гетеродинная часть преобразователей частоты	193
10.5. Тракт промежуточной частоты	200
10.5.1. Селективные каскады	201
10.5.2. Широкополосные каскады	209

Глава 11. ВЧ тракт радиовещательных приемников ЧМ сигнала	215
11.1. Основные параметры и особенности построения тракта	215
11.2. УКВ блок	218
11.2.1. Входные цепи	219
11.2.2. Усилители радиочастоты (УРЧ)	222
11.2.3. Преобразователи частоты	227
11.3. Тракт промежуточной частоты	232
Глава 12. Детекторы и регулировки в радиоприемниках	237
12.1 Детекторы	237
12.1.1. Амплитудные детекторы	237
12.1.2. Частотные детекторы	244
12.2. Регулировки в радиоприемниках	249
12.2.1. Ручные регулировки	249
12.2.2. Система автоматической регулировки усиления	253
12.2.3. Система автоматической подстройки частоты	260
Раздел четвертый. УНЧ и радиовещательные приемники на микросхемах	
Глава 13. Общие сведения о микросхемах	264
13.1. Основные определения и классификация	264
13.2. Гибридные интегральные микросхемы	267
13.2.1. Элементы гибридных интегральных микросхем	267
13.2.2. Толстопленочные гибридные интегральные микросхемы	269
13.2.3. Тонкопленочные гибридные интегральные микросхемы	279
13.3. Полупроводниковые микросхемы	287
Глава 14. Применение микросхем в УНЧ и радиовещательных приемниках	292
14.1. Применение микросхем в УНЧ	292
14.2. Применение микросхем в радиовещательных приемниках АМ сигнала	302
14.2.1. УРЧ и преобразователи частоты	303
14.2.2. УПЧ	309
14.2.3. Детекторы и система АРУ	314
14.3. Применение микросхем в радиовещательных приемниках ЧМ сигнала	317
Литература	327
Алфавитно-предметный указатель	328

**Борис Михайлович Богданович,
Элеазар Борисович Ваксер**

Краткий радиотехнический справочник

Редактор Т. С. Кашкан. Художник Н. А. Сауляк. Художественный редактор Р. В. Кондрад. Технический редактор М. И. Гриневич. Корректоры: Р. И. Мовшович, Р. Ц. Карасик, Н. П. Лупсякова.

АТ 10819. Сдано в набор 12/IV 1976 г. Подп. к печати 25/X 1976 г. Тираж 150 000 экз. Формат 84×108¹/₃₂. Бумага тип. № 2. Усл. печ. л. 17,64. Уч.-изд. л. 18,1. Зак. 3171. Цена 1 руб. 07 коп.

Издательство «Беларусь» Государственного комитета Совета Министров БССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. Минск, Ленинский проспект, 79.

Полиграфический комбинат им. Я. Коласа Государственного комитета Совета Министров БССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли, Минск, Красная, 23.

