

КОНСТРУИРОВАНИЕ СХЕМ НА ТРАНЗИСТОРАХ



Г. ЛЕННАРТЦ и В. ТАЭГЕР

КОНСТРУИРОВАНИЕ СХЕМ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Г. ЛЕННАРТЦ, В. ТАЭГЕР

КОНСТРУИРОВАНИЕ СХЕМ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Перевод с немецкого
В. Н. БЕЛОУСОВА, Л. Н. КОРЕНЕВСКОГО
и В. С. ФРОЛОВА



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА

1964

ЛЕНИНГРАД



Scan AAW

В книге изложены основные принципы построения и расчета наиболее распространенных схем, выполняемых на транзисторах. Большое внимание уделено как общим вопросам конструирования схем, так и вопросам применения транзисторов в различных областях радиотехники, телевидения, измерительной техники и др. Приводится большое количество практических схем, представляющих интерес и в настоящее время.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся вопросами конструирования схем на транзисторах, а также может быть полезна студентам высших и средних учебных заведений и подготовленным радиолюбителям.

Леннартц Г., Газгер В.

Конструирование схем на транзисторах (перевод с немецкого),
М.—Л., издательство „Энергия“, 384 стр. с илл., Темплан 1964,
позиция 306.

Редактор *Ю. Н. Пленкин*

Техн. редактор *В. Н. Малькова*

Сдано в пр-во 9/VI 1964 г.

Подписано к печати 24/VIII 1964 г.

Бумага 84×108¹/₃₂

Печ. л. 19,6

Уч.-изд. л. 19,3

Тираж 20 000 экз.

Цена 1 р. 50 к.

Заказ 1332

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Государственного комитета Совета Министров СССР по печати.
Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

Настоящая книга представляет собой перевод цикла статей Леннарта и Таэгера, опубликованных в журнале *Funk-Technik* в 1958—1960 гг. В книге в популярной форме изложены основы конструирования различных узлов электронной аппаратуры на транзисторах, особенности их работы и принципы расчета как общих, так и многих специальных радиотехнических устройств и измерительных приборов, причем особое внимание уделено влиянию транзисторов на параметры схем. Кроме того, в книге приведены многочисленные примеры практических схем использования транзисторов в различных устройствах. Поэтому, как нам кажется, книга заинтересует широкий круг специалистов и радиолюбителей, занимающихся конструированием аппаратуры на транзисторах.

Необходимо отметить, что в авторском изложении материал имел некоторые недостатки, которые главным образом сводились к нечеткой его систематизации, повторениям. В процессе перевода и редактирования материал, охватывающий широкий круг вопросов, был вновь систематизирован и распределен по главам. Кроме того, в книгу введены статьи этих же авторов (опубликованные и в других журналах), представляющие на наш взгляд значительный интерес и органически связанные с общим содержанием книги. Некоторые параграфы или отдельные абзацы опущены, поскольку они не представляли особого интереса для читателей или были опубликованы ранее (см. «Схемы с полупроводниковыми приборами», Военное издательство МО СССР, М., 1960).

После сдачи рукописи в набор стало известно, что Леннартц и Таэгер также издали свои статьи в виде книги (Herbert Lennartz, Werner Taeger, Transistor—Schaltungstechnik Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin—Borsigwalde, 1964 г.), содержание которой мало отличается от цикла статей в журнале «Funk-Technik».

Перевод книги выполнен группой инженеров в составе: Белоусова В. Н., Корневского Л. Н. и Фролова В. С., которые выражают свою глубокую признательность Е. К. Сонину за ценные замечания, сделанные при рецензировании, а Ю. Н. Пленкину — за редактирование рукописи.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие к русскому изданию	3
Принятые обозначения	8

ЧАСТЬ I

ОСНОВЫ ТЕОРИИ И КОНСТРУИРОВАНИЯ СХЕМ НА ТРАНЗИСТОРАХ

<i>Глава первая. Общие вопросы</i>	11
1-1. Температурные соотношения	11
1-2. Параметры транзисторов и их измерение	16
1-3. Шумы в транзисторах	39
1-4. Установление рабочей точки транзистора	56
1-5. Проблема стабилизации транзисторов	60
<i>Глава вторая. Усиление электрических сигналов</i>	75
2-1. Усиление малых сигналов	75
2-2. Усиление больших сигналов	81
2-3. Обратная связь	98
2-4. Усилители низкой частоты	111
2-5. Усилители высокой и промежуточной частоты	126
2-6. Широкополосные усилители	143
2-7. Автоматическое регулирование усиления в схемах на транзисторах (АРУ)	158
2-8. Усилители постоянного тока	166

Глава третья. Генерирование синусоидального и импульсного напряжений	174
3-1. Генераторы синусоидальных колебаний	174
3-2. Смесительные каскады и гетеродины	192
3-3. Импульсные генераторы	203
Глава четвертая. Другие применения транзисторов . . .	219
4-1. Преобразователь сопротивления (эмиттерный повторитель)	219
4-2. Транзистор в качестве дросселя в фильтрующей цепи выпрямителя	221
4-3. Схемы стабилизации напряжения и тока	224
4-4. Транзистор как регулируемое сопротивление	234
4-5. Транзистор как электронный переключатель	240
4-6. Транзисторы в технике регулирования и управления .	246
4-7. Транзисторы в электротехнике	262
4-8. Фототранзисторы	268

ЧАСТЬ II

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Глава пятая. Усилители низкой и высокой частоты . . .	273
5-1. Фотоэлектрический усилитель для воспроизведения оптической звукозаписи	273
5-2. Усилитель для проигрывателя	274
5-3. Усилитель для контрольного прослушивания магнитной записи	275
5-4. Усилитель для магнитофона	276
5-5. Усилители высокой частоты	281
5-6. Усилители промежуточной частоты	283
Глава шестая. Приемники, генераторы, модуляторы . . .	288
6-1. Детекторные приемники	288
6-2. Супергетеродинные приемники для средних и длинных волн	291
6-3. КВ и УКВ приемники	297
6-4. КВ передатчик	303
6-5. 10-ваттный модулятор	305
6-6. Схемы частотной модуляции	312

Глава седьмая. Измерительные устройства	313
7-1. Простейшие измерительные схемы.	313
7-2. Испытательный генератор с частотной модуляцией на 5,5 Мгц	324
7-3. RC-генераторы	326
7-4. Усилители постоянного напряжения для измерительных целей	328
7-5. Интегрирующий усилитель	330
7-6. Вольтметр	333
7-7. Дифференциальный усилитель как измеритель числа оборотов	334
7-8. Коммутатор для осциллографических исследований .	336
7-9. Ждущая развертка для осциллографа	337
7-10. Частотомер с непосредственным отсчетом в диапазоне от 10 гц до 100 кгц	341
Глава восьмая. Разные схемы	347
8-1. Импульсные устройства	347
8-2. Схемы на транзисторах в телевизионной технике . .	354
8-3. Преобразователи постоянного напряжения	374
8-4. Фотоэлектрическое сигнальное устройство	379
Приложение	381
Литература	384

ПРИНЯТЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

Большие буквы применяются для обозначения величин, постоянных во времени, а малые — переменных.

I_K — постоянный ток коллектора (или постоянная составляющая), таким же образом обозначается действующее значение коллекторного тока.

i_K — мгновенное значение коллекторного тока.

$I_{K, \text{макс}}$ — максимальное значение коллекторного тока.

— I_{K0} — обратный (нулевой) ток коллектора при разомкнутой базе¹.

— I_{K0} — обратный ток коллектора при разомкнутом эмиттере.

— I_{00} — обратный ток эмиттера при разомкнутом коллекторе.

— U_{K0} — напряжение на коллекторе относительно эмиттера.

— U_{K0} — остаточное напряжение на коллекторе в схеме с заземленным эмиттером.

E_K — напряжение источника питания коллекторной цепи.

$U_{\text{рег}}$ — напряжение регулирования.

R — статическое сопротивление.

r — динамическое сопротивление.

$R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление.

$r_{\text{вх.э}}, r_{\text{вх.б}}$ — динамическое входное сопротивление схемы с общим эмиттером и с общей базой.

$r_{\text{вых.э}}, r_{\text{вых.б}}$ — динамическое выходное сопротивление схемы с общим эмиттером и с общей базой.

R_G, r_G — внутреннее сопротивление генератора.

R_n, r_n — сопротивление нагрузки.

η — к. п. д. по мощности.

η_u — к. п. д. по напряжению.

B — ширина полосы пропускания.

¹ Здесь и далее знак направления тока автор указывает перед символом. (Прим. ред.)

- Q — добротность контура.
 n — коэффициент трансформации.
 S — крутизна в рабочей точке транзистора.
 $C_{св}$ — конденсатор связи.
 $K_{iэ}, K_{iб}$ — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером и с общей базой.
 $K_{uэ}, K_{uб}$ — коэффициент усиления по напряжению в схеме с общим эмиттером и с общей базой.
 K_p — коэффициент усиления по мощности.
 P_k — мощность потерь (рассеяния) на коллекторе, равная $I_k U_{кэ}$.
 $P_{вх}$ — входная мощность.
 $P_{вых}$ — выходная мощность.
 P — потребляемая мощность (по постоянному току).
 T_j — температура кристалла.
 T_k — температура корпуса транзистора.
 $T_{ш}$ — температура шасси.
 $T_{окр}$ — температура окружающей среды.
 D_T — температурная проницаемость транзистора.
 U_T — температурное напряжение.
 R_T — тепловое сопротивление.
 C_m — теплоемкость нагреваемого материала.
 $\alpha_э, \alpha_б$ — коэффициент усиления по току при короткозамкнутом выходе при малых сигналах для схемы с общим эмиттером и с общей базой¹.

¹ Коэффициент усиления по току зависит от частоты. За граничную частоту f_{α} принимается частота, при которой — для случая усиления малых сигналов — усиление по току падает на величину $1/\sqrt{2}$ по отношению к значению на частоте 1 кгц . Граничная частота различна для различных схем включения. Имеется приближенное соотношение:

$$f_{\alpha б} / f_{\alpha э} \approx \alpha_э / \alpha_б.$$

² Коэффициент шума определяется как

$$F = \frac{P_{ш} + P_{вн}}{P_{ш}}$$

и измеряется на определенной частоте в очень узкой полосе (в большинстве случаев равной 1 гц). Кроме того, при задании коэффициента шума необходимо указывать напряжение на коллекторе и сопротивление генератора.

F — коэффициент шума².

$R_{ш}$ — шумовое сопротивление.

$G_{ш}$ — шумовая проводимость.

$U_{ш}$ — напряжение шума.

$P_{ш}$ — максимальное значение мощности шума, поступающего на вход от генератора (приведенное ко входу).

$P_{вн}$ — мощность внутреннего шума, возникающего в самом транзисторе (приведенная ко входу).

— $U_{кэ.макс}$, — $U_{кб.макс}$ и т. д. — максимально допустимые значения постоянных напряжений.

— $I_{к.макс}$, $I_{б.макс}$ и т. д. — максимально допустимые значения постоянных токов.

$P_{к.макс}$ — максимально допустимое значение мощности, рассеиваемой на коллекторе¹.

Эксплуатационные данные (для малых сигналов) с достаточной точностью описываются заданием четырех параметров эквивалентного четырехполюсника. В области низких частот обычно употребляется система h -параметров. При этом нужно различать вид схемы, для которой она составлена. Кроме того, параметры обычно приводятся для конкретной рабочей точки. Указание на схему, для которой приводятся h -параметры, дается с помощью индексов э, б и к.

¹ Часто символом $P_{к.макс}$ обозначается общая мощность, потребляемая в транзисторе ($P_{кэ} + P_{бэ}$ или $P_{кб} + P_{эб}$).

ЧАСТЬ I

ОСНОВЫ ТЕОРИИ И КОНСТРУИРОВАНИЯ СХЕМ НА ТРАНЗИСТОРАХ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ

1-1. ТЕМПЕРАТУРНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

В противоположность лампам параметры транзисторов сильно зависят от температуры. В результате изменения температуры характеристики транзистора смещаются почти параллельно самим себе (подобно анодно-сеточным характеристикам лампового триода при изменении анодного напряжения). При этом с достаточным основанием можно говорить о «температурной проницаемости» транзистора, которая задается соотношением:

$$D_T = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta T} \quad (1-1)$$

(здесь $\Delta U_{бэ}$ — изменение напряжения между базой и эмиттером, а ΔT — изменение температуры).

Температурная проницаемость составляет примерно 2,5 мВ/град. Во всяком случае она настолько велика, что для установления рабочей точки нельзя выбирать смещение на базе неизменным, поскольку крутизна, а вместе с ней и усиление будут изменяться пропорционально коллекторному току I_K .

Таким образом, в отличие от электронных ламп транзисторам свойственны две важные особенности:

1. Электрические величины, характеризующие транзистор, являются функцией мгновенного значения температуры кристалла T_j , которая определяется количеством тепла, выделяющимся в кристалле.

2. Так как разность между температурой кристалла T_j и окружающей температурой $T_{\text{окр}}$ сравнительно мала, то относительные изменения температуры кристалла также зависят от изменения окружающей температуры.

Особенно важной и в значительной степени нежелательной является зависимость обратного тока коллектора $I_{\text{к.60}}$ от температуры. Обратный ток коллектора возникает вследствие термического образования пар носителей

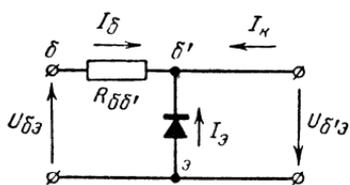


Рис. 1-1. Эквивалентная схема для установления тепловых соотношений в транзисторе.

и уже при низких напряжениях этот ток достигает насыщения. С повышением температуры число носителей увеличивается приблизительно экспоненциально (для германия примерно на $7\%/град$). В качестве ориентировочной величины можно принять, что обратный ток коллектора у германиевых транзисторов удваивается с повышением температуры на 10°C , а у кремниевых транзисторов утраивается. Может показаться, что кремниевые транзисторы в тепловом отношении менее устойчивы по сравнению с германиевыми. Но это, конечно, неверно, поскольку обратный ток кремниевых транзисторов на два-три порядка меньше, чем у германиевых.

Изменения характеристик транзистора, вызванные изменением температуры, естественно приведут к значительным изменениям тока и усиления. Эта тепловая нестабильность, известная также как «тепловая обратная связь», является очень опасной для мощных транзисторов. Так, например, если вследствие какого-либо температурного воздействия внутри транзистора повысится рабочий ток, то благодаря этому будет повышаться окружающая температура (добавочный нагрев), что в свою очередь вызовет дальнейшее увеличение тока и т. д. В результате транзистор начнет перегружаться и в конце концов выйдет из строя. По этой причине приходится применять меры для стабилизации коллекторного тока, подобные тем, которые применяются в ламповой технике. Если, например, в лампе будет происходить увеличение анодного тока, то, как следствие этого, будет увеличиваться падение напряжения на катодном сопротивле-

ний, что будет приводить к увеличению отрицательного смещения на сетке и возвращению анодного тока к первоначальному значению. У пентодов напряжение экранирующей сетки можно сделать независимым от изменения тока с помощью делителя напряжения, по которому протекает сравнительно большой ток. Подобные мероприятия необходимо применять также и для транзисторов.

На рис. 1-1 изображена эквивалентная схема для определения тепловых соотношений для транзистора. В диодном промежутке между эмиттером и внутренней точкой разветвления b' протекает ток

$$I_a = I_{a\beta_0} \left(e^{\frac{U_{b'z}}{U_T}} - 1 \right) \quad (1-2)$$

($U_T = \frac{kT_j}{e}$ — температурное напряжение; здесь T_j — температура кристалла в градусах Кельвина, k — постоянная Больцмана, e — элементарный заряд). При $k/e = 86 \times 10^{-6}$ в/град для температуры кристалла $T_j = 25^\circ \text{C}$ ($\sim 300^\circ \text{K}$) температурное напряжение будет иметь величину $U_T \approx 26$ мв.

Логарифмируя уравнение (1-2), получим:

$$\ln \left(\frac{I_a}{I_{a\beta_0}} + 1 \right) = \frac{U_{b'z}}{U_T}$$

или

$$U_{b'z} = U_T \ln \left(\frac{I_a}{I_{a\beta_0}} + 1 \right). \quad (1-3)$$

Для тока и напряжения из рис. 1-1 имеем:

$$I_b + I_k + I_a = 0; \quad (1-4)$$

$$U_{b'z} = I_b R_{b,b'} - U_{b'z}. \quad (1-5)$$

Если подставить в уравнение (1-5) значение I_b из уравнения (1-4), то вместе с уравнением (1-3) получим:

$$-U_{b'z} = R_{b,b'} (I_k + I_a) + U_T \ln \left(\frac{I_a}{I_{a\beta_0}} + 1 \right). \quad (1-6)$$

Для схемы с общей базой коллекторный ток определяется как

$$-I_K = \alpha_6 I_a + (-I_{K60}), \quad (1-7)$$

где α_6 — коэффициент усиления по току в режиме короткого замыкания; I_{K60} — обратный ток коллектора. Наконец, после подстановки уравнения (1-7) в уравнение (1-6) получаем:

$$-U_{6a} = R_{6,6} [I_a (1 - \alpha_6) - (-I_{K60})] + U_T \ln \left(\frac{I_a}{I_{a60}} + 1 \right). \quad (1-8)$$

Как видно из уравнений (1-7) и (1-8), обратные токи I_{K60} и I_{a60} оказывают значительное влияние на коллекторный ток $-I_K$ и напряжение $-U_{6a}$. Так как обратные токи увеличиваются экспоненциально с температурой кристалла T_j , то $-I_K$ и U_{6a} также сильно зависят от температуры. В качестве примера можно указать, что для определенного типа транзисторов обратный коллекторный ток в схеме с общим эмиттером при 25°C достигает примерно 100 мкА , при 65°C этот ток увеличивается в 100 раз (до 10 мА). В противоположность току температурное напряжение U_T изменяется при колебаниях температуры от 25 до 65°C в пределах всего лишь $26\text{--}30 \text{ мВ}$.

Для того чтобы изучить тепловые зависимости транзистора, целесообразно представить кристалл как постоянно нагреваемое тело. Тепловая энергия, выделяемая в кристалле, затрачивается на повышение его температуры. В этом случае будет справедливо уравнение:

$$\frac{dQ}{dt} = C_M \frac{dT}{dt}, \quad (1-9)$$

где T — температура; C_M — теплоемкость нагреваемого материала; dQ/dt — тепловая энергия, выделяющаяся в единицу времени. По аналогии с электрическим контуром выражение, стоящее в правой части уравнения (1-9), можно обозначить как тепловой ток I_T . Следовательно,

$$I_T = C_M \frac{dT}{dt}$$

(в электрической цепи I_T обозначает ток, C_M — емкость конденсатора, а T соответствует электрическому напряжению).

На рис. 1-2,а представлена эквивалентная схема, соответствующая этой зависимости. Однако в этой схеме отсутствуют сопротивления, присущие каждой электрической цепи. По аналогии с омическим сопротивлением в электрическом контуре для описания величины «тепло-

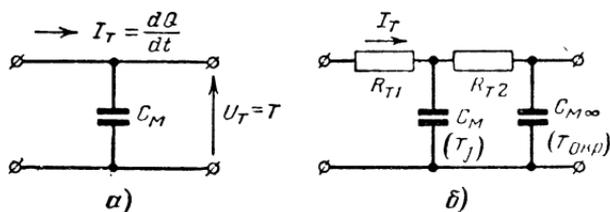


Рис. 1-2. Тепловые эквивалентные схемы транзистора.

вого потока» в материале может служить тепловое сопротивление R_T . Аналогично электрическому контуру контур «теплового потока» состоит из комбинации емкости и сопротивления, т. е. из звеньев типа $R_T C_M$. Тепловая эквивалентная схема, построенная таким образом, показана на рис. 1-2,б; здесь R_T обозначает тепловое сопротивление транзистора. В общем случае бывает достаточно двух звеньев типа $R_T C_M$. Кристаллу, в котором происходит выделение тепла, соответствует температура T_j , а бесконечному окружающему пространству $C_{M\infty}$, аккумулирующему это тепло, температура $T_{окр}$. Тепловое сопротивление состоит из двух отдельных сопротивлений: $R_T = R_{T1} + R_{T2}$. У мощных транзисторов тепловое сопротивление R_T стремятся сделать возможно меньшим. Это достигается за счет крепления к корпусу транзистора специального радиатора с достаточно большой поверхностью.

Когда тепло, отводимое в каждый момент времени, равно количеству тепла, выделяемого в транзисторе (установившийся режим), согласно рис. 1-2,б можно получить следующее соотношение:

$$I_T = \frac{T_j - T_{окр}}{R_{T1} + R_{T2}}$$

или при $R_T = R_{T1} + R_{T2}$, $I_T = \frac{dQ}{dt} = P_K$ (потери мощности на коллекторе)

$$P_K = \frac{T_j - T_{\text{окр}}}{R_T}. \quad (1-10)$$

Из этого следует выражение для температуры кристалла

$$T_j = R_T P_K + T_{\text{окр}}. \quad (1-11)$$

Температура T_j в нормальном рабочем режиме не должна превосходить максимального значения $T_{j\text{макс}}$. Как показывает уравнение (1-11), T_j зависит не только от рассеиваемой на коллекторе мощности P_K (P_K заменяют на $P_{K\alpha} + P_{\beta\alpha}$ или на $P_{K\beta} + P_{\alpha\beta}$) и от теплового сопротивления R_T , но в значительной мере и от окружающей температуры $T_{\text{окр}}$.

Аналогично электрическим RC -цепям тепловая цепь, представленная на рис. 1-2,б, имеет постоянную времени $\tau_T = R_T C_M$. Изменение температуры кристалла T_j не будет успевать следовать за изменением теплового процесса, протекающего за время, меньшее τ_T . Напротив, температура кристалла при относительно медленных процессах будет изменяться синхронно с ними. Если, например, транзистор работает как переключатель, нагруженный короткими импульсами, и если продолжительность импульсов по сравнению с постоянной времени τ_T очень мала, то в этом случае транзистор допускает значительные перегрузки, что и следовало ожидать из уравнений (1-10) и (1-11). Однако этого благоприятного случая не будет, если процесс переключения будет протекать медленнее, так что постоянная времени будет мала по сравнению с длительностью импульса. В этом случае температура кристалла изменяется синхронно с мощностью, и допустимая рабочая температура может быть легко превышена.

1-2. ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ И ИХ ИЗМЕРЕНИЕ

а) Характеристики и параметры

При применении транзисторов их характеристики имеют такое же важное значение, как и для ламп. На рис. 1-3 представлены семейства характеристик для особенно часто применяющейся схемы с общим эмиттером.

В правом верхнем квадранте дана зависимость коллекторного тока от напряжения на коллекторе при постоянном токе базы. В левом верхнем квадранте приводится зависимость коллекторного тока от тока базы при определенном коллекторном напряжении. В левом нижнем квадранте приводится зависимость тока базы от напря-

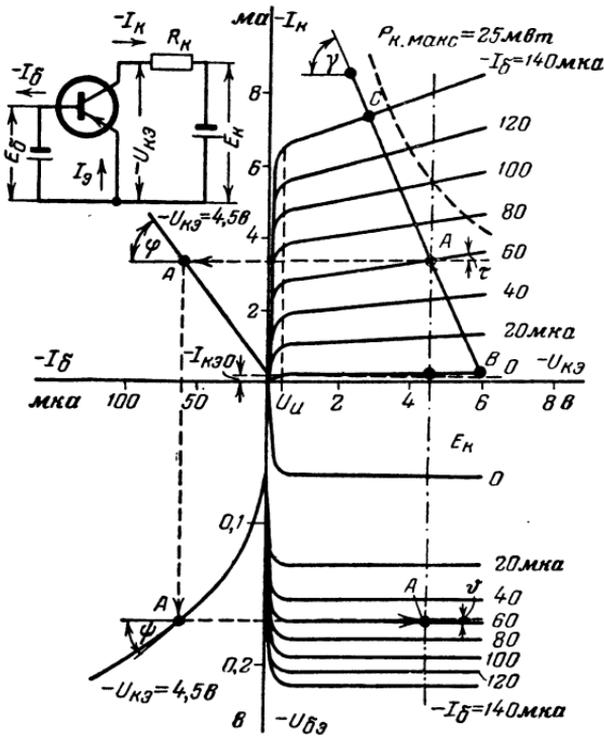


Рис. 1-3. Характеристики транзистора OC71, включенного по схеме с общим эмиттером.

жения базы, а в правом нижнем квадранте дана зависимость между напряжением базы и напряжением коллектора при постоянном токе базы. По этим характеристикам определяют основные параметры, соответствующие режиму усиления малых сигналов.

Эти параметры пригодны для сигналов в области низких частот и определенного интервала температур. Температурные зависимости, которые обычно у ламп не

принимаются во внимание, для транзисторов особенно важны. Высокие температуры, например, могут вызвать параллельные перемещения вверх семейства коллекторных характеристик. Если при работе будет повышаться температура, то вследствие этого произойдет изменение рабочей точки, а также входного и выходного сопротивлений.

Если в коллекторную цепь включено омическое сопротивление нагрузки R_H , то на семействе коллекторных характеристик (рис. 1-3) можно провести соответствующую ему нагрузочную прямую, как и для анодных характеристик ламп. Угол наклона нагрузочной прямой определяется тангенсом этого угла:

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{1}{R_H}. \quad (1-12)$$

Если задан ток покоя базы, то можно определить рабочую точку A , которая затем может быть определена во всех четырех квадрантах, как это показано на рис. 1-3. Однако нужно иметь в виду, что в данном случае так устанавливают рабочую точку по постоянному току. На переменном токе R_H будет иметь при данных условиях несколько иное значение.

Из семейства характеристик можно определить h -параметры. При этом участок характеристики должен быть достаточно малым с тем, чтобы можно было рассматривать его как прямую. Так, коэффициент усиления по току (при короткозамкнутом выходе) определяется тангенсом угла наклона характеристики:

$$\alpha_{\vartheta} = \operatorname{tg} \varphi = h_{21\vartheta} = (i_2/i_1)_{u_2=0} = (i_K/i_{\sigma})_{u_{K\vartheta}=0}. \quad (1-13)$$

Входное сопротивление при короткозамкнутом выходе определяется как

$$\operatorname{tg} \psi = h_{11\vartheta} = (u_1/i_1)_{u_2=0} = (u_{\sigma\vartheta}/i_{\sigma})_{u_{K\vartheta}=0}. \quad (1-14)$$

Коэффициент обратной связи по напряжению при разомкнутом входе равен:

$$\operatorname{tg} \vartheta = h_{12\vartheta} = \left(\frac{u_1}{u_2} \right)_{i_1=0} = \left(\frac{u_{\sigma\vartheta}}{u_{K\vartheta}} \right)_{i_{\sigma}=0}. \quad (1-15)$$

Выходная проводимость при разомкнутом входе равна:

$$\operatorname{tg} \tau = h_{22a} = \left(\frac{i_2}{u_2} \right)_{i_1=0} = \left(\frac{i_k}{u_{k2}} \right)_{i_6=0}. \quad (1-16)$$

Характеристика в левом верхнем квадранте принципиально не может быть прямой. Значение коэффициента усиления α_a будет всегда зависеть от рабочей точки, а также от амплитуды тока базы. Этот параметр является динамическим, или дифференциальным, что имеет значение при управлении в широком диапазоне характеристики, например при усилении больших сигналов. При большом коллекторном токе при данных условиях α_a может значительно уменьшиться.

В правом верхнем квадранте показана кривая мощности потерь, соединяющая все точки, при которых достигается максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторе. В нормальном режиме нагрузочная прямая не должна пересекать кривую мощности потерь; в предельном случае она должна быть касательной к ней. Однако при работе транзистора в качестве переключателя можно выбирать две рабочие точки, лежащие на этой кривой, если при этом будет обеспечено очень короткое время перехода транзистора из одного состояния в другое и наоборот.

Для использования семейства характеристик особенно важны еще две величины: обратный ток коллектора $I_{кз0}$ и напряжение в точке излома характеристики U_u . Характеристика обратного тока получается при токе базы $i_6=0$. Обычно усиление сигналов низких частот происходит в режиме *A* в области отрицательных напряжений на базе и так же, как в ламповых усилителях, управляющий сигнал не заходит в область изгиба характеристики.

Напряжение изгиба коллекторной характеристики U_u составляет несколько десятых долей вольта. В этом состоит особое преимущество транзистора по сравнению с лампой, напряжение изгиба характеристики которой составляет относительно большую часть от имеющегося в распоряжении рабочего напряжения.

Однако нужно обратить внимание на то, что приведенные выше формулы действительны лишь для предельных случаев, т. е. при короткозамкнутом выходе и

соответственно при разомкнутом входе. Но так как на практике в большинстве случаев этого не бывает, то определение параметров схемы производится не графическим путем, а из уравнений четырехполюсника

$$u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2;$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2.$$

Семейство характеристик, подобное приведенному на рис. 1-3, можно изобразить и для других схем включения транзистора, например для схемы с общей базой. Характеристики такого рода показаны на рис. 1-4. Примечательно, что наклон отдельных характеристик в семействе коллекторных характеристик для схемы с общей базой

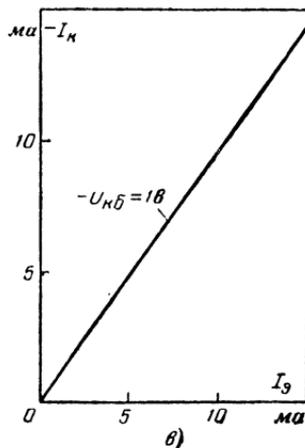
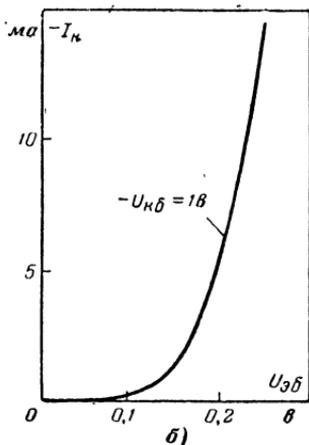
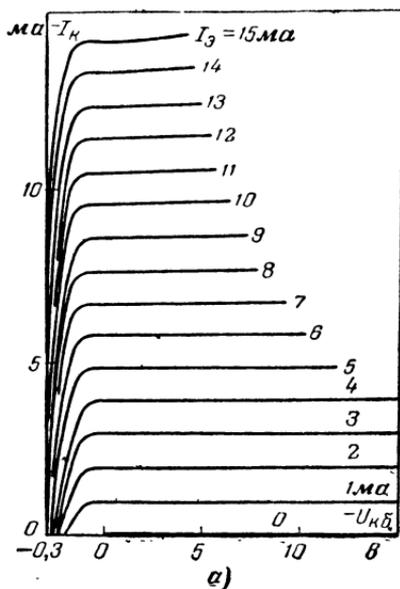


Рис. 1-4. Характеристики транзистора ТФ65, включенного по схеме с общей базой.

а — коллекторные характеристики; б — ток коллектора в зависимости от напряжения на базе; в — ток коллектора в зависимости от тока эмиттера.

значительно меньше по сравнению с характеристиками для схемы с общим эмиттером (что говорит о более высоком внутреннем сопротивлении).

Семейство характеристик на рис. 1-3 было получено при постоянном токе базы. Но в качестве параметра можно взять и напряжение базы. Такие характеристики приведены на рис. 1-5 для схемы с общим эмиттером и рис. 1-6 для схемы с общей базой. Как дополнение к характеристикам схемы с общим эмиттером даются характеристики коллекторного и базового тока в зависимости от напряжения базы (рис. 1-7 и 1-8), для схемы с общей базой — зависимость коллекторного тока от напряжения базы и эмиттерного тока (рис. 1-4, б и в).

При применении транзисторов следует постоянно обращать внимание на зависимость параметров от температуры. Характеристики транзисторов поэтому всегда относятся к определенной температуре. Многие изготовители переходят к опубликованию характеристик и семейств характеристик для наивысшей

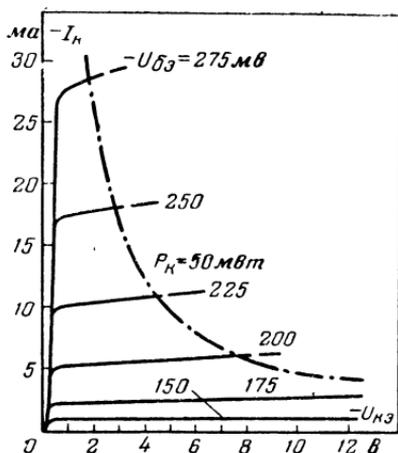


Рис. 1-5. Коллекторные характеристики транзистора OC602 в схеме с общим эмиттером.

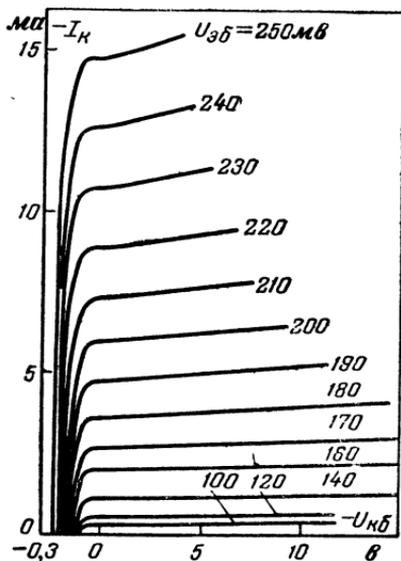


Рис. 1-6. Коллекторные характеристики транзистора TF65 для схемы с общей базой.

и наиминимейшей температур. В качестве примера на рис. 1-9 показано семейство характеристик кремниевого транзистора. Сплошные кривые соответствуют температуре 25°C , пунктирные кривые даны для 75°C .

Температурная зависимость характеристик германиевого транзистора показана на рис. 1-10, а и б, где ток

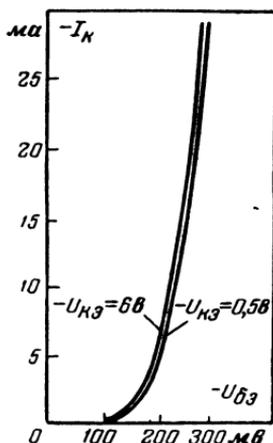


Рис. 1-7. Коллекторный ток транзистора OC602 в зависимости от напряжения на базе.

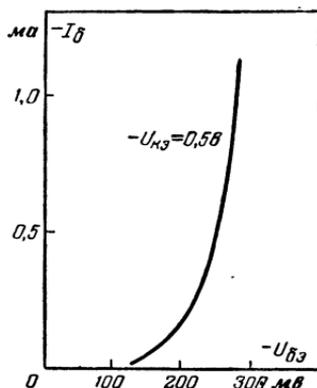


Рис. 1-8. Ток базы транзистора OC602 в зависимости от напряжения на базе.

коллектора представлен в зависимости от тока базы и напряжения базы для температур между 0 и 50°C . На этих кривых можно легко заметить параллельное смещение семейства характеристик, обусловленное изменением температуры.

Как уже упоминалось, параметры транзистора не являются неизменными, а сильно зависят от рабочей точки. В справочных данных часто даются h -параметры для средних эксплуатационных значений, т. е. для коллекторного тока около 1 или 2 ма и коллекторного напряжения около 1 в. Эти сведения дополняют графическим заданием h -параметров в зависимости от коллекторного тока (рис. 1-11,а), коллекторного напряжения (рис. 1-11,б) или температуры (рис. 1-12) где h -параметры указаны как относительные величины. При этом значение 1 соответствует публикуемым справочным дан-

ным. Такое представление параметров особенно пригод-
но для расчета схем, так как оно позволяет обходиться
без сложных расчетов различных рабочих точек с по-
мощью семейства характеристик.

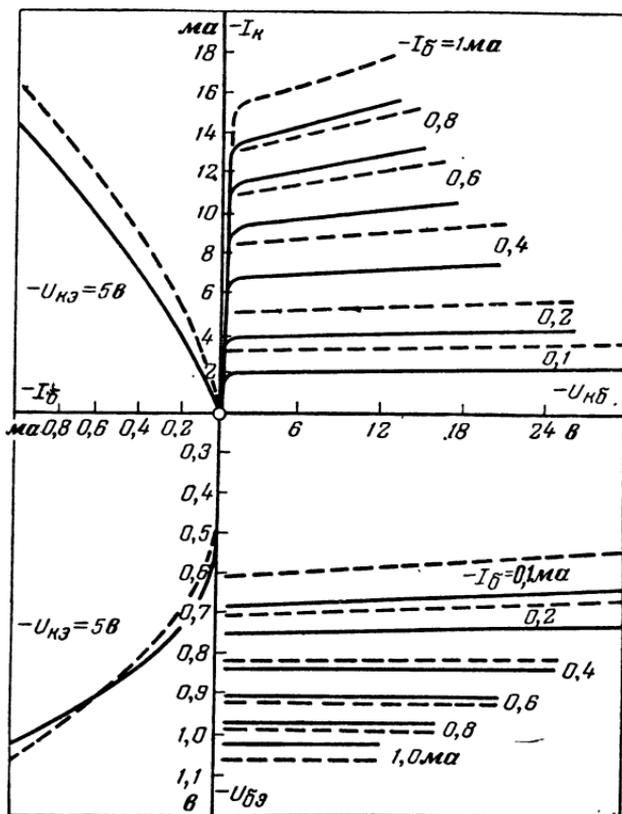


Рис. 1-9. Характеристики кремниевого транзистора OC440.

Подобные кривые для h -параметров были бы особенно целесообразны для мощных триодов. К сожалению, они приводятся редко, зачастую указывается лишь зависимость коэффициента усиления от тока коллектора. Так как у мощных транзисторов управление осуществляется на большей части семейства характеристик, то важно знать зависимость коэффициента усиления от

коллекторного тока, которая в качестве примера показана на рис. 1-13.

У мощных транзисторов особенно важна зависимость максимально допустимой мощности рассеяния от температуры. Для стабильной работы схемы нельзя превышать указанной мощности рассеяния, в противном слу-

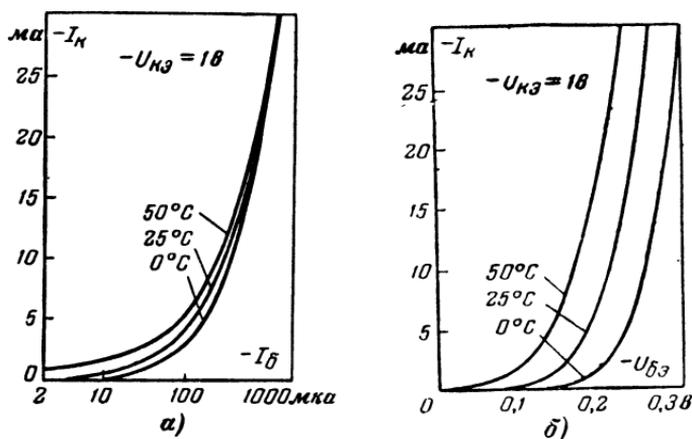


Рис. 1-10. Температурная зависимость коллекторного тока германиевого транзистора TF65 в схеме с общим эмиттером.

a — коллекторный ток в зависимости от тока базы; *б* — коллекторный ток в зависимости от напряжения на базе.

чае наступает тепловая обратная связь, которая может привести к разрушению транзистора. Поэтому допустимая мощность рассеяния уменьшается с повышением окружающей температуры. Многое зависит также и от того, насколько эффективно отводится тепло, выделенное в транзисторе. Для этой цели в большинстве случаев служат радиаторы. Чтобы получить представление о максимальной допустимой мощности рассеивания, пользуются графиками, аналогичными представленным на рис. 1-14, которые показывают мощность рассеивания в зависимости от окружающей температуры при постоянной величине охлаждающей поверхности.

Кроме того, следует учитывать, контактирует ли корпус транзистора непосредственно с охлаждающей поверхностью или между корпусом и радиатором расположен электрический изолятор в виде слюдяной шайбы.

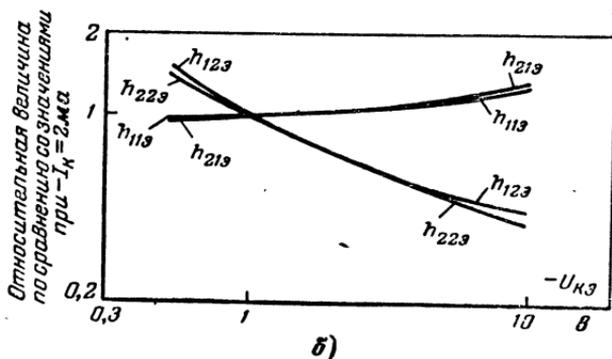
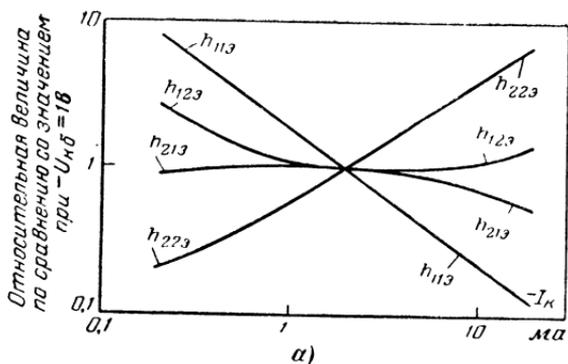


Рис. 1-11. Зависимость h -параметров транзистора ТГ65 от коллекторного тока (а) и от коллекторного напряжения (б) в схеме с общим эмиттером.

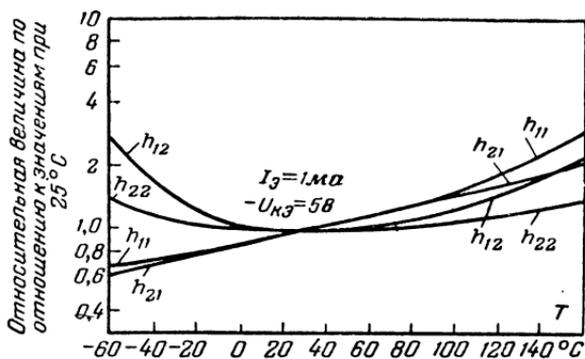


Рис. 1-12. Зависимость h -параметров от температуры для транзистора ОС450.

Так как у большинства мощных транзисторов коллектор и корпус соединены гальванически, то их нужно изолировать при монтаже, если в качестве охлаждающей поверхности используется шасси прибора.

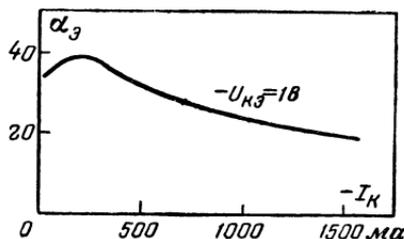


Рис. 1-13. Зависимость коэффициента усиления по току от тока коллектора для мощного транзистора OD603.

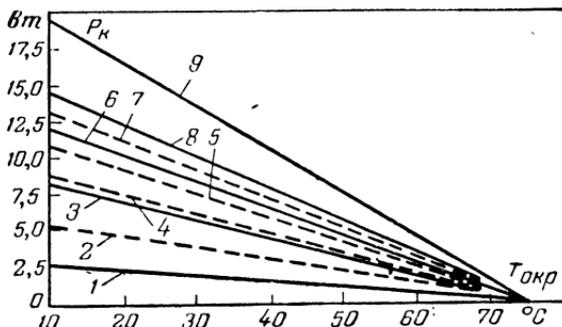


Рис. 1-14. Максимально допустимая мощность потерь как функция окружающей температуры для мощного транзистора 2N257, без охлаждающей поверхности в свободном пространстве (1) и с охлаждающей поверхностью из алюминия размерами $100 \times 100 \times 2$ мм с шайбой (2), $100 \times 100 \times 2$ мм без шайбы (3), $200 \times 200 \times 2$ мм с шайбой (4), $300 \times 300 \times 2$ мм с шайбой (5), $200 \times 200 \times 2$ мм без шайбы (6), $450 \times 450 \times 2$ мм с шайбой (7), $300 \times 300 \times 2$ мм без шайбы (8), $450 \times 450 \times 2$ мм без шайбы (9).

Справочные данные содержат также максимальное значение коллекторного напряжения. Это значение в схеме с общим эмиттером зависит от внешнего сопротивления между базой и эмиттером. Если это сопротив-

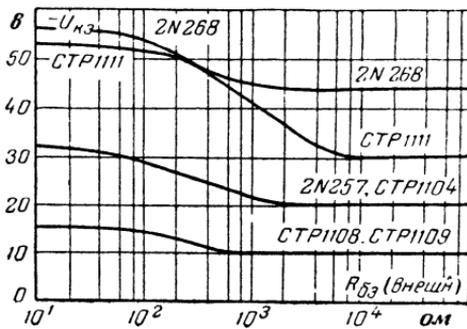


Рис. 1-15. Максимально допустимое напряжение на коллекторе в зависимости от сопротивления между базой и эмиттером для мощных транзисторов.

ление велико, то обратный ток коллектора, протекая по внутреннему сопротивлению между базой и эмиттером, увеличивает ток базы. При малом внешнем сопротивлении между базой и эмиттером обратный ток будет протекать через базовый ввод, минуя эмиттерный переход, и не будет нарушать теплового режима транзистора.

Вследствие этого существует известная зависимость наибольшего допустимого напряжения на коллекторе от внешнего сопротивления между базой и эмиттером. На рис. 1-15 эта зависимость приведена для мощных транзисторов, а на рис. 1-16 — для транзистора, применяемого во входных каскадах.

б) Измерение параметров

Растущее применение транзисторов в электронике и в радиовещательных приемниках привело к необходимости создания устройств для измерения и испытания транзисторов.

Если транзистор должен использоваться в качестве усилительного элемента, то обычно интересуются параметрами, характеризующими его усилительные свойства. Важной величиной в этом случае является коэффициент усиления по току α , а для транзисторов, используемых

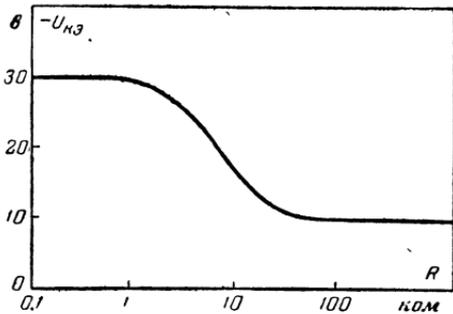


Рис. 1-16. Максимально допустимое напряжение на коллекторе в зависимости от величины сопротивления между базой и эмиттером $R_{бэ}$ (внешн.) для транзистора OC71.

в усилителях высокой частоты, — крутизна $S (\approx Y_{21})$, входное и выходное сопротивления, входная и выходная емкости, а также обратный ток коллектора.

На рис. 1-17 показана упрощенная принципиальная схема для измерения α_{β} . Так как токи i_{β} и i_{κ} настолько малы, что их измерение простыми приборами представляет значительные трудности, то более целесообразно измерять падение напряжения на известном сопротивлении, а затем определять ток. В схеме с общим эмиттером коэффициент усиления по току равен:

$$\alpha_{\beta} = \Delta i_{\kappa} / \Delta i_{\beta}.$$

Согласно рис. 1-17 имеем:

$$\Delta i_{\kappa} = \Delta u_{\beta} / R_2; \quad \Delta i_{\beta} = \Delta u_1 / R_1.$$

Тогда для коэффициента усиления по току получаем следующее выражение

$$\alpha_{\beta} = \frac{R_1}{R_2} \frac{\Delta u_2}{\Delta u_1}. \quad (1-17)$$

Измерение значительно упрощается, когда переменное сопротивление R_2 устанавливают так, чтобы изменения падений напряжения на R_1 и R_2 были одинаковыми ($\Delta u_1 = \Delta u_2$). В этом случае коэффициент усиления по току определяется из отношения сопротивлений R_1 и R_2 :

$$\alpha_{\beta} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (1-18)$$

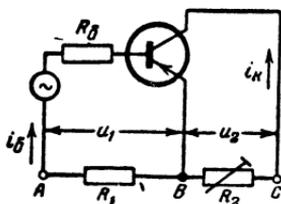


Рис. 1-17. Схема для измерения коэффициента усиления по току.

Так как напряжения u_1 и u_2 на рис. 1-17 находятся по отношению к точке B в противофазе, то при $u_1 = u_2$ общее напряжение между точками A и C равно нулю. Минимум напряжения устанавливается с помощью прибора переменного тока или осциллографа.

Точность измерения у этой схемы зависит в основном от той точности, которую можно получить при измерении сопротивлений R_1 и R_2 на измерительном мосте сопротивлений. Так как коэффициент усиления по току определяется для короткозамкнутого выхода транзисто-

ра, то нужно выбирать R_2 малым с тем, чтобы не получить в результате измерения ошибочного значения α_0 . Ошибка при измерении, обусловленная конечной величиной сопротивления R_2 , определяется уравнением:

$$\delta = \frac{h_{220}R_2}{1 + h_{220}R_2} \cdot 100 [\%]. \quad (1-19)$$

Полная схема испытательного прибора для транзисторов представлена на рис. 1-18. База, коллектор и эмиттер транзистора подключаются к гнездам 5, 6 и 7. К гнездам 1 и 2 подключается генератор звуковой ча-

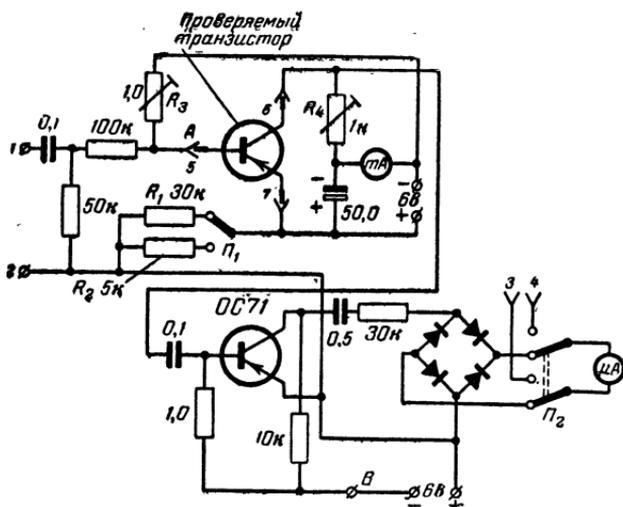


Рис. 1-18. Полная схема испытательного прибора для транзисторов.

стоты, с выхода которого снимается напряжение, необходимое для измерения (наибольшее значение напряжения 1 в).

Переключателем P_1 можно установить желаемую чувствительность, которая имеет две ступени регулирования; переключатель P_2 служит для отключения микроамперметра и подключения его к гнездам 3 и 4 для использования в других измерительных целях. Так как усиление по току транзистора зависит от коллекторного тока, то с помощью потенциометра R_3 можно изменять коллекторный ток до значения, при котором должно про-

исходить измерение; ток измеряется соответствующим миллиамперметром. Для индикации минимума, который устанавливается переменным сопротивлением R_4 , служит микроамперметр на 50 $\mu\text{кА}$, чувствительность которого благодаря усилителю на транзисторе увеличивается. Так как положение подвижного контакта потенциометра R_4 определяет величину α_3 , то целесообразно шкалу по-

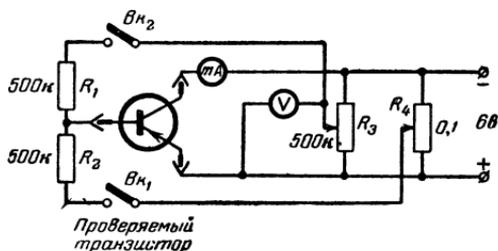


Рис. 1-19. Прибор для измерения α_3 и $I_{кЭ0}$.

тенциометра проградуировать в значениях α_3 . Если разорвать одновременно цепь тока в точках A и B двумя однополюсными или одним двухполюсным выключателем, то соответствующим прибором можно измерить обратный коллекторный ток испытуемого транзистора.

Очень простая схема испытательного прибора для измерения коэффициента усиления по току и обратного коллекторного тока транзистора в схеме с общим эмиттером показана на рис. 1-19. Для коллекторного тока действительно простое соотношение

$$I_{к} = I_{кЭ0} + \alpha_3 I_{б}, \quad (1-20)$$

т. е. ток $I_{к}$, протекающий в цепи коллектора, образуется из обратного коллекторного тока $I_{кЭ0}$, который представляет коллекторный ток при разомкнутой цепи базы ($I_{б} = 0$), и произведения коэффициента усиления по току α_3 на базовый ток $I_{б}$. Линейная связь между $I_{к}$ и $I_{б}$ показана на рис. 1-20. Значений двух величин α_3 и $I_{кЭ0}$ уже во многих случаях достаточно для оценки транзистора.

При измерении напряжение батареи (6 в) изменяют с помощью потенциометра R_3 таким образом, чтобы вольтметр показывал напряжение 5 в. После этого при разомкнутых выключателях BK_1 и BK_2 измеряется обрат-

ный коллекторный ток $I_{кэ0}$. Замкнув выключатель $Bк_1$ потенциометром R_4 , увеличивают ток, например до 5 ма , и замыкают выключатель $Bк_2$. Теперь через сопротивление R_1 будет протекать дополнительный ток базы, обусловливаемый установленным напряжением 5 в , что вызовет увеличение коллекторного тока в α_3 раз. Имея приращение коллекторного тока, можно легко рассчитать коэффициент усиления по току α_3 .

Описанные до сих пор испытатели транзисторов позволяли осуществлять только грубую проверку, и к ним нельзя было предъявлять требование измерения с большой точностью. Для точных измерений следует применять испытатели, которые выпускает промышленность. В качестве примера рассмотрим измерительный прибор типа «Телетранс I» (для $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторов), который служит для снятия пяти статических и измерения семи динамических параметров на частоте 1 кГц . Здесь имеется возможность установления рабочей точки, параметры для которой нельзя получить из обычного семейства характеристик, в частности это имеет место при очень низких напряжениях на коллекторе (до 1 в) и эмиттерном токе до $0,1\text{ ма}$. Все динамические измерения производятся для схемы с общим эмиттером. Прибор состоит из следующих конструктивных частей: измерительного моста, генератора на 1 кГц , индикатора нуля (усилитель со стрелочным прибором) и выпрямителя. Прибор позволяет измерять все h - и Y -параметры по переменному току в области низких частот для схемы с общим эмиттером.

Рабочая точка измеряемого транзистора может быть установлена в любом месте между значениями коллекторного напряжения $0 \div 30\text{ в}$ и эмиттерного тока $0 \div 5\text{ ма}$. Наряду с параметрами по переменному току можно также измерить важнейшие значения постоянных токов в запирающих слоях транзистора; тем самым производят определение обратных токов коллектора и эмитте-

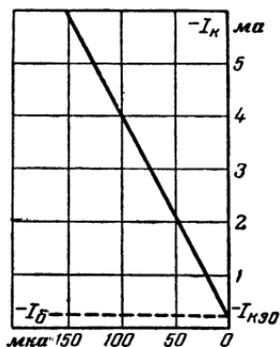


Рис. 1-20. Изменение тока коллектора в зависимости от тока базы.

ра, а также соответствующих обратных напряжений.

В качестве измерительной схемы для h - и Y -параметров была выбрана мостовая схема, потому что она, несмотря на большое число диапазонов измерений, позволяет осуществить относительно простую конструкцию. Кроме того, при этом методе измерения результат измерения не зависит от колебаний напряжения сети, измеряемого напряжения и изменения усиления измерительного усилителя. Области измерения, соответствующие динамическим характеристикам, сведены в табл. 1-1.

Таблица 1-1

**Диапазоны динамических измерений прибора
„Телетранс I“**

Измеряемое значение	Диапазоны измерения
Входное сопротивление при коротком замыкании $h_{11}(1/Y_{11})$, <i>КОМ</i>	0—3, 0—10, 0—30
Крутизна $S(Y_{21})$, <i>ма/в</i>	0—30, 0—100, 0—300
Коэффициент усиления по току $h_{21}(x)$	0—30, 0—100, 0—300
Внутреннее сопротивление при холостом ходе $1/h_{22}$, <i>КОМ</i>	0—100, 0—300, 0—1 000
Внутреннее сопротивление при коротком замыкании $1/Y_{22}$, <i>КОМ</i>	0—100, 0—300, 0—1 000
Коэффициент обратной передачи по напряжению h_{12}	0— $1 \cdot 10^{-4}$, 0— $1 \cdot 10^{-3}$, 0— $1 \cdot 10^{-2}$
Крутизна обратной передачи $S_{o.п}(Y_{12})$, <i>мка/в</i>	0—1, 0—3, 0—10

При применении транзистора в высокочастотных усилителях расчет целесообразнее проводить с использованием крутизны S , а не коэффициента усиления по току h_{21} . Для определения крутизны при известном переменном входном напряжении измеряется выходной ток в режиме короткого замыкания по падению напряжения на достаточно малом сопротивлении.

Для установления рабочей точки при измерении параметров высокочастотных транзисторов рекомендуется схема, показанная на рис. 1-21. В этой схеме можно осуществить непрерывную установку эмиттерного тока до 5 ма и коллекторного напряжения до 50 в. Для случая $Y_{12} \ll Y_{21}$ крутизна определяется выражением:

$$Y_{21} \approx S = \frac{|di_k|}{|du_b|_{U_k = \text{const}}} . \quad (1-21a)$$

Для достаточно малых динамических величин, при которых искажения в транзисторе отсутствуют, будет справедливо выражение

$$Y_{21} \approx S = \left| \frac{i_k}{u_b} \right|_{U_k = 0} . \quad (1-21б)$$

При известном переменном напряжении на базе переменный коллекторный ток определяет значение крутизны. Коллекторный переменный ток i_k при коротком замыкании легко определяется по падению напряжения на малом по сравнению с внутренним сопротивлением транзистора дополнительном сопротивлении R_k (около $10 \div 100$ ом). При этом получается линейная зависимость между крутизой и падением напряжения u :

$$S = \frac{u}{R_k u_b} = k u . \quad (1-22)$$

Для того чтобы измерить крутизну S высокочастотного транзистора, на базу нужно подать постоянное значение напряжения соответствующей высокой частоты и определить падение напряжения u на сопротивлении R_k . Переменное напряжение на базе выбирается обычно порядка 1 мв, чтобы избежать искажений в транзисторе. Эмиттер необходимо тщательно зашунтировать для того, чтобы не получить при измерении ошибки, обусловленной нежелательным действием обратной связи.

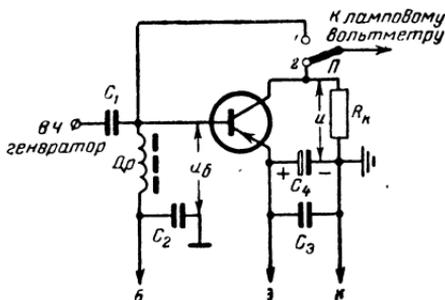


Рис. 1-21. Схема для измерения крутизны транзистора на высокой частоте.

Если выбрать, например, $R_K = 100 \text{ ом}$ и переменное напряжение на базе $u_b = 1 \text{ мв}$, то в этом случае крутизна транзистора будет равна:

$$S = \frac{u}{100 \cdot 1 \cdot 10^{-8}} = 10 \cdot u \text{ [ма/в]}.$$

Здесь u выражено в милливольтях.

С помощью высокочастотного лампового вольтметра устанавливают напряжение на базе $u_b = 1 \text{ мв}$, при этом переключатель Π находится в положении 1; этим же вольтметром измеряют крутизну S (переключатель в положении 2). Для измерения входного сопротивления на высокой частоте целесообразно применять метод за-

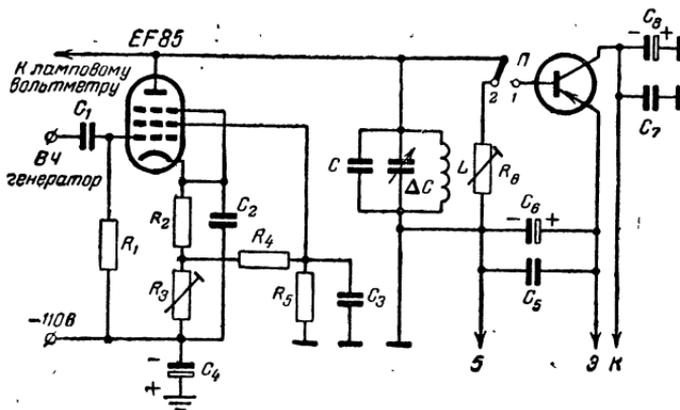


Рис. 1-22. Схема для измерения входного сопротивления на высокой частоте.

мещения (рис. 1-22). К колебательному контуру L ($C + \Delta C$), который вначале шунтируется действительной частью входного сопротивления транзистора $h_{11} = 1/Y_{11}$, подключают параллельно вместо измеряемого транзистора переменное сопротивление R_6 , которое после подстройки емкости колебательного контура ΔC устанавливают в таком положении, чтобы вносимое в контур затухание было таким же, как и в случае подключения входного сопротивления транзистора. Значение устанавливаемого сопротивления соответствует тогда входному сопротивлению транзистора h_{11} , в то время как разность емкости ΔC соответствует входной емкости

транзистора $C_{вх}$. Для избежания ошибки при измерении калибровку переменного сопротивления R_6 нужно производить на соответствующей частоте измерения.

Подобным методом можно определить также выходную проводимость $Y_{22} = \Delta h/h_{11}$ и выходную емкость $C_{вых}$. Так как выходная проводимость почти на два порядка меньше по сравнению со входной проводимостью Y_{11} ,

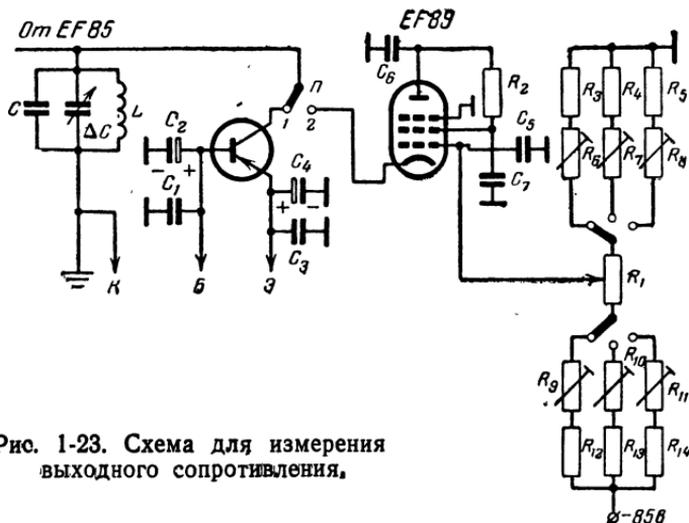


Рис. 1-23. Схема для измерения выходного сопротивления.

а сопротивление соответственно на два порядка больше, то лучше применять вместо сравнивающего сопротивления R_6 пентод, работающий в схеме с общей сеткой (рис. 1-23). Крутизна лампы при помощи смещения на сетке (три ступени делителя напряжения для входных сопротивлений лампы 0—10, 10—100 и 100—1000 ком) изменяется в широких пределах. Очевидно, при такой схеме необходимо иметь все напряжения питания стабилизированными с тем, чтобы колебание сетевого напряжения не сказывалось на величине напряжения сеточно-го смещения лампы EF89. Измерения Y_{22} и $C_{вых}$ осуществляются аналогично вышеописанным измерениям h_{11} и $C_{вх}$.

Для измерения комплексного коэффициента обратной передачи высокочастотного транзистора используют мостовую схему, изображенную на рис. 1-24. В этой схеме обратная связь компенсируется параллельно включенными переменными емкостью C и сопротивлени-

ем R . Но так как в общем случае трудно выполнить трансформатор с постоянным коэффициентом трансформации в области частот до 10 Мгц , рекомендуется схема, выполненная без трансформатора (рис. 1-25), которая применяется для измерения $R_{o.c}$ и $C_{o.c}$. Анодное сопротивление R_5 лампы ECC81 должно быть очень малым (около 10 ом) с тем, чтобы переменное напряжение на

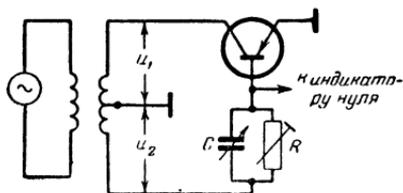


Рис. 1-24. Схема для измерения комплексного коэффициента обратной передачи.

аноде не зависело от сопротивления R . Обе половины лампы ECC81 включены параллельно. Подстроечный конденсатор C служит для компенсации емкости выводов и схемы.

Новые американские испытательные приборы для транзисторов работают по схеме, принцип работы которой поясняется на рис. 1-26. При отключенном положении выключателя B_k база транзистора разомкнута, а источник напряжения, промежуток коллектор—эмиттер, измерительный прибор и добавочное сопротивление R_1 образуют замкнутую цепь. В таком положении выключателя измеряют обратный коллекторный ток транзистора. При замкнутом положении переключателя B_k в зависи-

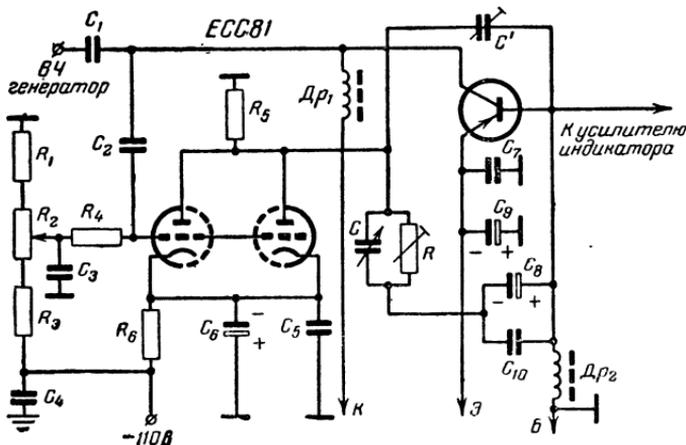


Рис. 1-25. Улучшенная схема для измерения комплексного коэффициента обратной передачи.

мости от величины сопротивления R_2 протекает базовый ток, вызывающий у нормально работающего транзистора увеличение коллекторного тока, которое можно измерить.

Для того чтобы можно было испытывать транзисторы как типа $p-n-p$, так и $n-p-n$, необходимо выполнить испытательный прибор по схеме, изображенной на рис. 1-27. Для контроля напряжения батареи эмиттер и коллектор соединяются выключателем $Bк_1$ через сопротивление 600 ом .

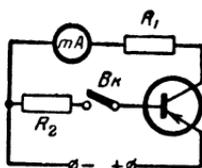


Рис. 1-26. Схема испытательного прибора для транзисторов.

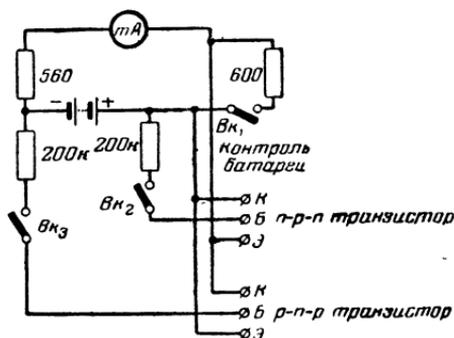


Рис. 1-27. Испытательный прибор.

Для того чтобы быстро судить о свойствах транзистора, применяют приборы с электронно-лучевой трубкой, на экране которой получается изображение семейства характеристик. В общем случае ограничиваются изображением семейства характеристик $I_k - I_b$ и $I_k - U_b$ при токе базы I_b в качестве параметра.

Блок-схема прибора для получения характеристик показана на рис. 1-28. Переменное напряжение в виде полуволн синусоидального напряжения прикладывается к коллектору испытуемого транзистора. Такое же напряжение подается и на вертикально-отклоняющие пластины осциллографа. Соответственно каждому полупериоду синусоидального напряжения, эмиттерный ток от источника I повышается степенями до заданного значения. При этом изменение коллекторного тока измеряется как падение напряжения на малом сопротивлении R и после соответствующего усиления подводится к горизонталь-

ным пластинам осциллографа. В этой схеме получают зависимость $I_K = f(U_K)$ при эмиттерном токе I_0 в качестве параметра. В качестве переменного напряжения исполь-

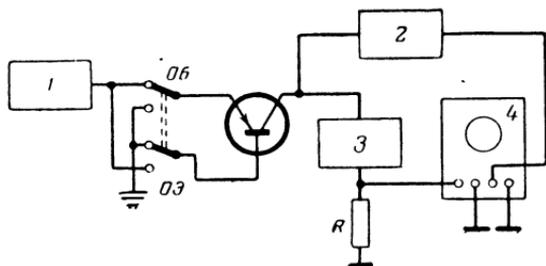


Рис. 1-28. Блок-схема характериографа.

1 — источник ступенчато изменяющегося напряжения; 2 — усилитель постоянного тока; 3 — источник переменного напряжения; 4 — осциллограф.

зуется напряжение сети с частотой 50 гц, которое благодаря двухполупериодному выпрямлению преобразуется в две положительные синусоидальные полуволны, так что при 10 записываемых кривых частота записи изображения получается равной 10 гц.

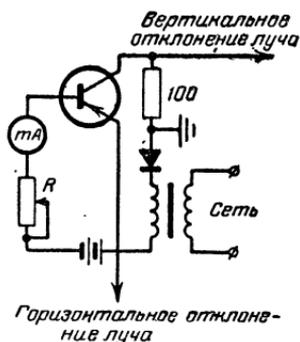


Рис. 1-29. Схема для записи характеристики транзистора.

На рис. 1-29 представлена простая схема для получения характеристик транзистора. С помощью этой схемы можно получить только одну характеристику. Ток в цепи базы и в цепи эмиттера регулируется вручную и контролируется прибором. Коллектор испытываемого транзистора соединяется с сетевым трансформатором через сопротивление 100 ом и диод.

Если требуется получить полное семейство характеристик, то нужно прикладывать к базе (в схеме с общим эмиттером) или к эмиттеру (в схеме с общей базой) напряжение, изменяющееся скачкообразно на одну и ту же величину. Схема генератора напряжения ступенчатой формы показана на рис. 1-30. Лампа L_1 имеет большое

предварительное отрицательное смещение. Короткий положительный импульс всякий раз вызывает увеличение напряжения на конденсаторе C , в результате чего получается напряжение требуемой ступенчатой формы.

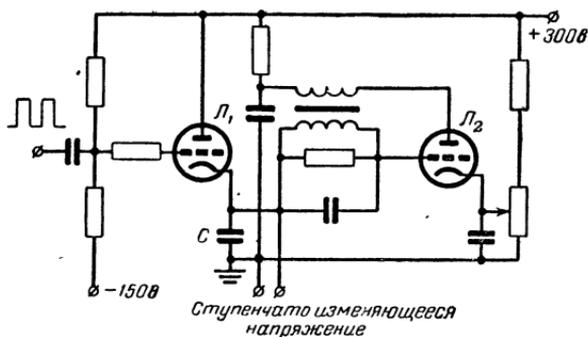


Рис. 1-30. Схема для получения напряжения ступенчатой формы.

Лампа L_2 работает как блокинг-генератор и в данном случае имеет большое отрицательное смещение. Если ступенчато изменяющееся напряжение достигает определенного значения, то блокинг-генератор срабатывает и конденсатор C разряжается через участок сетка—катод лампы L_2 .

1-3. ШУМЫ В ТРАНЗИСТОРАХ

а) Общие соображения

При построении входных каскадов усилителей на транзисторах проблеме шума следует уделять особое внимание. Как и у электронных ламп, шумы в транзисторах возникают по разным причинам. На низких частотах шумы, изменяющиеся пропорционально $\frac{1}{f}$, обусловлены

дробовым эффектом и зависят от процессов, протекающих на поверхности кристалла. Тепловым движением носителей зарядов внутри кристалла создается тепловой шум, примерно постоянный для всех частот и называющийся «белым» шумом.

Эти обе составные части складываются по мощности и дают в итоге общую мощность шума, возникающую в транзисторе:

$$P_{\text{вн}} = 4kT\Delta f, \quad (1-23)$$

здесь k — постоянная Больцмана, равная

$$1,38 \cdot 10^{-23} \text{ вт} \cdot \text{сек} / ^\circ\text{К};$$

T — абсолютная температура, $^\circ\text{К}$;

Δf — исследуемая область частот, *гц*.

Интересующее напряжение шума рассчитывают из уравнения (1-23) и «шумового» сопротивления $R_{\text{ш}}$:

$$u_{\text{ш}} = \sqrt{P_{\text{вн}} R_{\text{ш}}} = 2\sqrt{kT\Delta f R_{\text{ш}}}. \quad (1-24)$$

Если обозначить максимальное значение мощности шумов, поступающее на вход транзистора с генератора сигнала (предварительной ступени, антенны и т. д.) и отнесенное к входному сопротивлению, через $P_{\text{ш}}$, то коэффициент шума определится как

$$F = 1 + \frac{P_{\text{вн}}}{P_{\text{ш}}}. \quad (1-25)$$

Для практических расчетов имеет важное значение отношение сигнала к шуму ξ , определяемое как

$$\xi = \frac{U_1}{u_{\text{ш}}}, \quad (1-26)$$

где U_1 — эффективное значение напряжения на входе транзистора.

Величина дробового шума в нижнем диапазоне частот (верхняя граница $f_{\text{в}}$ этого диапазона сильно колеблется в зависимости от величины коллекторного тока и лежит в диапазоне 1—20 *кГц*) обратно пропорциональна частоте. В этой области действительно соотношение

$$P_{\text{вн}} = P_{\text{вн}f_{\text{в}}} \left(\frac{f_{\text{в}}}{f} \right)^n. \quad (1-27)$$

При этом показатель степени n лежит в пределах 0,7—1. Обычно мощность шума определяется на частоте $f_0 = 1$ *кГц*:

$$P_{\text{вн}} \approx P_{\text{вн}f_0} \left(\frac{f_0}{f} \right) \quad (1-28)$$

(здесь $n \approx 1$).

Максимальное значение мощности шума, отнесенное к ширине полосы пропускания 1 $\kappa\text{ц}$, определяет предельную чувствительность. Имеем

$$\frac{dP_{\text{ш}}}{df} = kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ вт} \cdot \text{сек} \text{ (при } 17^\circ \text{C)}. \quad (1-29)$$

При этом для белого шума

$$P_{\text{ш}} = kT_0 \Delta f = kT_0 (f_2 - f_1); \quad (1-30)$$

$$\frac{P_{\text{вн}}}{P_{\text{вн}f_0}} = \frac{f_0}{\Delta f} \ln \left(\frac{f_1 + \Delta f}{f_1} \right) = \frac{f_0}{\Delta f} \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right). \quad (1-31)$$

Для малой полосы пропускания отсюда получаем значение коэффициента шума

$$F = 1 + (F_0 - 1) \frac{f_0}{\Delta f} \ln \left(\frac{f_1 + \Delta f}{f_1} \right); \quad (1-32)$$

здесь F_0 обозначает коэффициент шума на частоте 1 $\kappa\text{ц}$. Отношение сигнал/шум ξ , определяемое по уравнению (1-26), можно записать в виде:

$$\xi = \frac{U_1}{\sqrt{r_{\text{вх}} k T_0 F \Delta f}} \quad (1-33)$$

(здесь $r_{\text{вх}}$ — входное сопротивление транзистора).

Если выразить ξ через напряжение генератора $U_{\text{Г}}$ (эффektivное значение), то получим соответственно:

$$\xi = \frac{r_{\text{вх}}}{r_{\text{вх}} + r_{\text{Г}}} \frac{U_{\text{Г}}}{\sqrt{r_{\text{вх}} k T_0 F \Delta f}}, \quad (1-33a)$$

где $r_{\text{Г}}$ — внутреннее сопротивление генератора.

Входные ступени на транзисторах должны работать с возможно меньшими коллекторными напряжениями и токами, так как с ростом коллекторного напряжения шум значительно возрастает.

Коэффициент шума транзистора можно рассчитать на основании следующей эквивалентной схемы (рис. 1-31).

Отдельными источниками шума являются:

$u_{\text{ш.б}}$ — напряжение шума базового сопротивления;

$i_{\text{ш.р}}$ — шум, обусловленный распределением тока;

$i_{\text{ш.э}}$ — шум эмиттера;

$i_{\text{ш.к0}}$ — шум, обусловленный обратным током коллектора.

Наряду с условием согласования транзистора с сопротивлением генератора по мощности имеется еще «условие согласования по шумовому напряжению». Минимальное значение коэффициента шума получается при некотором значении внутреннего сопротивления генератора $r_{г}$, которое лежит выше значения входного сопротивления $r_{вх}$ транзистора (т. е. $F_{мин}$ получается для $r_{г} > r_{вх}$). Оптимальное внутреннее сопротивление генератора $r_{г.опт}$, являющегося источником сигнала, определяется из уравнения:

$$r_{г.опт} = \frac{1}{\sqrt{G_{ш}^2 + \frac{G_{ш}}{R_{ш}}}}. \quad (1-37)$$

Здесь $R_{ш}$ — эквивалентное сопротивление шума, а $G_{ш}$ — эквивалентная проводимость шума ($G_{ш}$ не равна $\frac{1}{R_{ш}}$!).

Для транзистора ОС603, например, при средней рабочей частоте 3 кГц и $-I_{к} = 1$ ма $R_{ш} = 200$ ом и $G_{ш} = 0,9 \cdot 10^{-8}$ мо. Подставив эти значения в уравнение (1-37), получают выражение для оптимального внутреннего сопротивления генератора:

$$r_{г.опт} = \frac{1}{\sqrt{(0,81 + 4,5) \cdot 10^{-8}}} = 435 \text{ ом}.$$

Итак, если генератор, включенный на входе транзистора, будет иметь фактическое внутреннее сопротивление $r_{г.опт} = 435$ ом, то в этом случае получается наименьшее достижимое значение коэффициента шума F . Согласно уравнению, полученному Шубертом, его приближенное значение равно:

$$F_{мин} = 1 + 2R_{ш} \left(G_{ш} + \frac{1}{r_{г.опт}} \right). \quad (1-38)$$

В рассмотренном примере для транзистора ОС603 коэффициент шума равен:

$$F_{мин} = 1 + 2 \cdot 200 \left(0,9 \cdot 10^{-8} + \frac{1}{435} \right) = 2,28.$$

Этому отношению соответствует относительный уровень 3,6 дб.

Для разграничения «белого» шума и дробового шума нужно знать среднюю частоту, т. е. среднее значение полосы частот сигналов, пропускаемых через усилитель. При упрощенном подходе, т. е. в предположении прямоугольной формы кривой полосы пропускания (нижняя граничная частота f_1 и верхняя граничная частота f_2), средняя граничная частота равна:

$$f_{\text{ср}} = \frac{f_2 - f_1}{\ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}. \quad (1-39)$$

Если для усилительной ступени значение средней частоты, рассчитанное по формуле (1-39), лежит ниже 2 кГц, то работа происходит в области дробового шума и мощ-

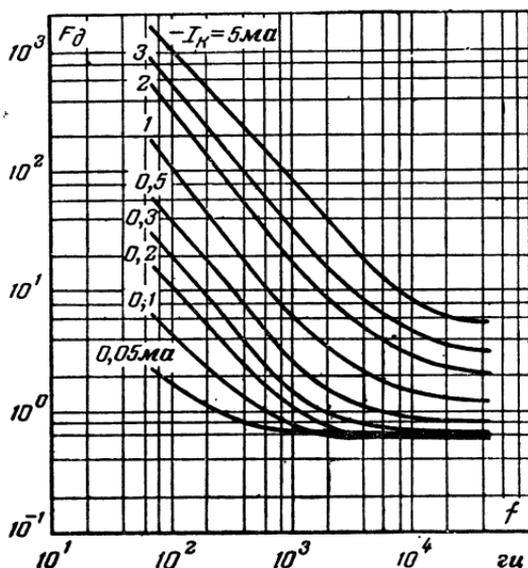


Рис. 1-32. Дополнительный коэффициент шума в зависимости от частоты и коллекторного тока для транзистора ОС603 в схеме с общим эмиттером.

ность шума определяется из выражений (1-27) и (1-28). При значении $f_{\text{ср}} > 2$ кГц, т. е. при работе в области «белого» шума, коэффициент шума определяется из уравнения (1-36). Так как для достижения малого коэффи-

циента шума работают с очень малым коллекторным током ($|I_K| < 0,5 \text{ ма}$), то можно с достаточной точностью принять частоту 2 кгц в качестве границы между областями дробового и «белого» шума.

Переход из области дробового шума в область «белого» шума показан на рис. 1-32, где представлен дополнительный коэффициент шума $F_d = F - 1$ для транзистора

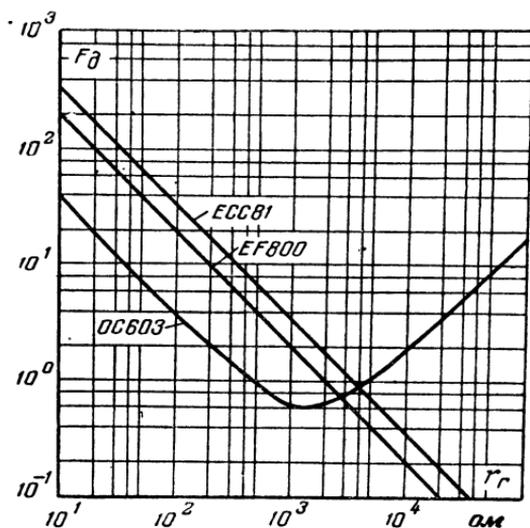


Рис. 1-33. Сравнение дополнительного коэффициента шума транзистора и электронной лампы.

ОС603 в схеме с общим эмиттером при $-U_{кэ}=1 \text{ в}$ и внутреннем сопротивлении $r_r=2 \text{ ком}$ в зависимости от различных значений коллекторного тока $-I_K$. Очевидно, что при малых коллекторных токах на частотах выше 2 кгц дополнительный коэффициент шума остается приблизительно постоянным. В области дробового шума, напротив, он растет пропорционально $1/f$.

По шумовым свойствам транзисторы отличаются от ламп. Это обстоятельство следует особенно учитывать при проектировании входных каскадов. На рис. 1-33 представлен дополнительный коэффициент шума F_d транзистора ОС603 в схеме с общим эмиттером при $-U_{кэ}=1 \text{ в}$, $-I_K=0,1 \text{ ма}$ на частоте $f=3 \text{ кгц}$ в зависимо-

сти от внутреннего сопротивления генератора r_r . Для сравнения здесь же показан дополнительный коэффициент шума для двойного триода ЕСС81 и пентода EF800, работающего в триодном режиме, в зависимости от внутреннего сопротивления генератора для той же частоты. В области низких частот для триода справедливо соотношение:

$$F_d = \frac{r_{\text{экв}}}{r_r},$$

где $r_{\text{экв}}$ — эквивалентное шумовое сопротивление лампы. На низких частотах у ламп также имеются шумы, обусловленные дробовым эффектом.

Из рис. 1-33 видно, что там, где имеется низкоомный источник сигнала и где не используется трансформатор, транзисторный каскад (особенно во входной ступени) может обеспечить меньший коэффициент шума по сравнению с лампой. Если, напротив, внутреннее сопротивление генератора благодаря трансформатору с достаточно большим коэффициентом трансформации, включенному между генератором и первым усилительным каскадом, достаточно велико, то по шумовым свойствам лампа будет превосходить транзистор. Таким образом, вопрос об использовании лампы или транзистора для достижения минимальных шумов в значительной степени зависит от величины внутреннего сопротивления генератора.

б) Измерение шума

Для описания электрических характеристик транзистора его можно представить в виде эквивалентной схемы из двух включенных последовательно и встречно диодов D_a и D_k (рис. 1-34). При этом D_a работает в прямом направлении, а D_k — в обратном (запирающем). В противоположность вакуумным диодам кристаллический диод шумит также и в запирающем направлении.

Рис. 1-34. Эквивалентная схема транзистора в виде двух диодов.

Постоянный ток диода можно представить следующим уравнением:

$$I_{\text{общ}} = I_1 - I_2 = I_0 \left(e^{\frac{eU}{kT}} - 1 \right). \quad (1-40)$$

Оба тока I_1 и I_2 текут в противоположных направлениях и компенсируются тогда, когда действующее напряжение $U=0$. Ток I_1 преобладает при напряжении, приложенном в прямом направлении, в то время как при напряжении обратной полярности величиной $-I_1$ по отношению к I_2 можно пренебречь, так что в этом случае $I_0=I_2$. Однако здесь нужно подчеркнуть, что оба тока создают шумы независимо друг от друга.

Учитывая, что

$$|i_1|^2 = 2eI_1\Delta f; \quad (1-41)$$

$$|i_2|^2 = 2eI_2\Delta f, \quad (1-42)$$

получаем, что общий ток равен

$$i_{\text{общ}}^2 = |i_1|^2 + |i_2|^2 = 2e(I_1 + I_2)\Delta f. \quad (1-43)$$

Шумы четырехполюсника выражаются через коэффициент шума F . Если обозначить имеющуюся мощность сигнала на выходе четырехполюсника через $P_{\text{вых}}$, мощность шума на выходе четырехполюсника $P_{\text{ш.вых}}$, мощность сигнала на входе четырехполюсника $P_{\text{вх}}$ и мощность шума на входе четырехполюсника $P_{\text{ш.вх}}$, то можно получить одно из многих возможных определений коэффициента шума

$$F = \frac{P_{\text{вх}}/P_{\text{ш.вх}}}{P_{\text{вых}}/P_{\text{ш.вых}}}. \quad (1-44)$$

При этом мощность шума зависит от частоты и ширины полосы пропускания.

Способ, применяемый для измерения шума транзистора, основывается на использовании уравнения (1-44), которое упрощают заменой $P_{\text{вых}}/P_{\text{ш.вых}}=1$; таким образом, на выходных клеммах производится сравнение мощности сигнала и шума. В этом случае измерение коэффициента шума заключается в определении отношения

$$F = \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{ш.вх}}}. \quad (1-45)$$

Эта простая формула показывает, что коэффициент шума равен отношению мощности сигнала к мощности

шума на входе четырехполюсника, если соответствующее отношение на выходных зажимах равно 1.

Для проведения измерения требуется эталон шума, за который можно взять, например, омическое сопротивление, на клеммах которого имеется эталонное напряжение шума

$$u_{ш} = \sqrt{4kTR\Delta f},$$

где R — шумовое сопротивление. При этом неизвестный измеряемый источник шума необходимо сравнивать с шумом эталонного переменного сопротивления R до тех пор, пока эти напряжения не станут одинаковыми. По величине шумового сопротивления можно непосредственно определить шумы исследуемого транзистора или схемы на транзисторе.

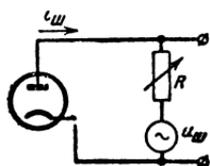


Рис. 1-35. Эквивалентная схема шумового диода.

На практике, однако, применяют в качестве эталона не омическое сопротивление, а так называемый шумовой диод, который подобно ламповому диоду выполняется с вольфрамовым катодом прямого накала. Ток насыщения I_s шумового диода содержит точно определенную часть шумового тока. Шумы диода описываются уравнением

$$i_{ш}^2 = 2eI_s\Delta f$$

[см. уравнения (1-41), (1-42)].

Эквивалентная схема шумового диода для переменного тока показана на рис. 1-35. Здесь $i_{ш}$ — шумовой ток диода и $u_{ш}$ — тепловое напряжение шума, которое выделяется на сопротивлении R . В качестве мощности сигнала следует рассматривать мощность шума, получаемую от эталона, в то время как $P_{ш.вх}$ — тепловая мощность шума, которая выделяется на имеющихся в схеме сопротивлениях (например, на R). Внутренним сопротивлением диода по отношению к R при этом можно пренебречь. В общем случае условия согласования на входе и выходе транзистора выполнить трудно, так как входное сопротивление зависит от выбора рабочей точки и от величины сопротивления нагрузки. Кроме того, входное сопротивление транзистора зависит от частоты. При

этом мощность на входе должна умножаться на множитель

$$\kappa^2 = \frac{4R_{вх}R}{(R_{вх} + R)^2} \quad (1-46)$$

Сопротивления $R_{вх}$ и R взяты из принципиальной схемы, изображенной на рис. 1-36. Подстановкой уравнения (1-46) в уравнение (1-44) или в уравнение (1-45) можно убедиться, что множитель κ^2 появляется как в числителе, так и в знаменателе выражения для F , таким образом он исключается.

Измерение проводится следующим образом. При холодном шумовом диоде мощность шума, имеющаяся на входе, передается на выход. При этом она складывается с мощностью шума транзистора, так что на выходе по-

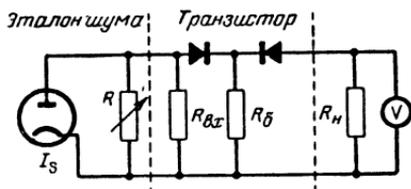


Рис. 1-36. Принципиальная схема устройства для измерения шума транзистора.

является мощность шума $P_{ш.вых}$. На сопротивлении нагрузки $R_{н}$ (рис. 1-36) возникает шумовое напряжение $u_{ш.вых}$, которое замеряется вольтметром V . Теперь от шумового диода, являющегося источником мощности сигнала $P_{вх}$, на вход транзистора подают такой ток I_s , чтобы измерительный прибор показал значение в $\sqrt{2}$ большее, т. е. $u'_{ш.вых} = \sqrt{2}u_{ш.вых}$. Теперь общая мощность на выходных клеммах равна:

$$P_{общ} = P_{вых} + P_{ш.вых}$$

Если сопротивление нагрузки во время измерения остается постоянным, то тогда

$$P_{общ} = (u'_{ш.вых})^2/R_{н} = 2u_{ш.вых}^2/R_{н} = 2P_{вых} = 2P_{ш.вых}$$

Но это означает, что

$$P_{вых} = P_{ш.вых} \quad \text{или} \quad P_{вых}/P_{ш.вых} = 1.$$

При практическом измерении шума требуется очень много времени для того, чтобы точно установить значение $u'_{ш.вых} = \sqrt{2}u_{ш.вых}$, особенно тогда, когда собствен-

ные шумы транзистора, подлежащие измерению, настолько велики, что напряжения, полученного от шумового эталона, недостаточно для того, чтобы получить удвоенную мощность на выходе. Тогда измерение можно провести другим путем.

Заменяем

$$\frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{ш.вых}}} = x^2 \quad \text{и} \quad \frac{u'_{\text{ш.вых}}}{u_{\text{ш.вых}}} = y.$$

На сопротивлении $R_{\text{н}}$ выделяется мощность

$$P_{\text{общ}} = P_{\text{вых}} + P_{\text{ш.вых}} = P_{\text{ш.вых}} (1 + x^2)$$

или квадрат отношения напряжений соответствует выражению

$$\left(\frac{u'_{\text{ш.вых}}}{u_{\text{ш.вых}}} \right)^2 = y^2 = 1 + x^2.$$

Из этого уравнения следует, что $x^2 = y^2 - 1$ и, наконец,

$$F = \frac{P_{\text{вых}}/P_{\text{ш.вых}}}{y^2 - 1} = \frac{eI_s R}{2kT(y^2 - 1)}. \quad (1.47)$$

При $\frac{e}{2kT} = 20$ (размерность $1/\theta$)

$$F = \frac{20I_s R}{y^2 - 1}. \quad (1.47a)$$

Эталон шума, используемый для определения коэффициента шума транзисторов, показан на рис. 1-37. С помощью потенциометра R_3 производится грубая регулировка тока накала, а потенциометром R_4 — точная регулировка, тем самым регулируется диодный ток I_s . Диодный ток отсчитывают по показанию прибора, имеющего несколько диапазонов. Рекомендуется в качестве источников питания (напряжение накала, анодное напряжение) использовать батареи для того, чтобы избежать колебаний напряжения, которые могут возникнуть при работе от выпрямителя. Ток насыщения I_s должен быть достаточно стабильным. Сопротивление нагрузки диода R целесообразно составить из декадных сопротивлений. Шумовое напряжение подается на транзистор через конденсатор связи C_2 , который должен иметь высо-

кое сопротивление изоляции с тем, чтобы постоянный ток не попадал во входную цепь транзистора и не изменял при этом положение рабочей точки.

Измерение шумового напряжения транзисторов целесообразно производить после усиления для того, чтобы отсчитывать малые напряжения с большой точностью. Подобный измерительный усилитель должен иметь высокий коэффициент усиления, незначительные собственные шумы и требуемую полосу пропускания. Между эта-

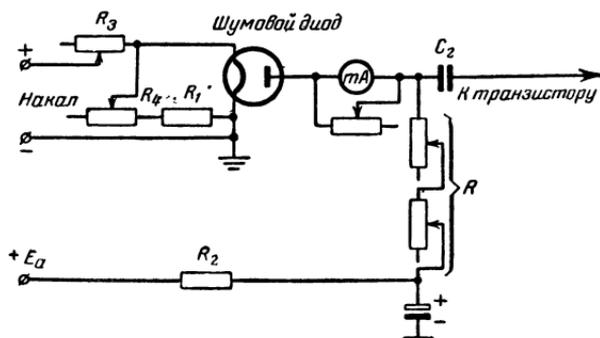


Рис. 1-37. Схема эталона шума.

лоном шума и измерительным усилителем включается исследуемая схема на транзисторе. При этом необходимо иметь возможность измерения коэффициента шума в схемах с общей базой и общим эмиттером.

Рекомендуемая схема для измерения коэффициента шума в схеме с общей базой показана на рис. 1-38. Для того чтобы получить коэффициент шума транзистора в схеме с общим эмиттером, нужно во входной цепи изменить только полярность батареи. Коэффициент шума зависит, кроме транзистора, еще и от схемы; в схеме с обратной связью коэффициент шума принимает, например, другое значение по сравнению со схемой без обратной связи. Внешними элементами схемы измеряемого транзистора являются внутреннее сопротивление генератора R_T и сопротивление нагрузки R_N . При этом сопротивление нагрузки R_N , которое шумит относительно мало, не влияет на величину коэффициента шума. Приблизительно можно считать, что коэффициент шума не зависит также от величины сопротивле-

ния R_r (для $R_r = 500 \div 1500$ ом для трех основных схем включения транзистора). При измерении нужно, очевидно, позаботиться о том, чтобы измерения проводились при одинаковой температуре кристалла, так как коэффициент шума несколько зависит от температуры; в общем случае он увеличивается с повышением температуры.

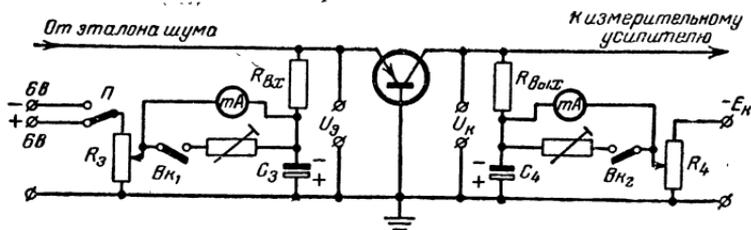


Рис. 1-38. Схема для измерения шума транзистора в схеме с общей базой.

Очень важно знать связь между коэффициентом шума и рабочей точкой. Можно сказать, что при умелом выборе рабочей точки транзистора коэффициент шума удастся свести к минимуму. До определенного коллекторного напряжения $-U_{кэ}$ коэффициент шума транзистора почти не зависит от коллекторного напряжения. При увеличивающемся коллекторном напряжении и постоянном значении коллекторного тока происходит быстрое повышение коэффициента шума; в этой рабочей точке транзистор не может применяться для усиления малых сигналов.

в) Малошумящие входные ступени низкой частоты

Если от входной ступени усилителя низкой частоты требуется одновременно большое усиление мощности и незначительный коэффициент шума, то из трех возможных схем включения наиболее пригодной оказывается схема с общим эмиттером. При согласовании по мощности на входной и выходной стороне каскад, собранный по схеме с заземленным эмиттером, имеет усиление по мощности

$$K_p = \frac{\alpha_a}{4h_{12a}}, \quad (1-48)$$

где α_3 означает коэффициент усиления по току, а h_{123} — коэффициент обратной передачи по напряжению (проницаемость транзистора).

Если обозначить через r_6 сопротивление базы, которое у малощумящих триодов лежит в пределах 50—300 *ом* (у транзистора ОС603, например, $r_6 \approx 100$ *ом*), через $I_{к0}$ обратный ток коллектора и через α_3 коэффициент усиления по току в схеме с заземленным эмиттером, то оптимальное значение коллекторного тока, при котором коэффициент шума получается минимальным, будет равно:

$$I_{к.опт} = 0,112 \sqrt{\alpha_3 \frac{I_{к0}}{r_6}}. \quad (1-49)$$

Генератор управляющего сигнала должен иметь при этом внутреннее сопротивление

$$r_{г.опт} = 0,223 \sqrt{\frac{r_6}{I_{к0}}}. \quad (1-50)$$

Входная ступень, рассчитанная таким способом, будет иметь достижимое значение дополнительного коэффициента шума

$$F_{д.опт} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_3}} + \frac{1}{\alpha_3} + 9 \sqrt{r_6 I_{к0}}. \quad (1-51)$$

Коэффициент шума получается тогда равным

$$F_{опт} = F_{д.опт} + 1. \quad (1-52)$$

Если нужно рассчитать входную ступень усилителя для диапазона частот 20 *гц* ÷ 20 *кгц* с незначительным коэффициентом шума, то прежде всего рассчитывают среднюю частоту, которую с достаточной точностью можно определить по формуле:

$$f_{ср} = \frac{f_в - f_н}{\ln \frac{f_в}{f_н}}. \quad (1-53)$$

Для нашего примера средняя частота равна:

$$f_{ср} = \frac{20\,000 - 20}{\ln 1\,000} = \frac{19\,980}{6,9} = 2\,900 \text{ гц}.$$

Эта частота лежит выше 2 кГц, т. е. в области «белого» шума. Поэтому для расчета можно пользоваться приведенными выше формулами.

Для транзистора ОС603, используемого во входной ступени УНЧ, имеем следующие данные:

$$I_{к0} = 5 \text{ мка}; r_6 = 100 \text{ ом}; \alpha_a = 100.$$

Если работа транзистора происходит при низком коллекторном напряжении (в районе $-U_{кз} = 1 \text{ в}$), то рабочую точку следует выбирать таким образом, чтобы получить оптимальное значение коллекторного тока для достижения минимального коэффициента шума:

$$-I_{к.опт} = 0,112 \sqrt{100 \cdot \frac{5 \cdot 10^{-6}}{100}} = 0,25 \text{ ма.}$$

Генератор сигнала, например микрофон, должен иметь сопротивление

$$r_{г.опт} = 0,223 \sqrt{\frac{100}{5 \cdot 10^{-6}}} = 1000 \text{ ом.}$$

Рассчитанная таким образом ступень имеет согласно уравнению (1-51) дополнительный коэффициент шума

$$F_{д.опт} = \frac{1}{10} + \frac{1}{100} + 9 \sqrt{100 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 0,31$$

и коэффициент шума [см. формулу (1-52)]

$$F_{опт} = 0,31 + 1,0 = 1,31 \text{ (1,2 дб).}$$

Для усилителя со средней частотой, лежащей ниже 2 кГц, т. е. работающего в области дробового шума, справедливыми оказываются несколько иные выражения. В этой области шум становится обратно пропорциональным частоте

$$F_{д} = \kappa \frac{1}{f}. \quad (1-54)$$

В то время как для области «белого» шума коэффициент шума усилительной ступени на транзисторе можно рассчитать, исходя из данных транзистора, сопротивления генератора и коллекторного тока в рабочей точке, в области дробового шума выполнить такой расчет невозможно. Однако этот расчет можно легко произвести с помощью измеренных шумовых характеристик $g_{ш}$ для

входной ступени транзистора. Для транзистора ОС603 (в схеме с общим эмиттером) на рис. 1-39 представлена зависимость между значением шумовой характеристики $g_{ш}$, частотой f и коллекторным током $-I_k$ для

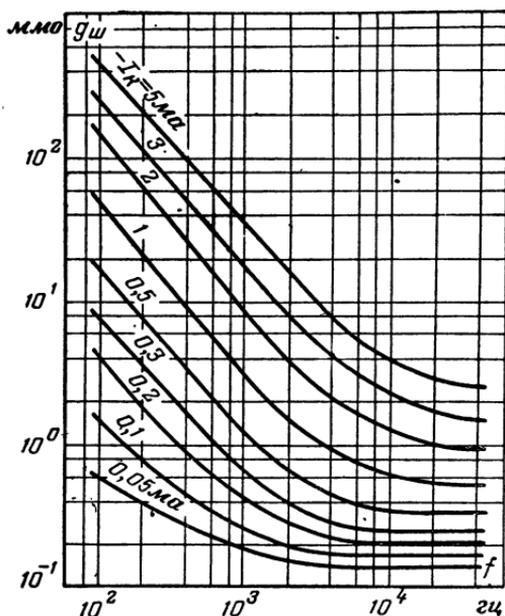


Рис. 1-39. Зависимость шумовой характеристики транзистора ОС603 от частоты и коллекторного тока.

$-U_{кэ}=1$ в. Из кривых видно, что для частот выше 2 кГц значение шумовой характеристики не зависит от частоты («белый» шум).

С помощью шумовой характеристики для определенной средней частоты и определенного коллекторного тока можно рассчитать оптимальное сопротивление генератора из уравнения:

$$r_{г.опт} = \sqrt{r_г \left(r_г + \frac{1}{g_{ш}} \right)} \text{ [ком]}. \quad (1-55)$$

Дополнительный коэффициент шума при этом будет минимальным и равным

$$F_{д.опт} = 2 \left[r_г g_{ш} + \sqrt{r_г g_{ш} (1 + r_г g_{ш})} \right]. \quad (1-56)$$

(В уравнении (1-55) и (1-56) значения $r_б$ подставляются в килоомах.)

Предположим, что нужно спроектировать усилитель с частотной характеристикой, близкой к прямоугольной, для полосы частот $f_n=100$ гц и $f_v=200$ гц. Применяем транзистор ОС603, характеризующийся величинами $r_б=100$ ом и $\alpha_э=100$; коллекторное напряжение должно быть $-U_{кэ}=1$ в. Основным требованием является получение возможно меньшего коэффициента шума. По уравнению (1-53) средняя частота равна:

$$f_{ср} = \frac{200 - 100}{\ln 2} = \frac{100}{0,693} = 144 \text{ гц.}$$

Для этой частоты и коллекторного тока $-I_k=0,05$ ма на рис. 1-39 находят значение $g_{ш}=0,5$ ммо. Из уравнения (1-55) внутреннее сопротивление генератора, соответствующее наименьшему значению коэффициента шума, будет иметь значение:

$$r_{г.опт} = \sqrt{0,1 \left(0,1 + \frac{1}{0,5} \right)} = 0,46 \text{ ком.}$$

При этом из уравнения (1-56) получаем значение дополнительного коэффициента шума

$$F_{д.опт} = 2 [0,1 \cdot 0,5 + \sqrt{0,1 \cdot 0,5 (1 + 0,5 \cdot 0,1)}] = 0,56$$

и далее

$$F_{опт} = 1 + 0,56 = 1,56 \text{ (2 дб).}$$

1-4. УСТАНОВЛЕНИЕ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ ТРАНЗИСТОРА

Для заданной рабочей точки на транзистор необходимо подать соответствующие постоянные напряжения. Установление базового тока и соответственно базового напряжения принципиально возможно либо с помощью добавочного сопротивления, либо с помощью делителя напряжения.

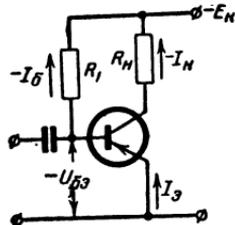


Рис. 1-40. Установка рабочей точки с помощью сопротивления смещения R_1 .

При работе транзистора без эмиттерного сопротивления (рис. 1-40) расчет добавочного сопротивления очень прост.

Напряжение батареи E_k равно сумме напряжения $U_{бэ}$ и падения напряжения на сопротивлении R_1 :

$$E_k = U_{бэ} + R_1 I_б.$$

Отсюда можно определить величину добавочного сопротивления

$$R_1 = \frac{E_k - U_{бэ}}{I_б}. \quad (1-57)$$

При $-E_k = 3$ в, $-U_{бэ} = 0,1$ в и $-I_б = 0,1$ ма величина добавочного сопротивления будет:

$$R_1 = \frac{3 - 0,1}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 29 \text{ ком.}$$

Подобный метод расчета пригоден и для схем с трансформаторной связью (рис. 1-41, а и б).

Если для компенсации температурного влияния в эмиттерную цепь транзистора включают (рис. 1-42)

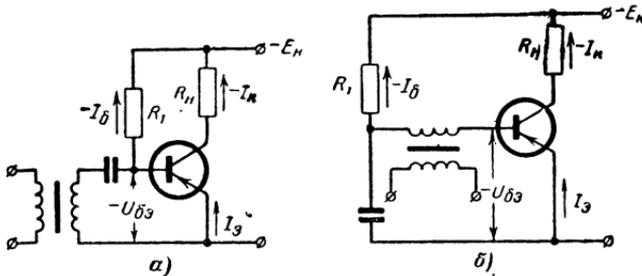


Рис. 1-41. Каскады с трансформаторной связью.

сопротивление $R_э$ (для уменьшения обратной связи это сопротивление можно зашунтировать емкостью), то при расчете добавочного сопротивления R_1 нужно учитывать и влияние $R_э$. При этом напряжение батареи будет равно:

$$E_k = U_{бэ} + R_э I_э + R_1 I_б,$$

а добавочное сопротивление

$$R_1 = \frac{E_k - U_{бэ} - R_э I_э}{I_б}. \quad (1-58)$$

Так как $I_б + I_к + I_э = 0$, то можно вместо уравнения (1-58) написать:

$$R_1 = \frac{E_k - U_{бэ} + R_э (I_б + I_к)}{I_б}. \quad (1-59)$$

С заданными значениями — $I_k = 3 \text{ ма}$ и $R_3 = 1000 \text{ ом}$ получаем:

$$R_1 = \frac{|3 - 0,1 + 1000(0,1 + 3) \cdot 10^{-3}|}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 60 \text{ ком.}$$

Лучшая стабилизация рабочей точки достигается применением базового делителя напряжения (рис. 1-43).

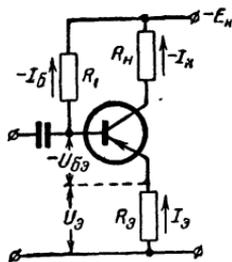


Рис. 1-42. Каскад на транзисторе с сопротивлением в цепи эмиттера.

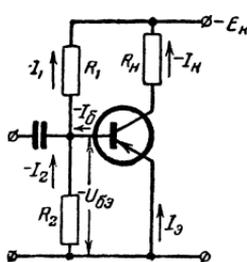


Рис. 1-43. Каскад, стабилизированный с помощью делителя напряжения.

•Для определения сопротивлений R_1 и R_2 составляем уравнения:

$$I_1 = I_2 + I_6; \quad (1-60)$$

$$E_k = U_{63} + R_1 I_1; \quad (1-61)$$

$$I_2 = \frac{U_{63}}{R_2}. \quad (1-62)$$

Из уравнений (1-60), (1-61) и (1-62) получаем:

$$E_k = U_{63} + R_1 (I_2 + I_6);$$

$$E_k = U_{63} + R_1 I_6 + \frac{R_1}{R_2} U_{63};$$

$$E_k = U_{63} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) + R_1 I_6.$$

Отсюда для отношения R_1/R_2 следует:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{E_k - R_1 I_6}{U_{63}} - 1. \quad (1-63)$$

При выборе R_1 нужно обращать внимание на выполнение соотношения

$$R_1 < \frac{E_K}{I_6}, \quad (1-64)$$

для того чтобы значение отношения сопротивлений получалось приемлемым.

Если выбирают $R_1 = 18 \text{ ком}$, то тогда получается при $-E_K = -3 \text{ в}$, $-U_{6a} = 0,1 \text{ в}$ и $-I_6 = 0,1 \text{ ма}$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{3 - 18 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3}}{0,1} - 1 = 11;$$

$$R_2 = \frac{R_1}{11} = \frac{18}{11} = 1,64 \text{ ком.}$$

Если включить эмиттерное сопротивление (рис. 1-44), то будем иметь:

$$E_K = U_{6a} + U_9 + R_1 I_1 \quad (1-65)$$

и с учетом того, что $U_9 = R_2 I_2$,

$$E_K = U_{6a} + R_2 I_2 + R_1 I_1. \quad (1-65a)$$

Далее

$$R_2 I_2 = U_{6a} + R_2 I_2, \quad (1-66)$$

отсюда

$$I_2 = \frac{U_{6a} + R_2 I_2}{R_2}. \quad (1-66a)$$

Подстановкой в уравнение (1-60) последнего соотношения получаем:

$$I_1 = I_6 + \frac{U_{6a} + R_2 I_2}{R_2}, \quad (1-67)$$

кроме того, для тока I_1 из уравнения (1-65a) получается:

$$I_1 = \frac{E_K - U_{6a} - R_2 I_2}{R_1}. \quad (1-68)$$

Приравнявая уравнения (1-67) и (1-68), будем иметь:

$$\frac{U_{6a} + R_2 I_2 + R_2 I_6}{R_2} = \frac{E_K - U_{6a} - R_2 I_2}{R_1}$$

и, наконец, для отношения R_1/R_2 получаем:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{E_K - U_{6a} - R_3 I_a}{U_{6a} + R_3 I_a + R_2 I_b}. \quad (1-69)$$

Принимая $R_3 = 0,5 \text{ ком}$, $R_2 = 5 \text{ ком}$ и значения напряжений и токов из вышеразобранного примера ($I_a \approx -I_K = 3 \text{ ма}$), получим:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{3 - 0,1 - 0,5 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{0,1 + 0,5 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3}} = \frac{2}{3};$$

$$R_1 = \frac{2 \cdot 5 \cdot 10^3}{3} = 3,3 \text{ ком}.$$

1-5. ПРОБЛЕМА СТАБИЛИЗАЦИИ ТРАНЗИСТОРОВ

а) Общие соображения

Одним из важных моментов при проектировании усилительных ступеней на транзисторах является стабилизация выбранной рабочей точки.

Разработанные в ламповой технике способы для стабилизации рабочей точки могут быть применены и для транзисторов. В схеме с общим эмиттером на транзисторе сопротивление эмиттера выполняет приблизительно ту же роль, что и катодное сопротивление в ламповой схеме. Делитель напряжения, применяемый в ламповой технике для установления постоянного напряжения на экранирующей сетке, применяется также и в каскаде на транзисторе для поддержания постоянного потенциала базы. Чем больше ток, текущий через делитель напряжения, тем меньше будет изменение тока вследствие влияния температуры, так как напряжение, действующее между базой и эмиттером, будет изменяться лишь в незначительной степени.

В некоторых случаях целесообразно применять мостовые противофазные схемы стабилизации, которые конструируются таким образом, чтобы полезный сигнал действовал на транзисторы в противофазе, выводя мостовую схему из состояния равновесия; мешающие факторы (колебание рабочей точки вследствие изменения температуры, колебания напряжения питания и т. д.), напротив, действуют на токи транзисторов в фазе и, следовательно, не влияют на уравновешенность моста.

Нестабилизированная схема включения транзистора была показана на рис. 1-40. Стабилизированная ступень, где стабилизация осуществляется с помощью делителя напряжения и сопротивления в эмиттере, изображена на рис. 1-44. Эмиттерное сопротивление может быть зашунтировано конденсатором C_3 с тем, чтобы избежать сильной отрицательной обратной связи по переменному току. Можно разделить также эмиттерное сопротивление на два сопротивления и шунтировать емкостью только одно из этих сопротивлений.

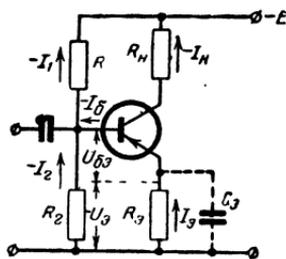


Рис. 1-44. Каскад, стабилизированный с помощью делителя напряжения и эмиттерного сопротивления.

При фиксированном постоянном напряжении на базе вследствие падения напряжения на эмиттерном сопротивлении R_3 возникает последовательная обратная связь по постоянному току. Если теперь по какой-либо причине коллекторный ток будет увеличиваться, то потенциал эмиттера станет перемещаться в область отрицательных значений. Вследствие этого отрицательное напряжение между базой и эмиттером, так же как и ток базы, будет уменьшаться, что в свою очередь приведет к уменьшению коллекторного тока, чем и достигается желаемая стабилизация. При исследовании влияния незашунтированного эмиттерного сопротивления оказывается, что в этом случае происходит уменьшение усиления.

Согласно теории четырехполюсника транзистор с эмиттерным сопротивлением можно представить как последовательное соединение двух четырехполюсников. Если произвести расчеты и обозначить новые h -параметры через H_{12} , H_{21} и т. д., то, обозначив через R_3 чисто омическое сопротивление эмиттера, можно получить:

$$H_{11} = \frac{h_{11} + R_3(1 + h_{21})}{1 + h_{22}R_3};$$

$$H_{12} = \frac{h_{12} + h_{22}R_3}{1 + h_{22}R_3};$$

$$H_{21} = \frac{h_{21} - h_{22}R_3}{1 + h_{22}R_3};$$

$$\left. \begin{aligned} H_{22} &= \frac{h_{22}}{1 + h_{22}R_3}; \\ \Delta H &= R_3 h_{22} + \frac{\Delta h + R_3 h_{12} h_{22}}{1 + R_3 h_{22}}. \end{aligned} \right\} \quad (1-70)$$

Абсолютное значение усиления по напряжению равно:

$$|K_u| = \frac{H_{21}R_H}{H_{11} + \Delta H R_H}. \quad (1-71)$$

Приведенные соотношения действительны для всех видов схем (схемы с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором).

Для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, имеющего $h_{11e} = 1000 \text{ ом}$; $h_{12e} = 2 \cdot 10^{-4}$; $h_{22e} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ мо}$; $\Delta h_e = 42 \cdot 10^{-3}$; $h_{21e} = 40$, нагрузкой которого является сопротивление $R_H = 2000 \text{ ом}$, усиление напряжения согласно уравнению (1-71) будет равно $K_{u0} = 73,6$.

Если теперь согласно уравнениям (1-70) вычислить H -параметры для транзистора с сопротивлением $R_3 = 40 \text{ ом}$ в цепи эмиттера, то получим:

$$\begin{aligned} H_{11e} &= 2641 \text{ ом}; & H_{12e} &= 22 \cdot 10^{-4}; \\ H_{21e} &= 40; & H_{22e} &= 5 \cdot 10^{-5} \text{ мо}; \\ \Delta H_e &= 44 \cdot 10^{-3}. \end{aligned}$$

Для этих значений усиление по напряжению, вычисленное по уравнению (1-71), получается:

$$|K_{u0}| = \frac{40 \cdot 2000}{2641 + 44 \cdot 10^{-3} \cdot 2000} = 29,4.$$

Как видно, усиление стало примерно на 60% меньше, нежели в том случае, когда сопротивление в цепи эмиттера равно нулю.

На рис. 1-45 приведена часто используемая схема параллельной обратной связи. У такой схемы одновременно с увеличением коллекторного тока происходит уменьшение напряжения между коллектором и базой. Стабилизирующий эффект появляется благодаря уменьшению тока базы, протекающего через сопротивление R_6 . К тому же сопротивление R_6 является еще и причиной появления отрицательной обратной связи по перемен-

ному току; величиной R_6 определяется и необходимый ток базы. Сопротивление нагрузки R_n , включенное в цепи коллектора, также принимает участие в стабилизации; это означает, что нагрузка должна иметь сопротивление по постоянному току.

Практическое применение этой простой схемы стабилизации показано на рис. 1-46. Она используется для стабилизации трехкаскадного усилителя в приборе для тугоухих.

При определенных условиях, например, в том случае, когда для достижения большой выходной мощности необходимо полностью использовать все напряжение батареи, включение стабилизирующего сопротивления в цепь эмиттера не рекомендуется. В таком случае целесообразнее использовать температурно-зависимое сопротивление с отрицательным температурным коэффициентом (ОТК). Так, если на рис. 1-44 постоянное сопротивление R_2 заменить сопротивлением с ОТК, то с ростом

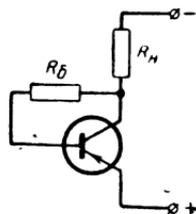


Рис. 1-45. Параллельная обратная связь.

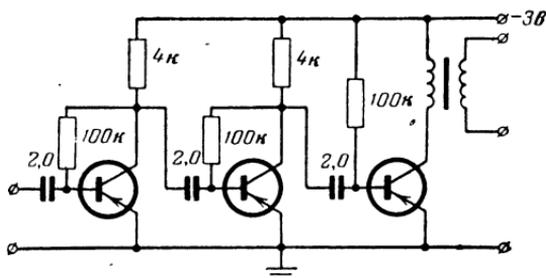


Рис. 1-46. Практическая схема трехкаскадного усилителя.

температуры это сопротивление, а вместе с ним и базовый ток будут уменьшаться; в результате этого уменьшается и коллекторный ток. Так как обычно температура кристалла, мощность и ток коллектора растут с температурой, то благодаря сопротивлению с ОТК будет осуществляться желаемое стабилизирующее действие.

В общем случае для того, чтобы достигнуть определенной температурной характеристики, сопротивление

с ОТК комбинируют с постоянным сопротивлением. Расчет таких схем довольно затруднителен, поэтому задачу следует решать экспериментально.

На рис. 1-47 представлена стабилизация с помощью сопротивления с ОТК в двухтактной оконечной ступени, используемой в карманных приемниках. Для уменьшения нежелательной отрицательной обратной связи через стабилизирующее сопротивление в эмиттере у двухкаскадного усилителя на транзисторах рекомендуется схема, изображенная на рис. 1-48.

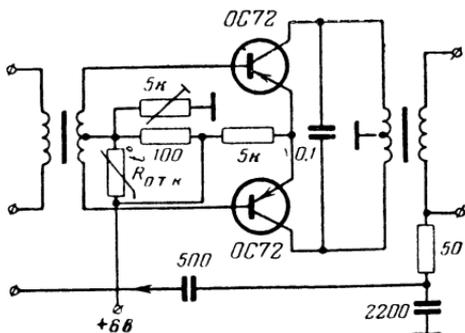


Рис. 1-47. Двухтактная оконечная ступень, стабилизированная сопротивлением с ОТК.

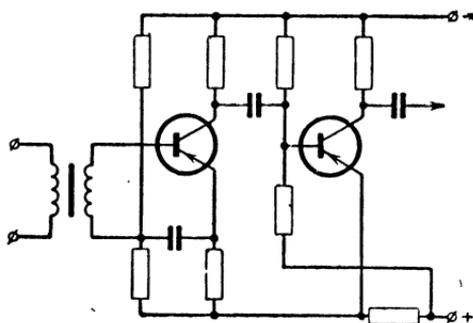


Рис. 1-48. Двухкаскадный усилитель без обратных связей.

Но для всех схем с незашунтированным эмиттерным сопротивлением следует принимать во внимание то, что это сопротивление является частью сопротивления нагрузки. В особенности это следует учитывать при определении оптимального рабочего сопротивления для оконечной ступени большой мощности.

б) Расчет температурной зависимости эмиттерного тока

Как уже упоминалось, германиевые транзисторы не могут работать при повышенных температурах, поскольку с ростом температуры собственная проводимость германия быстро увеличивается и может превзойти примесную проводимость, обуславливающую действие транзистора. Сильно зависит от температуры величина обратного тока коллектора, собственно коллектор-

ный (и эмиттерный) ток, а вместе с ними и коэффициент усиления. Это становится особенно заметным для схемы с заземленным эмиттером. Чем больше коэффициент усиления по току (в схеме с заземленной базой он меньше 1), тем сильнее сказывается температурная зависимость; кроме того, величина ее будет зависеть и от выбранной рабочей точки.

Для достаточно точного расчета стабилизации можно воспользоваться следующей формулой:

$$\Delta I_э = \frac{D_T \Delta T + R_{б1} I_{кб0}^* \Delta F}{R_{э1}}, \quad (1-72)$$

здесь $\Delta I_э$ — изменение эмиттерного тока, а;

D_T — температурная зависимость напряжения между базой и эмиттером (2,5 мВ/град);

ΔT — изменение температуры, °С;

$R_{б1} = R_б + R_{б.вн}$ ($R_б$ — внешнее сопротивление, включенное в цепь базы, $R_{б.вн}$ — внутреннее сопротивление базы);

$R_{э1} = R_э + R_{э.вн}$ ($R_э$ — внешнее, а $R_{э.вн}$ — внутреннее эмиттерное сопротивление);

$I_{кб0}^*$ — величина обратного тока коллектора для температуры, при которой температурный коэффициент $F = 1$;

ΔF — изменение температурного коэффициента F .

Для большинства случаев применения транзисторов можно принять внутреннее сопротивление базы $R_{б.вн} = 0$; величина внутреннего сопротивления эмиттера $R_{э.вн}$ задается соотношением

$$R_{э.вн} = \frac{0,025}{I_э}, \quad (1-73)$$

причем величина $I_э$ подставляется в амперах.

Вместо уравнения (1-73) теперь можно написать:

$$\Delta I_э = \frac{D_T \Delta T + R_б I_{кб0}^* \Delta F}{R_э I_э + 0,025} I_э \quad (1-74)$$

или, переходя к относительным изменениям эмиттерного тока,

$$\frac{\Delta I_3}{I_3} = \frac{D_T \Delta T + R_6 I_{*к60} \Delta F}{0,025 + R_3 I_3}, \quad (1-75)$$

здесь токи выражены в амперах, а сопротивления в омах.

Пусть в схеме на рис. 1-44 $R_1 = 47 \text{ ком}$, $R_2 = 10 \text{ ком}$, $R_3 = 1 \text{ ком}$, $R_4 = 2,2 \text{ ком}$. Определим величину внешнего сопротивления базы

$$R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{47 \cdot 10}{47 + 10} = 8,25 \text{ ком.}$$

Пусть транзистор обладает следующими параметрами (при 20°C):

$$I_3 = 1 \text{ ма}; \quad I_{*к60} = 8 \cdot 10^{-6}; \quad \Delta F = 6.$$

Транзистор должен работать в диапазоне температур от 20°C до 40°C , т. е. $\Delta T = 40 - 20 = 20^\circ \text{C}$. Величину D_T примем равной $2,5 \cdot 10^{-3} \text{ в/град}$. С учетом этих данных величина относительного изменения эмиттерного тока будет равна:

$$\frac{\Delta I_3}{I_3} = \frac{2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 20 + 8,25 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 6}{0,025 + 1 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 0,435.$$

Это означает, что при повышении температуры на 20°C эмиттерный ток изменится примерно на 44%.

в) Температурная стабилизация транзисторных схем по методу половинного напряжения

Как было указано выше, температурная стабилизация может выполняться с помощью термосопротивления (рис. 1-47), которое включается параллельно постоянному сопротивлению и обуславливает примерно горизонтальный ход коллекторного тока покоя в рабочей точке в зависимости от температуры (рис. 1-49). Без температурной стабилизации при максимальном управляющем сигнале и повышенной температуре максимальное значение мощности потерь в двухтактной схеме, изображенной на рис. 1-47, может быть превышено, как это показывает пунктирная кривая на рис. 1-49.

Следующий простой метод температурной стабилизации транзисторных схем состоит в том, что в коллекторную цепь включается сопротивление R_K (рис. 1-50). Коллекторный ток $-I_K$ создает на сопротивлении R_K падение

напряжения $-I_K R_K$, уменьшающее напряжение питания $-E_K$, так что имеющееся в действительности напряжение $-U_{кз}$ меньше, чем E_K на величину $-I_K R_K$. Следова-

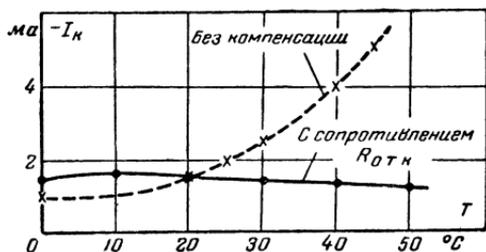


Рис. 1-49. Изменение коллекторного тока при отсутствии и наличии компенсации с помощью сопротивления с ОТК.

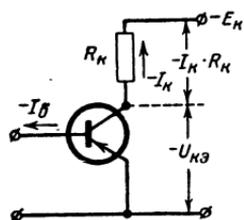


Рис. 1-50. Температурная стабилизация с помощью коллекторного сопротивления.

тельно, при возрастании коллекторного тока действующее напряжение на коллекторе будет уменьшаться. Мощность потерь на коллекторе в этом случае будет равна:

$$P_K = -(E_K - I_K R_K)(-I_K) = E_K I_K - I_K^2 R_K. \quad (1-76)$$

Производная dP_K/dI_K является мерой стабилизации схемы. Если она очень мала или равна нулю, то схему можно рассматривать как термически стабильную. Таким образом, условие требуемой температурной стабилизации будет иметь вид:

$$E_K - 2I_K R_K \leq 0 \quad (1-77)$$

или

$$I_K R_K \geq \frac{E_K}{2}. \quad (1-77a)$$

Принцип «половинного напряжения» гласит, что температурная стабилизация будет иметь место в том случае, когда падение напряжения на коллекторном сопротивлении R_K будет по меньшей мере равно половине напряжения питания.

На рис. 1-51 приведена схема двухкаскадного усилителя с температурной стабилизацией, выполненной по вышеизложенному принципу. В обоих каскадах падение

напряжения на коллекторном сопротивлении равно половине напряжения питания ($-\frac{E_K}{2}$). В предварительной ступени для этого применено сопротивление R_{K1} , в окончательной им служит сопротивление звуковой катушки

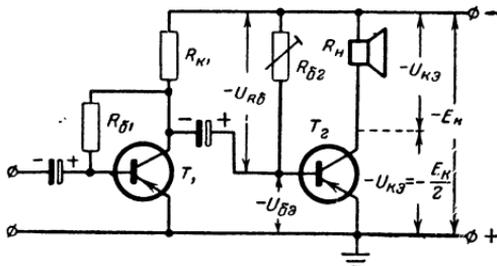


Рис. 1-51. Низкочастотный усилитель с температурной стабилизацией по методу «половинного напряжения».

громкоговорителя R_H . При этом условии неискаженная выходная мощность достигает максимума, она равна половине максимально допустимой мощности рассеяния на коллекторе.

На рис. 1-52 показаны идеализированные коллекторные характеристики транзистора. Посредине нагрузочной прямой, построенной для сопротивления $R_H = \frac{-E_K - (-U_{кэ})}{-I_K}$,

лежит рабочая точка A . При изменении температуры, а также вследствие разброса параметров транзистора рабочая точка может сдвигаться вдоль этой прямой, в то время как при изменении напряжения питания прямая будет перемещаться параллельно самой себе. Рабочая точка A соответствует напряжению питания $-E_K$ и окружающей температуре $T_{окр}$. Разность между номинальной температурой кристалла $T_{кр}$

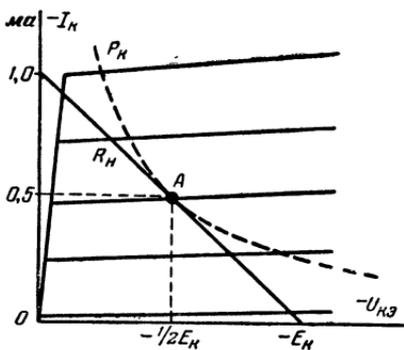


Рис. 1-52. Идеализированные коллекторные характеристики транзистора.

(индекс «н» означает номинальное значение) и окружающей температурой $T_{\text{окр}}$ в этой точке достигает максимума. На основании известного соотношения между разностью этих температур, мощностью потерь на коллекторе $P_{\text{к}}$ и тепловым сопротивлением $R_{\text{т}}$ (между теплоотводящей поверхностью и окружающим пространством) будем иметь:

$$T_{\text{jn}} - T_{\text{окр}} = R_{\text{т}} P_{\text{к}}. \quad (1-78)$$

В этом случае в выбранной рабочей точке мощность потерь на коллекторе также достигает максимума.

На рис. 1-51 рабочая точка оконечной ступени устанавливается с помощью сопротивления $R_{\text{б2}}$. Тогда согласно уравнению (1-77а) можно написать:

$$-I_{\text{к}} R_{\text{н}} \geq -\frac{E_{\text{к}}}{2}.$$

Следовательно, коллекторный ток должен иметь значение не меньше, чем

$$-I_{\text{к}} = -\frac{E_{\text{к}}}{2R_{\text{н}}}. \quad (1-79)$$

Для выбранной здесь схемы с общим эмиттером он состоит из суммы обратного тока коллектора $-I_{\text{кэ0}}$ и увеличенного в $\alpha_{\text{э}}$ раз тока базы $-I_{\text{б}}$:

$$-I_{\text{к}} = -I_{\text{кэ0}} - \alpha_{\text{э}} I_{\text{б}}, \quad (1-80)$$

откуда ток базы будет равен:

$$-I_{\text{б}} = \frac{-I_{\text{к}} + I_{\text{кэ0}}}{\alpha_{\text{э}}}. \quad (1-81)$$

Падение напряжения на сопротивлении $R_{\text{б2}}$ может быть легко найдено из рис. 1-51:

$$-U_{R_{\text{б2}}} = -E_{\text{к}} + U_{\text{бэ}}. \quad (1-82)$$

Для не слишком низких значений температур T_{jn} и напряжений питания $-E_{\text{к}}$ в уравнении (1-82) можно пренебречь напряжением $U_{\text{бэ}}$, поскольку оно мало по срав-

нению с $-E_K$. Тогда $-U_{R6} \approx -E_K$ и сопротивление базы R_{62} будет равно:

$$R_{62} = \frac{-U_{R6}}{-I_6} \approx \frac{-E_K}{-I_6}.$$

Для малых коллекторных токов $-I_{K\alpha}$ из уравнения (1-81) следует:

$$-I_6 \approx \frac{-I_K}{\alpha_3}.$$

Тогда

$$R_{62} \approx \frac{-E_K \alpha_3}{-I_K}.$$

Подставляя сюда значение I_K из уравнения (1-79), получаем окончательное значение для сопротивления базы, не зависящее от напряжения питания

$$R_{62} \approx 2\alpha_3 R_H \quad (1-83)$$

(коэффициент усиления по току лишь в очень незначительной степени зависит от коллекторного напряжения и тока).

Схему на рис. 1-51 можно видоизменить таким образом, что базовое сопротивление R_{62} будет подключаться не к минусовому зажиму батареи E_K , а к напряжению, вдвое меньшему $\frac{-E_K}{2} = -U_{K\alpha}$. Эта схема показана на рис. 1-53. Теперь напряжение на сопротивлении базы составляет только половину от значения, действующего в схеме на рис. 1-51; стало быть, если в обеих схемах должны протекать одни и те же токи, то значение сопротивления R'_{62} (рис. 1-53) должно быть вдвое меньше, чем R_{62} (рис. 1-51). В этом случае

$$R'_{62} = \alpha_3 R_H, \quad (1-84)$$

Если номинальное напряжение на коллекторе $-U_{K\alpha} = -E_K/2$, номинальный коллекторный ток равен $-I_{K\alpha}$ и номинальная мощность на коллекторе равна $P_{K\alpha}$,

то совместно с уравнением (1-79) получим следующее соотношение:

$$P_{к.н} = -U_{кэ.н}(-I_{к.н}) = -U_{кэ.н} \frac{-E_k}{2R_n} = 2P_{\text{вых.макс}}. \quad (1-85)$$

Здесь $P_{\text{вых.макс}}$ обозначает максимальную выходную мощность в рабочей точке A (рис. 1-52). Из уравнения (1-85) можно определить нагрузочное сопротивление в коллекторе

$$R_n = \frac{-U_{кэ.н}(-E_k)}{2P_{к.н}} = \frac{E_k^2}{4P_{к.н}}. \quad (1-86)$$

Из уравнения (1-85) значение номинального коллекторного тока будет равно:

$$-I_{к.н} = \frac{2P_{к.н}}{-E_k}. \quad (1-87)$$

Смотря по тому, будет ли температура кристалла T_j принимать большие или меньшие значения, рабочая точ-

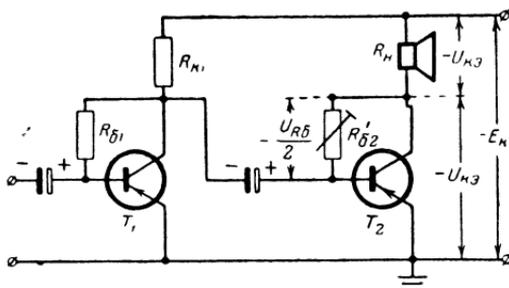


Рис. 1-53. Низкочастотный усилитель с уменьшенным в 2 раза напряжением на сопротивлении R_{62} .

ка на рис. 1-52 будет сдвигаться влево вверх или вправо вниз вдоль нагрузочной прямой R_n , так как коллекторный ток $-I_k$ будет соответственно изменяться ($-I_k$ зависит от изменяющегося с температурой обратного тока коллектора $-I_{кэ0}$). Отношение $I_k/I_{к.н}$, как показывает табл. 1-2, достигает максимального значения, равного 2, и будет приблизительно пропорционально температуре кристалла. При управляющем напряжении, равном нулю

($P_{\text{вых}}=0$), отношение максимальной мощности на коллекторе к номинальной будет следующим образом выражаться через соотношение $I_K/I_{K,н}$:

$$\frac{P_{K, \text{макс}}}{P_{K, н}} = \frac{2I_K}{I_{K, н}} - \left(\frac{I_K}{I_{K, н}} \right)^2. \quad (1-88)$$

В сущности говоря, это выражение пригодно лишь для схемы, изображенной на рис. 1-51. Аналогично можно вывести:

$$\frac{P_{\text{вых, макс}}}{P_{K, н}} = \frac{1}{2} \left[1 - \left(\frac{I_K}{I_{K, н}} - 1 \right) \right]^2. \quad (1-89)$$

Пример. В схеме, изображенной на рис. 1-53, в оконечной ступени применен транзистор OC72 с параметрами (при $T_{\text{окр}} = 25^\circ \text{C}$): $\alpha_o = 50$; $-I_{KЭ0} = 0,125 \text{ ма}$; $R_T = 0,25 \text{ град/мвт}$, $P_{K, н} = 150 \text{ мвт}$; $-E_K = 12 \text{ в}$.

Прежде всего из уравнения (1-86) определим необходимое сопротивление нагрузки, т. е. кажущееся сопротивление звуковой катушки динамика

$$R_n = \frac{144}{4 \cdot 0,15} = 240 \text{ ом}.$$

Величину коллекторного тока получаем из уравнения (1-87):

$$-I_{K, н} = \frac{2 \cdot 0,15}{12} = 0,025 \text{ а}.$$

Номинальную температуру кристалла можно рассчитать из уравнения (1-78):

$$T_{jн} = 25 + 0,25 \cdot 150 = 62,5^\circ \text{C}.$$

Из графика на рис. 1-54 видно, что для транзистора OC72 обратный ток коллектора при номинальной температуре кристалла $T_{jн} = 62,5^\circ \text{C}$ превысит величину 5,2 ма. Теперь совместно с уравнением (1-84) можно рассчитать сопротивление базы:

$$R'_{б2} = 50 \cdot 240 = 12 \text{ ком}.$$

Чтобы иметь достаточный запас, выбирают для этой цели переменное сопротивление 50 ком.

При номинальной температуре кристалла $T_{jн}$ отношение $I_K/I_{K, н} = 1$. Для этого случая из уравнения (1-88) следует $P_{K, \text{макс}}/P_{K, н} = 1$, а из уравнения (1-89) $P_{\text{вых, макс}}/P_{K, н} = 0,5$. Для других температур кристалла соответствующие значения приведены в табл. 1-2.

Из таблицы видно, что при температуре кристалла, лежащей в пределах $60-62,5^\circ \text{C}$, существует максимум допустимой мощности потерь, равный 150 мвт ($P_K/P_{K, н} = 1$). Кроме того, можно устано-

вить, что разность между температурой кристалла и окружающей температурой ($T_j - T_{окр}$) монотонно уменьшается с ростом последней; T_j и $T_{окр}$ совпадают, когда P_K становится равным нулю.

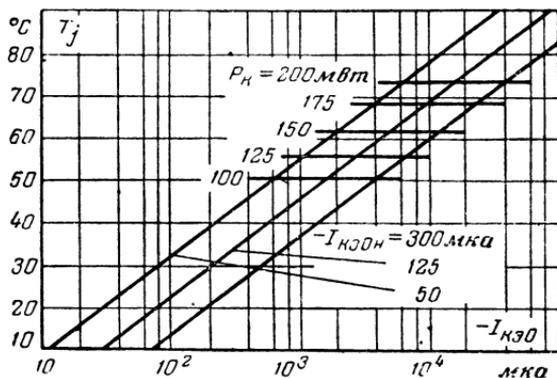


Рис. 1-54. Зависимость обратного тока коллектора от температуры кристалла.

Ранее было указано, что все встречающиеся режимы работы обеспечиваются необходимой температурной стабилизацией. В обычных схемах, работающих в режи-

Таблица 1-2

Значения $-I_{кз0}$, $I_K/I_{K.н}$, $P_K/P_{K.н}$ и P_K при различных температурах кристалла для схемы на рис. 1-53

$T_j, ^\circ\text{C}$	$-I_{кз0}, \text{ма}$	$I_K/I_{K.н}$	$P_K/P_{K.н}$	$P_K, \text{мвт}$	$T_j - T_{окр}, ^\circ\text{C}$	$T_{окр}, ^\circ\text{C}$
85	50	2	0	0	0	85
80	31	1,57	0,676	101	25,2	54,8
75	18,5	1,3	0,912	131	34,2	40,8
70	11,3	1,14	0,98	147	36,8	33,2
62,5	5,2	1	1	150	37,5	25
60	4,1	0,98	1	150	37,5	22,5
50	1,5	0,92	0,992	149	37,3	12,7
40	0,6	0,9	0,99	148	37	3

ме A , при повышенных температурах кристалла разность между T_j и $T_{окр}$ повышается, в то время как при наличии температурной стабилизации по методу половинного напряжения питания эта разность при больших значениях T_j уменьшается. Из этого можно сделать важный вывод, что в приведенной в качестве примера бестранс-

форматорной оконечной ступени номинальная температура кристалла $T_{жн}$ может принимать большие значения, а максимально допустимая температура кристалла для той же окружающей температуры не будет превзойдена. Поэтому допустимо также и большее значение номинальной мощности на коллекторе, что опять же приведет к значительному увеличению выходной мощности $P_{вых}$.
 Описанный принцип стабилизации имеет еще и то

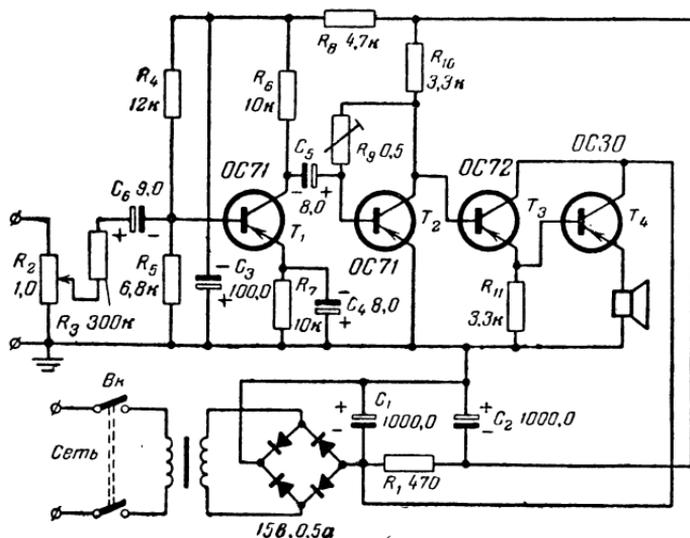


Рис. 1-55. Одноваттный усилитель для проигрывания пластинок.

преимущество, что усилитель может питаться через выпрямитель от сети без предъявления высоких требований к фильтру, поскольку напряжение питания E_k может быть достаточно высоким. Постоянное напряжение питания входной ступени следует, однако, стабилизировать как можно лучше, что не представляет особых трудностей, так как ток базы относительно мал.

Подводя итог вышеизложенному, можно сказать, что данный метод обладает следующими основными достоинствами:

1. Изменение температуры кристалла при колебаниях окружающей температуры будет меньше, чем в обычных схемах. Поэтому при низкой окружающей

температуре можно получить большие номинальные мощности на коллекторе. Соответственно этому возрастает выходная мощность.

2. Мощность потерь на коллекторе максимальна в номинальной рабочей точке и уменьшается при возможном сдвиге ее. Этим всегда обеспечивается температурная стабилизация.

Недостаток метода выражается в незначительном увеличении тока, потребляемого от источников питания.

На рис. 1-55 в качестве примера приведена полная схема одноваттного усилителя для проигрывания пластинок, стабилизированного по вышеизложенному принципу. Усилитель имеет высокое входное сопротивление, что позволяет подключать пьезоэлектрический звукосниматель. Установка рабочей точки осуществляется с помощью сопротивления R_9 . При напряжении питания 12 в сигнал на входе, обеспечивающий выходную мощность 50 мвт, составляет 100 мв; фон при питании от сети не превышает 10 мв. Коэффициент нелинейных искажений на частоте 1 кГц при выходной мощности 200 мвт равен $\sim 2\%$, а при выходной мощности 1 вт $\sim 6\%$. Сопротивление катушки громкоговорителя должно быть 14 ом.

ГЛАВА ВТОРАЯ

УСИЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

2-1. УСИЛЕНИЕ МАЛЫХ СИГНАЛОВ

В зависимости от величины сигнала, необходимого для управления усилительной ступенью на транзисторе, говорят об усилении малого или большого сигнала. При этом безразлично, идет ли речь об усилении сигналов низкой или высокой частоты. В этом параграфе рассматриваются только низкочастотные ступени, управляемые малыми сигналами, при которых можно еще пренебречь кривизной характеристик.

В схемах низкочастотных усилителей транзистор рассматривают как четырехполюсник с действительными значениями параметров. Это допустимо до граничной частоты, при которой усиление в режиме короткого замыкания для малых сигналов (h_{21}) уменьшается до зна-

чения 0,707 по отношению к значению на частоте 1 000 гц. Поскольку транзистор для малых токов и напряжений можно рассматривать как линейный активный четырехполюсник, необходимо особое внимание уделять вопросу согласования.

Следующим важным вопросом является выбор рабочей точки. Во входных ступенях напряжение коллектора целесообразно иметь очень низким (около 1—3 в для транзисторов типа *p-n-p*), так как увеличение тока до номинального значения у транзистора наступает уже при напряжении на коллекторе 0,2—0,5 в.

Особенность транзистора проявляется вблизи точки, которая соответствует точке возникновения сеточного тока в лампе. Сеточный ток электронных ламп уменьшается при уменьшении положительного смещения на сетке, при отрицательном смещении на сетке он вообще отсутствует. У транзистора типа *p-n-p* ток базы будет равен нулю при напряжении между базой и эмиттером, равном $\sim 0,08$ в. Если теперь увеличивать это напряжение в сторону запирающего, то в отличие от лампы ток базы не будет равен нулю, он будет иметь определенную величину и протекать в противоположном направлении и так же, как обратный ток коллектора, может достигать насыщения. Если электронная лампа имеет широкую область напряжений, в которой может быть задано смещение, то транзистор типа *p-n-p* работает лишь при отрицательных напряжениях на базе, что соответствует работе лампы в области сеточных токов. Это приводит к тому, что напряжение смещения у транзистора прикладывается по сравнению с лампами в противоположном направлении и для получения его требуются соответствующие схемные решения.

Для того чтобы получить высокий к. п. д. усилительной ступени, нужно стремиться по возможности обходиться низким коллекторным напряжением и малым током. Если, кроме того, выбрана *RC*-связь, то в этом случае нужно, чтобы нагрузка имела большое сопротивление по постоянному току. Границы области управления задаются током покоя, который зависит от температуры кристалла. Так как при низком напряжении и малом токе потери мощности на коллекторе остаются незначительными, то ток покоя во входных ступенях при работе изменяется мало.

Выбор рабочей точки, с одной стороны, зависит от величины управляющего сигнала, а с другой — от эффективности стабилизации. При малых сигналах кривизна характеристик не играет никакой роли в отношении нелинейных искажений, однако в этом случае усиление по мощности становится меньшим (усиление по току падает, а входное сопротивление увеличивается).

При выборе способа согласования нужно обращать внимание не только на получение максимального усиления по мощности, но и учитывать влияние сопротивления генератора на величину нелинейных искажений. Характеристики транзистора позволяют определить, что при «чистом» управлении по току появляются очень незначительные искажения, напротив, они достигают большой величины при «чистом» управлении по напряжению. Это получается из-за нелинейной зависимости тока от напряжения на диодном промежутке база — эмиттер.

На практике не достигается «чистого» управления по току или по напряжению. При этом нужно находить компромисс между обоими видами управления. Вблизи состояния «чистого» управления по току нужно делать внутреннее сопротивление генератора большим по отношению к входному сопротивлению транзистора. Однако при этом транзистор отбирает от генератора лишь часть мощности.

Величина максимального управляющего сигнала зависит не только от положения рабочей точки, но и от падения напряжения по постоянному току на сопротивлении в цепи коллектора, и от величины напряжения питания. Если, например, в первой ступени усилителя с RC -связью в схеме с общим эмиттером сопротивление нагрузки $R_H = h_{11a}$, то сопротивление, включенное в цепь коллектора, должно быть велико по сравнению с h_{11a} . Однако в этом случае происходит относительно большое падение постоянного напряжения на сопротивлении коллекторной нагрузки, так что либо потребуется высокое напряжение питания, либо окажутся малыми пределы управления.

Особую проблему в схемах на транзисторах представляет правильный выбор сопротивления в цепи эмиттера и блокировочного конденсатора. По существу эмиттерное сопротивление обуславливает стабилизацию по

постоянному току. Но оно, как и катодное сопротивление в ламповых схемах, вызывает отрицательную обратную связь по переменному току. Для того чтобы уничтожить

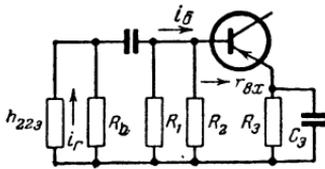


Рис. 2-1. Эквивалентная схема для расчета шунтирующего конденсатора.

эту обратную связь, нужно зашунтировать эмиттерное сопротивление конденсатором соответствующей величины. В ламповых схемах емкость блокировочного конденсатора выбирают такой, чтобы его сопротивление по переменному току составляло на самой низкой частоте около 10—15% от величины катодного сопро-

тивления. В схемах на транзисторах это простое правило применять нельзя.

На рис. 2-1 показана эквивалентная схема транзисторной ступени, которая служит для расчета эмиттерного сопротивления. Входное сопротивление ступени приблизительно равно:

$$r_{вх} \approx h_{11g} + \frac{R_3(1 + h_{21g})}{1 + j\omega C_3 R_3}. \quad (2-1)$$

Отношение тока базы i_b к току i_r , текущему от предыдущей ступени, равно:

$$\frac{i_b}{i_r} \approx \frac{A(1 + j\omega C_3 R_3)}{1 + j\omega C_3 R_3 \left[\frac{R_r + h_{11g}}{R_r + h_{11g} + R_3(1 + h_{21g})} \right]}. \quad (2-2)$$

Здесь A — постоянная величина и R_r — сопротивление для переменного тока параллельно включенных R_1 , R_2 (рис. 2-1) и выходного сопротивления предыдущей ступени.

Частота ω_H , при которой усиление падает на 3 дб, определяется из отношения:

$$\omega_H \approx \frac{1}{R_3 C_3} \left[\frac{R_r + h_{11g} + R_3(1 + h_{21g})}{R_r + h_{11g}} \right]. \quad (2-3)$$

Обычно $(R_r + h_{11g})$ мало по сравнению с $R_3(1 + h_{21g})$, поэтому уравнение (2-3) можно упростить:

$$\omega_H \approx \frac{1 + h_{21g}}{C_3(R_r + h_{11g})}. \quad (2-4)$$

Постоянная времени, которая определяет граничную частоту, получается из параллельного соединения блокировочного конденсатора C_3 с $(R_{\Gamma} + h_{11a}) / (1 + h_{21a})$, в которое R_3 больше не входит. Однако следует учесть, что на частоте $\omega_{рез} = 1/R_3 C_3$ происходит небольшой подъем, которым в общем случае можно пренебречь. Так как значения h для транзистора меняются лишь незначительно, то можно считать, что величина блокировочного конденсатора C_3 зависит в значительной мере от R_{Γ} . Конденсатор C_3 должен быть тем больше, чем меньше R_{Γ} . Это понятно, поскольку ток, отбираемый от генератора (ток управления), по возможности не должен ослабляться. Но базовый ток будет тем меньше, чем больше входное сопротивление транзистора. Эмиттерное сопротивление значительно повышает входное сопротивление транзистора. Но благодаря блокировочному конденсатору входное сопротивление по переменному току уменьшается. При большом внутреннем сопротивлении генератора конденсатор C_3 может быть мал или даже совсем отсутствовать.

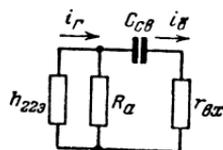


Рис. 2-2. Эквивалентная схема для расчета конденсатора связи.

Для конденсатора связи действительна эквивалентная схема на рис. 2-2.

Частота, при которой управляющий ток уменьшается на 3 дб, равна:

$$\omega_H \approx \frac{1}{C_{св} (kR_a + r_{вх})}, \quad (2-5)$$

где

$$k = \frac{1}{1 + h_{22} R_{\Pi}}.$$

Здесь R_{Π} — параллельное соединение сопротивления R_a предыдущей ступени (генератора) с входным сопротивлением по переменному току $r_{вх}$ следующей ступени и сопротивлениями делителя напряжения в цепи базы. Таким образом, при нижней граничной частоте сопротивление $kR_a + r_{вх}$ включено последовательно с конденсатором связи $C_{св}$.

Пример низкочастотного усилителя с высоким напряжением питания (250 в) показан на рис. 2-3. Это пред-

варительный усилитель, который, например, может подключаться сразу за микрофоном. Стабилизация схемы происходит благодаря сопротивлению R_2 , через которое одновременно действует сильная обратная связь по переменному току. Такая схема применяется там, где стремятся использовать высокое анодное напряжение, поданное для оконечного каскада на лампах. В предварительной ступени на транзисторе отсутствует микрофонный эффект, он обладает малым уровнем шума и фона.

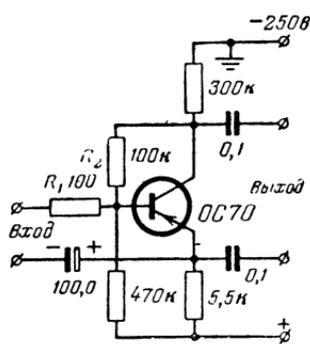


Рис. 2-3. Схема предусилителя на транзисторе.

Рабочая точка транзистора OC70 выбрана при $-I_K=0,7$ ма и $-U_{кз}=4$ в. При входном напряжении 5,5 мв на выходе получается 1,8 в, что соответствует линейному коэффициенту усиления по напряжению, равному 327 (50,4 дб). В зависимости от величины сопротивления R_1 можно усиливать сигналы в полосе частот 15—15 000 гц. Входное сопротивление равно 200 ом, выходное — 5 000 ом.

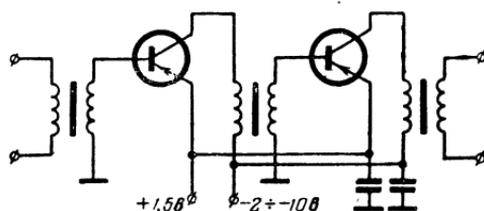


Рис. 2-4. Усилитель низкой частоты с трансформаторной связью.

На рис. 2-4 представлена схема двухкаскадного усилителя с трансформаторной связью, входное сопротивление которого значительно больше, чем в схеме, описанной выше ($\sim 1\ 000$ ом); выходное сопротивление — в зависимости от коэффициента трансформации выходного трансформатора—10—100 ком. С помощью такой простой схемы достигают усиления по мощности на одну ступень 40—50 дб (для схемы без обратной связи). С по-

мощью трансформаторной связи легко достигается оптимальное согласование по мощности, которое в усилителях с RC -связью невозможно. Несмотря на это, в современных схемах на транзисторах, кроме двухтактных оконечных ступеней, применяются ступени с RC -связью, поскольку зачастую необходимость обеспечения малых размеров играет решающую роль.

2.2. УСИЛЕНИЕ БОЛЬШИХ СИГНАЛОВ

По аналогии с лампами для случая усиления больших сигналов усилители на транзисторах могут работать в режиме А и В. Однако нелинейность входной характеристики и необходимость затраты мощности на управление затрудняют построение таких усилителей. Пока управляющий сигнал мал, о чем уже упоминалось в предыдущем параграфе, целесообразно так называемое «токовое управление». При этом генератор должен иметь по возможности большое внутреннее сопротивление. Так как характеристика $I_K = f(I_B)$ для рассматриваемой области прямолинейна, то форма входной характеристики при токовом управлении не играет значительной роли. Но при больших сигналах, т. е. при управлении до больших величин тока коллектора, наступает падение коэффициента усиления по току; характеристика $I_K = f(I_B)$ имеет отрицательную кривизну. Входная характеристика $I_B = f(U_{Bв})$, однако, имеет кривизну обратного знака, так что они могут компенсировать друг друга. Следовательно, при больших сигналах целесообразно иметь управление по напряжению.

а) Усилители в режиме А

При проектировании мощной оконечной ступени прежде всего устанавливают температурный режим транзистора. В «спокойном» воздухе действительно соотношение

$$\frac{T_j - T_{окр}}{P_K} = \text{const} = R_{т.общ}, \quad (2-6)$$

в то время как максимально допустимая мощность рассеивания на коллекторе равна:

$$P_{к.макс} = \frac{T_{j \text{ макс}} - T_{окр}}{R_{т.общ}} = \frac{T_{j \text{ макс}} - T_{окр}}{R_{т1} + R_{т2} + R_{т3}}. \quad (2-7)$$

Здесь T_j — температура кристалла; $T_{\text{окр}}$ — окружающая температура; $R_{\text{т.общ}}$ — тепловое сопротивление. $R_{\text{т.общ}}$ можно разделить на следующие части:

1) $R_{\text{т1}}$ — тепловое сопротивление, равное разности температур между кристаллом и корпусом транзистора, деленной на мощность потерь в ваттах (для мощных триодов 1—4 град/вт, для маломощных $\sim 0,3$ град/мвт).

2) $R_{\text{т2}}$ — тепловое сопротивление, равное разности температур между корпусом транзистора и шасси, деленной на мощность потерь в ваттах. Оно учитывает тепловое сопротивление возможно потребляющейся изоляции (например, прокладки из слюды).

3) $R_{\text{т3}}$ — тепловое сопротивление, равное разности температур между шасси и окружающей средой, деленной на мощность рассеивания в ваттах.

В справочных данных для транзистора обычно дается значение $R_{\text{т1}}$.

Пример. Мощный триод ОС16 с $R_{\text{т1}}=1,8$ град/вт и $T_j=+75^\circ\text{C}$ монтируется с помощью изоляционной шайбы ($R_{\text{т2}}=0,7$ град/вт) на охлаждающую поверхность с $R_{\text{т3}}=2$ град/вт.

Тогда $P_{\text{к.макс}}$ зависит только от окружающей температуры, за которую примем $T_{\text{окр}}=45^\circ\text{C}$. Если подставить эти значения в уравнение (2-7), то получим:

$$P_{\text{к.макс}} = \frac{75 - 45}{1,8 + 0,7 + 2,0} = 6,7 \text{ вт.}$$

Для оконечной ступени, которая должна отдавать несколько сот милливатт выходной мощности, в общем случае предусматривают специальный теплоотводящий диск, который должен монтироваться на шасси площадью 10—15 см². В этом случае $R_{\text{т.общ}}=0,3$ град/вт. Это значение действительно, например, для транзистора типа ОС72. При $+45^\circ\text{C}$ окружающей температуры ($T_{j \text{ макс}}=75^\circ\text{C}$) получается

$$P_{\text{к.макс}} = \frac{75 - 45}{0,3} = 100 \text{ мвт.}$$

Проведем расчет оконечной ступени на транзисторе для работы в режиме А. Прежде всего нужно установить пределы изменения управляющего сигнала. Управление по напряжению ограничивается напряжением, соответствующим точке излома характеристики. При управлении по току границей будет служить значение обратного тока $I_{\text{кю}}$. Однако рассмотрение характеристик при малых коллекторных токах показывает, что в некоторой небольшой области вполне можно работать даже с поло-

жительным напряжением на базе, так как характеристика $I_K = f(I_B)$ продолжается еще ниже $I_{KЭ0}$, пока не достигнет значения $I_{KБ0}$. Ниже этого значения коллекторный ток, очевидно, уменьшать нельзя. Использование транзистора в указанной области зависит от того, какие требования ставятся к коэффициенту нелинейных искажений.

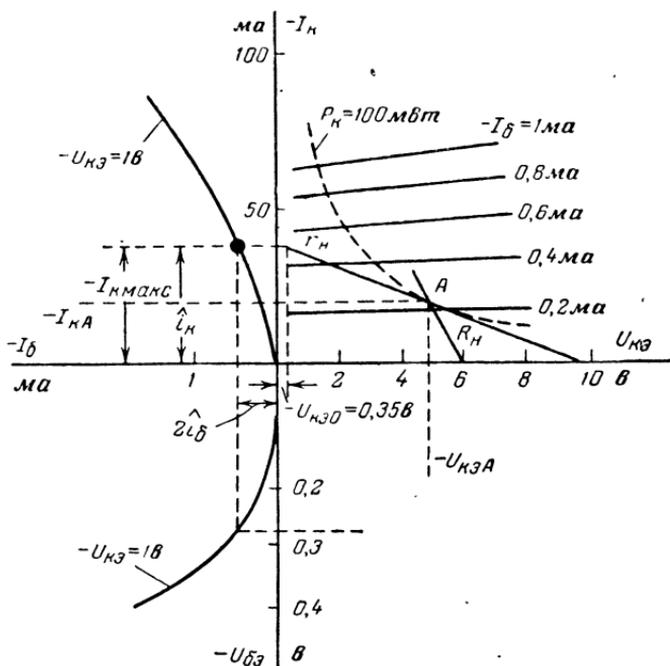


Рис. 2-5. Характеристики транзистора OC72 и нагрузочная прямая для работы в режиме А.

Для лучшего понимания последующего изложения на рис. 2-5 приведено семейство характеристик мало-мощного транзистора, где для разобранный выше примера нанесена кривая мощности рассеяния для 100 мвт. Нагрузочная прямая r_H по переменному току не пересекает эту кривую. Она является касательной к ней в рабочей точке А. Математически ток покоя в рабочей точке $-I_{КА}$ получается делением мощности потерь $P_{К.макс}$ на коллекторе на напряжение в рабочей точке $-U_{КЭА}$

(индекс «А» означает положение рабочей точки в режиме А):

$$-I_{кА} = P_{к.макс} / -U_{кэА}. \quad (2-8)$$

Однако большей частью бывает известным рабочее напряжение E_k и сопротивление по постоянному току в выходном контуре (сопротивление первичной обмотки трансформатора и возможно сопротивление по постоянному току в эмиттерной цепи). Если обозначить сумму этих сопротивлений через R_H , то можно рассчитать коллекторное напряжение в рабочей точке из следующего выражения:

$$-U_{кэА} = \frac{1}{2} (-E_k) + \sqrt{\frac{1}{4} (-E_k)^2 - R_H P_{к.макс}}. \quad (2-9)$$

Из напряжения $U_{кэ0}$, соответствующего изгибу характеристики, и предельного значения тока управления $I_{к0}$ (это значение должно лежать ниже $I_{кэ0}$) определяется сопротивление нагрузки по переменному току

$$r_H = \frac{(-U_{кэА}) - (-U_{кэ0})}{(-I_{кА}) - (-I_{к0})}. \quad (2-10)$$

Так как $-U_{кэ0}$ и $I_{к0}$ в общем случае очень малы, то при расчетах они могут быть опущены.

На рис. 2-5 для приведенного примера $-U_{кэ0} = 0,35$ в, $U_{кэА} = 5$ в, $-E_k = 6$ в, $-I_{кА} = 20$ ма, $-I_{к0} = 2$ ма. При точном расчете $r_H = 260$ ом, в то время как при приближенном расчете $r_H = 250$ ом. Таким образом, разница составляет только около 4%.

При расчете управляющего сигнала нужно обращать внимание на максимально допустимое значение тока $I_{к.макс}$. Для рассматриваемого в этом примере транзистора $I_{к.макс} = 125$ ма. Из рис. 2-5 можно найти:

$$-I_{к.макс} = 2(-I_{кА}) - (-I_{к0}). \quad (2-11)$$

Его величина будет равна 38 ма, что меньше допустимого значения. Здесь можно для приближенного расчета пренебречь обратным током. Выходная мощность $P_{вых}$ будет равна:

$$P_{вых} = \frac{1}{2} m^2 (U_{кэА} - U_{кэ0})(I_{кА} - I_{к0}). \quad (2-12)$$

На практике большей частью напряжением $\hat{U}_{кэ0}$ и обратным током $I_{к0}$ можно пренебречь. Множитель m означает степень управления, т. е. показывает, какая часть максимального тока или напряжения используется для управления. Таким образом, при полном использовании ($m=1$) $P_{\text{вых}}$ имеет максимальное значение, в то время как при половинном управлении ($m=0,5$) отбирается четвертая часть максимальной мощности.

При расчете к. п. д. нужно определять общую отбираемую мощность по постоянному току с учетом потерь на омическом сопротивлении первичной обмотки трансформатора и стабилизирующем сопротивлении в цепи эмиттера

$$P = (-I_{кА})(-E_{к}). \quad (2-13)$$

Величина к. п. д. получается равной:

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{в}}} = \frac{1}{2} m^2 \frac{(U_{кэА} - U_{кэ0})(I_{кА} - I_{к0})}{(-E_{к})(-I_{кА})}. \quad (2-14)$$

При полном управлении ($m=1$) в рассматриваемом примере $P_{\text{вых}}=42 \text{ мвт}$; $P_{\text{в}}=120 \text{ мвт}$; $\eta=35\%$.

Из уравнения (2-14) можно определить, что максимальное значение к. п. д. могло быть равно 50%, если бы первичная обмотка трансформатора не имела омического сопротивления, а напряжение изгиба и обратный ток были бы равны нулю. Так как эти значения очень малы в общем случае, то можно считать, что к. п. д. лежит в пределах 45—48%.

Для полного расчета усилителя надлежит определить входную мощность:

$$P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} \hat{i}_{б} \hat{u}_{бэ}, \quad (2-15)$$

где $\hat{i}_{б}$ и $\hat{u}_{бэ}$ — пиковые значения; для случая полного управления будем иметь $2\hat{i}_{б}$ и $2\hat{u}_{бэ}$ (рис. 2-5).

Из рис. 2-5 находим, что $\hat{i}_{б} \approx 0,27 \text{ ма}$, $\hat{u}_{бэ} \approx 0,1 \text{ в}$, откуда $P_{\text{вх}} = 13,5 \text{ мквт}$. Из отношения выходной мощности $P_{\text{вых, макс}}$ к входной $P_{\text{вх}}$ получают усиление по мощности $k_p = 3100$ (34,9 дб).

б) Двухтактные усилители в режиме В

Для того, чтобы получить большую выходную мощность, транзисторы включают по двухтактной схеме и работают в режиме В. При этом рабочая точка, согласно рис. 2-6 выбирается так, чтобы при отсутствии сигнала протекал по возможности малый ток (в предельном слу-

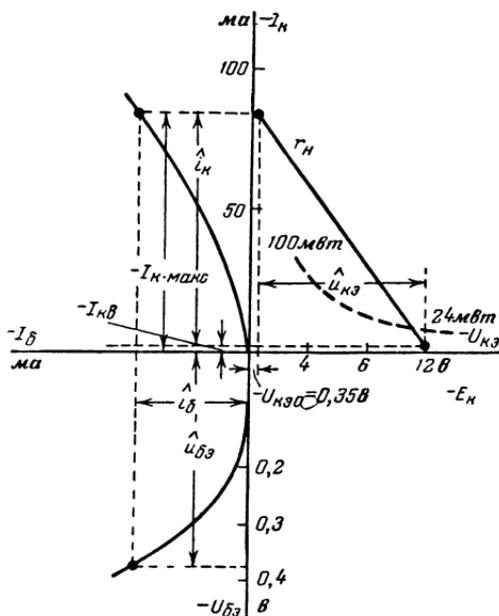


Рис. 2-6. Установление режима В транзистора OC72 в оконечном каскаде.

чае обратный коллекторный ток). Каждый транзистор усиливает только половину волны входного сигнала. В выходном трансформаторе полуволны вновь складываются в полное колебание. Принципиально возможно выбрать рабочую точку так, чтобы напряжение в рабочей точке почти соответствовало напряжению изгиба характеристики, так чтобы при отсутствии сигнала протекал большой ток при малом напряжении. При этом потребляемая мощность будет не больше, чем в первом случае, однако работать с такими малыми рабочими напряжениями очень неудобно.

Как и при усилении в режиме А, прежде всего должна быть предусмотрена тепловая стабильность в рабочей точке. Здесь также действительно уравнение (2-6), устанавливающее максимальную мощность потерь в рабочей точке. Для дальнейших расчетов целесообразно ввести пиковое значение для напряжения и тока (рис. 2-6)

$$\hat{u}_{кэ} = (-U_{кэВ}) - (U_{кэ0});$$

$$\hat{i}_к = (-I_{к.макс}) - (I_{кВ}).$$

(Индекс «В» означает, что речь идет о токе или о напряжении при работе в режиме В.)

Нагрузочная прямая по переменному току, соответствующая внешнему сопротивлению по переменному току, устанавливает связь между рабочей точкой в режиме В и пиковым коллекторным напряжением в точке изгиба характеристики. Согласно этому определению транзистор будет иметь внешнее сопротивление по переменному току, равное:

$$r_{н} = \frac{\hat{u}_{кэ}}{\hat{i}_к}. \quad (2-16)$$

Для расчета выходного трансформатора важно знать сопротивление $r_{к.к}$ между коллекторами:

$$r_{к.к} = \frac{4\hat{u}_{кэ}}{\hat{i}_к}. \quad (2-17)$$

Для приближенного расчета вместо $\hat{i}_к$ можно подставить значение, приведенное в справочных данных. Максимальная мощность потерь достигается не при полном управлении, а при некотором среднем управлении. Значение коэффициента m , при котором достигается этот максимум, находят путем дифференцирования формулы для мощности потерь. Он равен:

$$m = \frac{2}{\pi} \left[\frac{(-U_{кэВ})}{\hat{u}_{кэ}} - \frac{(-I_{кВ})}{\hat{i}_к} \right]. \quad (2-18)$$

В результате несложных преобразований найдем максимальное значение для мощности потерь

$$P_{к.макс} \approx \frac{(-U_{кэВ})(-I_{кВ})}{2} + \frac{\hat{i}_к}{\pi^2 \hat{u}_{кэ}} (-U_{кэВ})^2. \quad (2-19)$$

В точной формуле второй член нужно умножить на множитель, который, однако, близок к 1. При этом не будет большой ошибки, если этим множителем вообще пренебречь. Зависимость мощности потерь от коэффициента управления показана на рис. 2-7. При усилении речи и музыки величина управляющего сигнала очень неравномерна и максимальная мощность потерь достигается очень редко. При этом $P_{к.макс}$ можно принять на 10% выше максимального значения.

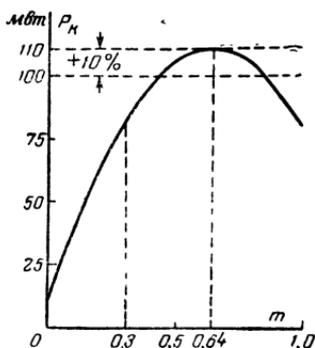


Рис. 2-7. Зависимость мощности потерь от коэффициента управления.

Из выражения для максимального значения мощности потерь можно рассчитать пиковое значение тока $I_{к.макс}$

$$\begin{aligned} -I_{к.макс} &= -I_{кВ} + \\ &+ \frac{\pi^2 \hat{u}_{кэ}}{(-U_{кэВ})^2} [1,1 P_{к.макс} - \\ &- 0,298 (-U_{кэВ})(-I_{кВ})]. \end{aligned} \quad (2-20)$$

Необходимо только проверить, не превышает ли пиковое значение коллекторного тока величины, заданной в справочнике. При превышении допустимого значения нужно выбрать большее значение нагрузочного сопротивления по переменному току.

Определим далее величину мощности по переменному току, получаемой от ступени. Она может быть относительно просто определена из рис. 2-6:

$$P_{вых} = \frac{1}{2} m^2 \hat{u}_{кэ} \hat{i}_к. \quad (2-21)$$

Для расчета к. п. д. должна быть известна отбираемая обоими транзисторами мощность по постоянному току. При этом мощность, рассеиваемую сопротивлением

обмотки трансформатора, можно не принимать во внимание, так как она в общем случае очень мала.

Значение мощности по постоянному току, потребляемой транзисторами, будет равно:

$$P_{\text{п}} = (-U_{\text{кэВ}})(-I_{\text{кВ}}) + \frac{2}{\pi} m \hat{i}_{\text{к}} (-U_{\text{кэВ}}). \quad (2-22)$$

Для к. п. д. после некоторых преобразований получаем:

$$\eta = \frac{\pi m \hat{u}_{\text{кэ}}}{4 (-U_{\text{кэВ}})}. \quad (2-23)$$

Произведем расчет усилителя на транзисторах ОС72, работающего в режиме В. Примем $-U_{\text{кэВ}} = 12 \text{ в}$, $-I_{\text{кВ}} = 2 \text{ ма}$ и $-U_{\text{кэ0}} = 0,35 \text{ в}$. Тогда $\hat{u}_{\text{кэ}} = 11,65 \text{ в}$. Максимально допустимая мощность потерь $P_{\text{к.макс}}$ уже найдена при расчете усилителя в режиме А, она равна 100 мвт . Из уравнения (2-20) после подстановки указанных значений получается пиковое значение тока $-I_{\text{к.макс}} = 84 \text{ ма}$

и $\hat{i}_{\text{к}} = 82 \text{ ма}$. Сравнение со справочными данными показывает, что максимально допустимое значение пикового тока не превышает $-I_{\text{к.макс}}$. Из уравнения (2-16) рассчитывается нагрузочная прямая по переменному току для $r_{\text{н}} = 142 \text{ ом}$. Значение выходной мощности (при $m = 1$) согласно уравнению (2-21) равно $P_{\text{вых}} = 478 \text{ мвт}$.

Из уравнения (2-22) для $m = 1$ мощность по постоянному току получается $P_{\text{п}} = 650 \text{ мвт}$. Из уравнения (2-18) рассчитывается значение m , при котором мощность потерь максимальна: $m = 0,64$. Максимально допустимая мощность потерь [уравнение (2-19)] при этом не превышает. Коэффициент полезного действия равен $\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{п}}} = 73\%$. Входная мощность рассчитывается так же, как при усилении в режиме А; $P_{\text{вх}} = 0,217 \text{ мвт}$. Отсюда получается усиление по мощности

$$K_p = 2200 (33,4 \text{ дб}).$$

в) Схемные вопросы

Предыдущее рассмотрение относилось к схеме с общим эмиттером (рис. 2-8). Но принципиально как при работе в режиме А, так и при работе в режиме В, можно применять схемы с общей базой или с общим коллектором. При этом можно использовать формулы, приведенные выше.

В схеме с общей базой (рис. 2-9) входной ток (эмиттерный) почти равен выходному току (коллекторному), а входное сопротивление мало. Целесообразно приме-

нять ступень возбуждения с высоким внутренним сопротивлением, так как тогда искажения получаются незначительными. Такое управление по току весьма целесообразно, потому что входное сопротивление при управлении изменяется очень сильно.

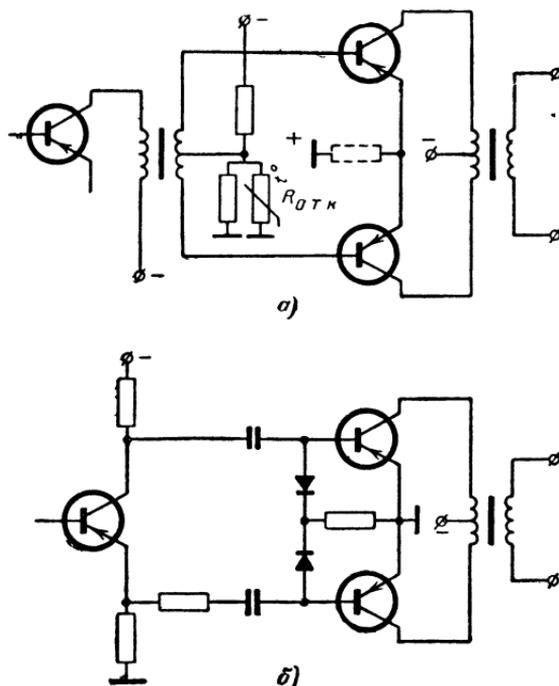


Рис. 2-8. Двухтактные оконечные каскады, собранные по схеме с общим эмиттером.
 а — с трансформаторной связью; б — с RC-связью.

Схема с общим коллектором в оконечном каскаде (рис. 2-10) применяется тогда, когда каскад возбуждения нужно нагружать незначительно, потому что коллекторная ступень имеет относительно высокое входное сопротивление. Благодаря сильной обратной связи искажения, вызванные нелинейностью и неидентичностью характеристик, значительно уменьшаются. Недостатком ее, очевидно, является то, что схема с общим коллектором требует относительно высокого входного напряжения.

Из-за относительно большого входного сопротивления оконечной ступени, работающей в схеме с общим коллектором, можно использовать для управления фазо-

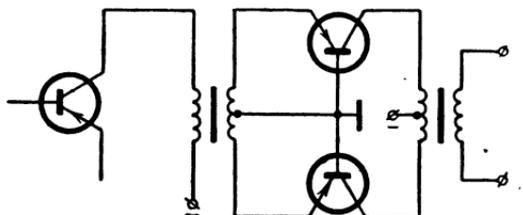


Рис. 2-9. Двухтактная оконечная ступень по схеме с общей базой с трансформаторной связью.

инверсный каскад. При RC -связи целесообразно между базой и эмиттером транзисторов включить диод, который предохраняет конденсатор связи от заряда. Подобное включение можно также применять в схеме с общим эмиттером, если оконечный каскад с RC -связью подключается к фазоинверсному каскаду (рис. 2-8,б).

При применении фазоинверсного каскада между предоконечным каскадом и оконечной ступенью в случае RC -связи нужно обращать внимание на то, что сопротивления в коллекторной и эмиттерной цепях предоконечного каскада должны иметь различную величину. Если сопротивления в цепи коллектора и эмиттера равны по величине, то при отсутствии внешней нагрузки на обоих сопротивлениях развиваются одинаковые напряжения. Однако оконечная ступень на транзисторе будет иметь различное внутреннее сопротивление: меньшее, если она подключена к эмиттеру, и большее, если она подключается к коллектору. Для устранения этого

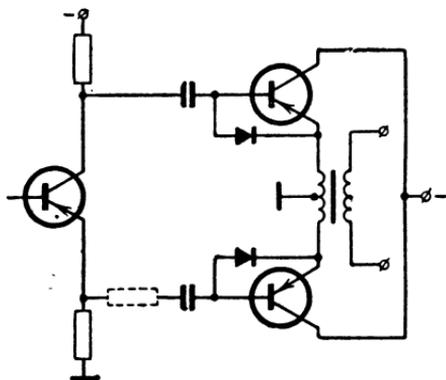


Рис. 2-10. Двухтактная оконечная ступень по схеме с общим коллектором с RC -связью.

оконечного каскада должны иметь различную величину. Если сопротивления в цепи коллектора и эмиттера равны по величине, то при отсутствии внешней нагрузки на обоих сопротивлениях развиваются одинаковые напряжения. Однако оконечная ступень на транзисторе будет иметь различное внутреннее сопротивление: меньшее, если она подключена к эмиттеру, и большее, если она подключается к коллектору. Для устранения этого

в нижней ветви фазоинверсного каскада дополнительно включается выравнивающее сопротивление (рис. 2-8,б), которое имеет величину того же порядка, что и коллекторное сопротивление.

Кроме амплитудного значения коллекторного тока, при расчете оконечной ступени нужно принимать во внимание максимально допустимое коллекторное напряжение. Так как внешнее сопротивление по постоянному току при трансформаторном согласовании в общем слу-

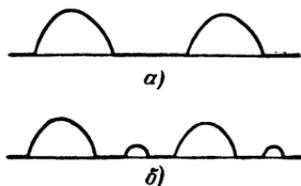


Рис. 2-11. Изменение коллекторного тока транзистора при работе двухтактной схемы в режиме В.

а — пиковое напряжение на коллекторе имеет допустимую величину; б — пиковое напряжение на коллекторе слишком велико.

превышение допустимого обратного напряжения, что приводит к увеличению обратного тока коллекторного диода. Он увеличивает искажения и значительно уменьшает выходную мощность. Одновременно значительно растет мощность потерь в транзисторе, что может привести к сильному его разогреву, а при известных условиях даже к тепловой обратной связи и разрушению транзистора.

В двухтактных схемах, работающих в режиме В, легко могут появиться искажения, если характеристики транзисторов не являются идентичными. При использовании парных транзисторов искажения в оконечной ступени состоят преимущественно из третьей гармоники. Особенно неприятными являются искажения при малом управляющем сигнале (рис. 2-12). Для того чтобы уменьшить искажения, рабочую точку оконечной ступени нужно выбрать так, чтобы при этом протекал определенный ток покоя. Однако вследствие этого к. п. д.

несколько понизится. С помощью этого эмиттерного сопротивления можно установить также режим АВ. Так как эмиттерное сопротивление находится в цепи постоянного тока, то оно уменьшает степень использования коллекторного напряжения. Поэтому у мощных оконечных ступеней делают это сопротивление весьма малым ($\sim 1 \text{ ом}$).

При этом общее эмиттерное сопротивление не шунтируют конденсатором (этого не следует делать также и вследствие противофазности эмиттерных токов), поскольку последний будет заряжаться из-за нелинейности эмиттерного диода, что вызовет изменение положения рабочей точки. По той же причине делитель напряжения, включенный в цепь базы, не следует шунтировать емкостью. Для того чтобы установить в рабочей точке ток покоя, делитель напряжения целесообразно подключать к среднему отводу вторичной обмотки трансформатора каскада возбуждения. Параллельно нижней ветви делителя подключается сопротивление с ОТК, которое обеспечивает стабилизацию рабочей точки при колебаниях температуры.

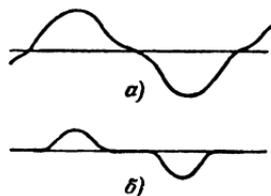


Рис. 2-12. Искажение в оконечной ступени, работающей в режиме В.
а — при большом сигнале;
б — при малом сигнале.

г) Схемы с последовательным соединением транзисторов

До сих пор рассмотренные схемы на транзисторах были «нормальными», т. е. по постоянному току транзисторы включались параллельно. Подобно лампам (безтрансформаторная оконечная ступень), можно так расположить транзисторы, что по постоянному току они будут включены последовательно. Такое включение показано на рис. 2-13. Эта схема имеет преимущество прежде всего тогда, когда напряжение батареи E_k может выбираться произвольно и может быть относительно высоким, а также если сопротивление нагрузки имеет малую величину. Переменное напряжение между коллекторами у транзисторов для этой схемы не может быть выше напряжения питания, в то время как у обыч-

ной двухтактной схемы (параллельной) оно увеличилось бы до двойной величины напряжения батареи.

Сопротивление нагрузки R_H при последовательном включении транзисторов определяется из выражения:

$$R_H = \frac{E_K^2}{8P_{\text{вых}}} \quad (2-24)$$

($P_{\text{вых}}$ — максимальная выходная мощность). При сравнении с уравнением (2-17) получается, что при последовательной схеме сопротивление нагрузки будет в 16 раз меньше, чем при параллельной схеме. В данном случае громкоговоритель, например, можно включать без трансформатора.

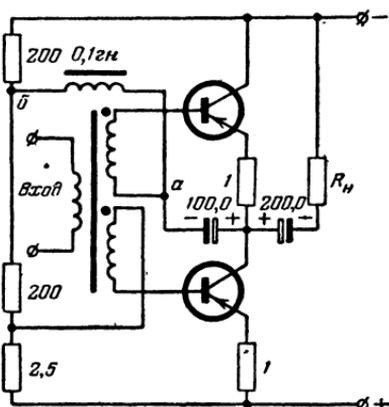


Рис. 2-13. Последовательная двухтактная оконечная ступень без выходного трансформатора.

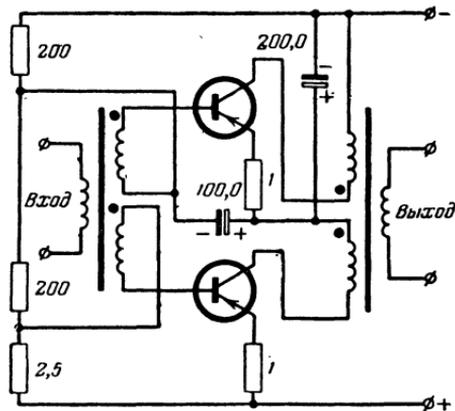


Рис. 2-14. Последовательная двухтактная оконечная ступень с выходным трансформатором.

Напряжение смещения базы верхнего транзистора устанавливается таким, чтобы в отсутствие сигнала на обоих транзисторах напряжение было одинаковым. Между базовым делителем напряжения и базой верхнего транзистора необходимо включить небольшой дроссель, так как точка подвода к трансформатору (а) имеет более высокий потенциал по переменному напряжению, нежели точка б.

Если же нельзя обойтись без трансформатора (в случае очень малой нагрузки), то согласно рис. 2-14 необходимость в дросселе отпадает. Здесь в каждой коллекторной цепи находится

обмотка выходного трансформатора, которая присоединена к батарее так, чтобы эмиттер верхнего транзистора был заземлен по переменному току. В обеих схемах (рис. 2-13 и 2-14) к базам транзистора необходимо подводить сигнал в противофазе.

д) Мостовые схемы

Выходное сопротивление оконечных ступеней с транзисторами часто бывает настолько малым, что появляется возможность включать громкоговоритель без трансформатора. При обычной двухтактной схеме обмотка громкоговорителя должна иметь средний вывод. Однако из-за этого происходит значительное уменьшение электроакустического к. п. д., так как для работы фактически используется только половина обмотки. Кроме вышеприведенной схемы с последовательным соединением транзисторов, эту трудность можно обойти с помощью мостовой схемы.

На рис. 2-15 показана мостовая схема, в которой громкоговоритель включен в диагональ моста, состоящего из двух транзисторов и двух батарей. Очевидно, что при этом транзистор T_2 работает в схеме с общим эмиттером, а T_1 — в схеме с общим коллектором. При этом на оба транзистора необходимо подавать напряжение различной амплитуды и фазы, которые могут быть получены либо от трансформатора каскада возбуждения, либо от соответственным образом рассчитанной фазоинверсной ступени.

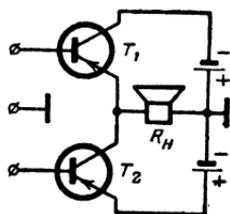


Рис. 2-15. Мостовая схема с двумя транзисторами и двумя батареями.

На рис. 2-16 показан принцип построения мостовой схемы на четырех транзисторах. Штриховые линии показывают, на какие транзисторы должны подаваться напряжения в одинаковой фазе. Однако базы их не могут быть соединены непосредственно, так как, например, транзистор T_2 работает в схеме с общим эмиттером, а T_2 — в схеме с общим коллектором. Управляющие напряжения должны иметь поэтому хотя и одинаковые фазы, но разные величины. Вместо трансформатора возбуждающего каскада с его многочисленными обмотками подачу сигнала можно осуществить по схеме, приведен-

ной на рис. 2-17. При этом часть переменного напряжения одной пары транзисторов используется для управления транзистора из другого плеча моста за счет того, что коллектор транзистора T_2 соединяется с базой T_4 , а коллектор T_4 соединяется с базой T_2 . В этом случае окажется необходимым лишь подать на транзисторы T_1 и T_3 сигнал в противофазе.

Если схема на рис. 2-17 работает как усилитель в режиме А, то T_2 и T_4 после соответствующего расчета сопротивлений в базах можно использовать как электрон-

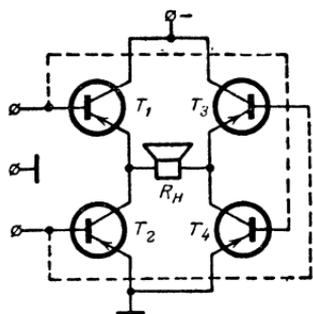


Рис. 2-16. Мостовая схема на четырех транзисторах.

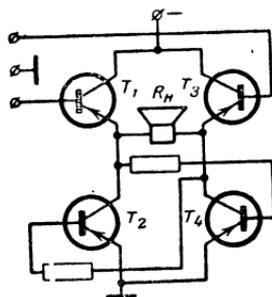


Рис. 2-17. Мостовая схема с простым управлением.

ный переключатель. В этом случае ток через громкоговоритель в течение первого полупериода будет протекать от коллектора транзистора T_2 к эмиттеру T_3 , а во время второго — от коллектора T_4 к эмиттеру T_1 . При этом T_2 и T_4 могут иметь значительно меньшую мощность рассеяния, нежели T_1 и T_3 , правда, они должны пропускать общий ток через громкоговоритель; однако в момент открывания между коллектором и эмиттером будет приложено относительно низкое напряжение, соответствующее точке изгиба характеристики.

Мостовые схемы могут быть особенно легко выполнены при совместном использовании транзисторов типа $p-n-p$ и $n-p-n$. На рис. 2-18 показана, например, схема, которая соответствует схеме, приведенной на рис. 2-15. Вход здесь может быть общим. Если управляющее напряжение на базе транзистора T_1 будет становиться более отрицательным, то будет увеличиваться его коллектор-

ный ток. У транзистора T_2 , наоборот, при отрицательном напряжении на базе коллекторный ток уменьшается. Оба транзистора на рис. 2-18 работают в схеме с общим коллектором, в то время как на рис. 2-15 транзистор T_1 работает в схеме с общим коллектором, а T_2 — в схеме с общим эмиттером. Хотя обе базы транзисторов управляются напряжением в одинаковой фазе, схема, приведенная на рис. 2-18, в действительности является двухтактной.

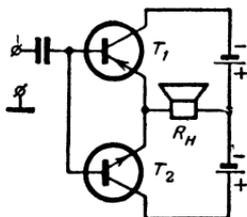


Рис. 2-18. Мостовая схема на двух транзисторах с различной проводимостью и двумя батареями.

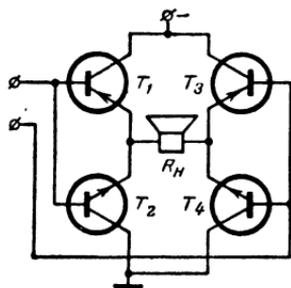


Рис. 2-19. Мостовая схема на двух парах транзисторов с различной проводимостью.

Мостовая схема на двух $p-n-p$ и двух $n-p-n$ транзисторах показана на рис. 2-19. Поскольку базы T_1 и T_2 так же, как и базы T_3 и T_4 , соединены друг с другом, подача сигнала здесь осуществляется так же просто, как в схеме рис. 2-17, т. е. обе пары транзисторов требуют для управления напряжение одинаковой величины в одинаковой фазе.

Мостовые схемы имеют некоторое преимущество по сравнению с двухтактными. Как и при последовательной схеме включения, максимальное действующее напряжение на коллекторе не превышает напряжения батареи питания. Мостовые схемы поэтому особенно целесообразны тогда, когда необходимо получить большую мощность низкой частоты, при этом каждый из четырех транзисторов участвует в образовании полезной мощности. При одном и том же напряжении питания здесь может быть достигнута вдвое большая полезная мощность, нежели при использовании двух транзисторов. Мостовые схемы могут работать как в режиме А, так и в режи-

ме V . Коэффициент полезного действия и мощность их рассчитываются так же, как в обычной оконечной ступени.

2-3. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Для достижения определенных свойств усилителя его часто охватывают различными видами обратной связи. Введение обратной связи в усилитель на транзисторах особенно важно, так как с помощью обратной связи достигаются не только определенные свойства схемы по переменному току, но с ее помощью достигается стаби-

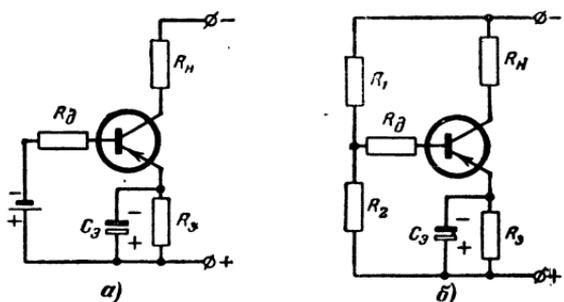


Рис. 2-20. Подача смещения на базу при последовательной обратной связи.

а — от отдельной батареи; *б* — с делителя напряжения.

лизация по постоянному току и независимость свойств усилителя от разброса параметров отдельных экземпляров транзисторов.

а) Обратная связь по постоянному току

Как уже указывалось (§ 1-5), при последовательной обратной связи (рис. 2-20) стабилизация осуществляется с помощью эмиттерного сопротивления $R_э$, которое для уменьшения обратной связи по переменному току шунтируется емкостью.

Параллельная схема обратной связи была показана на рис. 1-45. В этом случае при увеличении коллекторного тока (например, от повышения температуры) будет происходить уменьшение коллекторного напряжения. Так как сопротивление смещения $R_б$, определяющее ток базы, непосредственно соединено с коллектором, то с па-

дением коллекторного напряжения будет также уменьшаться и ток базы. Стабилизация будет осуществляться тем лучше, чем больше сопротивление в цепи коллектора. Нагрузка в этом случае должна иметь сопротивление по постоянному току.

Следует обратить внимание на то, что в схеме, представленной на рис. 1-45, действует также отрицательная обратная связь по переменному току, которая, однако, тем меньше, чем больше величина сопротивления базы R_6 . Однако здесь в противоположность схемам рис. 2-20 отрицательную обратную связь по переменному току нельзя ликвидировать простым шунтированием емкостью, для этого необходимы специальные схемные решения. Но в большинстве случаев в этом нет никакой необходимости.

Усиление транзисторного каскада существенно зависит от положения рабочей точки транзистора. Но положение рабочей точки может сильно измениться, если вследствие какой-либо причины (например, в результате температурных влияний) изменяется коллекторный ток. При усилении малых сигналов в общем случае температура кристалла T_j равна окружающей температуре $T_{окр}$. Обозначим через ρ_j изменение коллекторного тока $d(-I_K)$ от изменения температуры кристалла dT_j . Это изменение коллекторного тока подчиняется уравнению:

$$\rho_j = \theta \frac{A + P}{B + Q}. \quad (2-25)$$

Отдельные составляющие этого уравнения содержат несколько слагаемых. Но так как большей частью они в ходе расчетов не изменяются, то это не внесет дополнительных неудобств.

$$A = R_{6,6'} + r_0 \left(1 - \frac{1}{c_3 T_j} \ln M \right); \quad (2-25a)$$

$$B = R_{6,6'} + \frac{r_0}{(1 - \alpha_6) M} \approx R_{6,6'} + \alpha_3 \frac{r_0}{M}; \quad (2-25b)$$

$$\theta = \frac{\alpha_6}{1 - \alpha_6} c_K I_{\partial 0} \approx c'_K (-I_{K\partial 0}). \quad (2-25в)$$

При этом

$$M = \frac{I_a + I_{a0}}{I_{a0}} \approx \frac{I_a}{I_{a0}}; \quad (2-25г)$$

$$r_0 = \frac{U_T}{I_{a0}}. \quad (2-25д)$$

Значение M может при известных условиях иметь очень большую величину, однако в общем случае $\ln M$ остается относительно малым; при $I_a = 100$ ма, например, $M = 10^4$, а $\ln M = 9$.

Для практического определения по уравнению (2-25) величин P и Q в схемах на рис. 2-20 и рис. 1-45 составлена соответствующая табл. 2-1.

Таблица 2-1
Расчет величин P и Q в уравнении (2-25)

Схема	P	Q
Рис. 2-20,а	$R_d + R_a$	$R_d + \alpha_a R_a$
Рис. 2-20,б	$R_d + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_a$	$R_d + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \alpha_a R_a$
Рис. 1-45	R_b	$R_b + \alpha_a R_H$

Нетрудно заметить, что стабилизирующее действие тем лучше, чем меньше величина P и больше величина Q .

Пример. Если $U_T = 25$ мв; $I_{a0} = 25$ мкА; $r_0 = 1$ ком; $\alpha_a = 50$; $I_a = 1$ ма; $R_{б,б'}$ = 200 ом; $M = 40$ и $c_a = c_k = 0,1$ 1/град, тогда $\Theta = 125$ мкА/град, $A = 1,07$ ком, $B = 1,45$ ком. С эмиттерным сопротивлением $R_a = 200$ ом получается $\rho_j = 14$ мкА/град, при отсутствии стабилизации $\rho_j = 125$ мкА/град.

В приведенных выше формулах встречаются величины, которые являются известными только на высокой частоте, например $R_{б,б'}$. U_T почти всегда можно принимать равным 25 мв, так как до температуры 50° С это значение изменяется незначительно (например, при 60° С $U_T = 29$ мв). Множители c_a и c_k сильно влияют на результат и поэтому их значение надо знать точно. Экспе-

римент показывает, что их значения, данные в примере, являются несколько завышенными; действительные значения их в общем случае лежат в пределах 0,07—0,09 1/град.

б) Обратная связь по переменному току

С помощью отрицательной обратной связи по переменному току (в дальнейшем будем называть просто — обратная связь) можно достигнуть различных результатов: например, уменьшить коэффициент нелинейных искажений и расширить полосу усиливаемых сигналов в область верхних частот. Это бывает важно уже при усилении низкой частоты, так как мощные транзисторы, например, в схеме с общим эмиттером могут иметь предельную частоту 5—10 *кГц*. Следует заметить, что определенными способами обратную связь можно сделать частотно-зависимой. Особо важное применение обратной связи в усилителях на транзисторах состоит в получении определенного входного и выходного сопротивлений для согласования транзистора с генератором.

Основные принципы расчета схем с отрицательной обратной связью здесь те же, что и для ламповых схем. Однако у транзисторов следует учитывать некоторые особенности. Так как транзисторы, работая в каскадах предварительного усиления низкочастотных усилителей в схеме с общим эмиттером, имеют относительно низкую предельную частоту, то для высших частот звукового диапазона может появиться значительный фазовый сдвиг, затрудняющий введение обратной связи, в особенности при охвате нескольких каскадов. В общем случае граничная частота усилителя, охватываемого обратной связью, на каждые 10 *дБ* обратной связи должна быть на октаву выше, чем наивысшая усиливаемая частота. Целесообразно, однако, предусмотреть еще некоторый коэффициент запаса на одну или две октавы. Усилитель, который должен воспроизводить полосу звуковых частот до 15 *кГц* и имеет обратную связь в 20 *дБ*, должен в цепи обратной связи иметь минимальные фазовые сдвиги до частоты 240 *кГц*.

Если вспомнить, что граничная частота низкочастотных транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером, лежит между 10 и 20 *кГц*, то можно представить, какие высокие требования должны быть поставлены пе-

ред транзистором. Простейшим решением было бы применение высокочастотных транзисторов. Однако прежде всего необходимо стремиться применять в низкочастотных усилителях транзисторы, специально разработанные для этого диапазона частот.

На рис. 2-21 и 2-22 показаны два варианта введения обратной связи в двухкаскадный усилитель. Если обратной связью охвачен отдельно каждый каскад, то в этом случае происходит как уменьшение искажений, так и улучшение фазовой характеристики, что, однако, приобретает за счет потери усиления мощности. Но при этом может оказаться, что искажения в конечном итоге получаются большими, чем при отсутствии обратной связи, если у названной ступени для получения требуемой выходной мощности приходится подавать слишком большое входное напряжение.

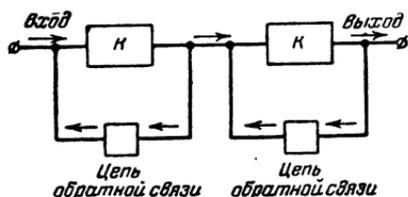


Рис. 2-21. Схема введения обратной связи в каждый каскад двухкаскадного усилителя.



Рис. 2-22. Схема подачи обратной связи с выхода двухкаскадного усилителя на вход.

Если, например, на рис. 2-22 каждая из двух ступеней имеет усиление K , а обе ступени охвачены обратной связью в 6 дБ , то тогда общее усиление равно $K^2/2$. Результирующее изменение фазы и искажения уменьшаются наполовину. При этом, если выходной сигнал по величине должен быть таким же, как и в схеме без обратной связи, нужно соответственно увеличить входное напряжение. В том случае, когда глубина обратной связи в схеме на рис. 2-21 составляет 6 дБ , в каждой ступени общее усиление равно только $K^2/4$; общее изменение фазового сдвига уменьшается, как и на рис. 2-22, наполовину, но уменьшения искажений вдвое не произойдет, так как к первой ступени нужно подвести намного большее входное напряжение, если хотят получить выходное напряжение, одинаковое с напряжением, соответствующим схеме без обратной связи.

Отсюда очевидно, как важно бывает охватить обратной связью возможно большее число каскадов.

На рис. 2-23,а и 2-24,а показаны две основные схемы параллельной и последовательной обратной связи. В схемах на транзисторах при параллельной обратной связи ток обратной связи i' проте-

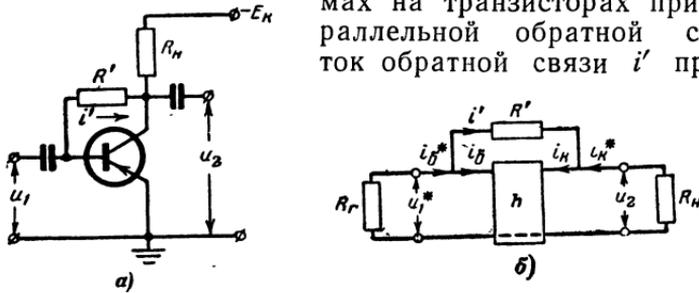


Рис. 2-23. Схемное выполнение параллельной обратной связи (а) и эквивалентная схема (б).

кает через базу, в то время как при последовательной обратной связи напряжение обратной связи u' вводится последовательно с входным напряжением u_1 . При этом целесообразно осуществлять подачу напряжения в цепь эмиттера.

Так как величины, характеризующие обратную связь i' и u' , могут быть пропорциональными соответственно либо

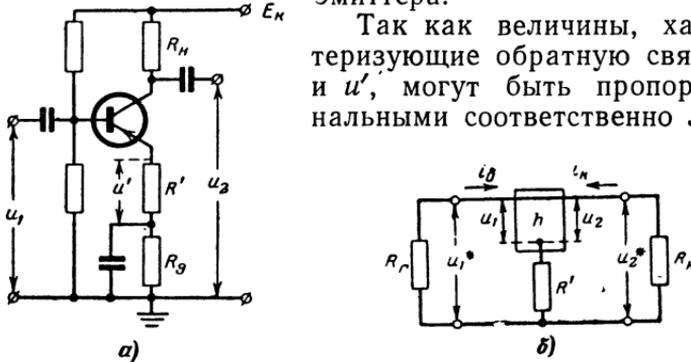


Рис. 2-24. Схемное выполнение последовательной обратной связи (а) и эквивалентная схема (б).

выходному току, либо входному напряжению, то получаются четыре принципиальные схемы, обладающие различными свойствами:

1) *Параллельная обратная связь по току.* На вход через цепь обратной связи подается ток, пропорциональный выходному току. При этом происходит стаби-

лизация коэффициента усиления по току в режиме короткого замыкания.

2) *Параллельная обратная связь по напряжению.* Здесь на вход поступает ток, пропорциональный выходному напряжению, который вызывает стабилизацию сопротивления обратной передачи r_{21} в режиме холостого хода.

3) *Последовательная обратная связь по току.* Напряжение, пропорциональное выходному току, подается последовательно с входным напряжением. Благодаря этому получают стабилизацию крутизны в режиме короткого замыкания.

4) *Последовательная обратная связь по напряжению.* При этом напряжение, пропорциональное выходному напряжению, подается последовательно с входным напряжением. Здесь происходит стабилизация коэффициента усиления по напряжению в режиме холостого хода.

Новые рабочие параметры, появляющиеся при параллельной и последовательной обратной связи (обозначаются «звездочкой»), могут быть получены на основании эквивалентных схем, изображенных на рис. 2-23,б и 2-24,б.

В формулах приняты следующие обозначения:

Для параллельной обратной связи

$$t_{\text{пар}} = \frac{R_{\text{н}}}{R'} \frac{1}{1 + R_{\text{н}}h_{22}}; \quad (2-26)'$$

для последовательной обратной связи

$$t_{\text{посл}} = \frac{R'}{\Delta H R_{\text{н}} + h_{11}} = \frac{R' (1 - L)^*}{h_{11} (1 - HL)}, \quad (2-26a)$$

где

$$L = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + \frac{1}{h_{22}}}; \quad (2-27)$$

$$H = \frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}h_{22}}; \quad (2-28)$$

$$G = \frac{h_{11}}{h_{11} + R_{\text{г}}}. \quad (2-29)$$

Рабочими параметрами для параллельной обратной связи являются следующие отношения:

$$\frac{K^*_i}{K_i} = \frac{1}{1 + t_{\text{пар}}h_{21}}; \quad (2-30)$$

$$\frac{K^*_u}{K_u} = 1; \quad (2-31)$$

$$\frac{r^*_{\text{вх}}}{r_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + t_{\text{пар}}h_{21}}; \quad (2-32)$$

$$\frac{r^*_{\text{вых}}}{r_{\text{вых}}} = \frac{1 - HG}{1 - HG + t_{\text{пар}}h_{21} \left(\frac{1 - G}{L} \right)}; \quad (2-33)$$

$$\frac{K^*_p}{K_p} = \frac{1}{1 + t_{\text{пар}}h_{21}}. \quad (2-34)$$

При параллельной обратной связи усиление по току уменьшается в соответствии с отношением $t_{\text{пар}}$. Это приводит к тому, что усиление по току будет меньше зависеть от разброса коэффициента усиления по току при коротком замыкании. Одновременно происходит также улучшение фазовой характеристики и компенсация нелинейных искажений. В то время как усиление напряжения остается неизменным, уменьшается входное сопротивление и усиление мощности. Выходное сопротивление также становится меньшим, в особенности когда L и G очень малы.

Рабочие параметры для последовательной обратной связи:

$$\frac{K^*_i}{K_i} = 1; \quad (2-35)$$

$$\frac{K^*_u}{K_u} = \frac{1}{1 + t_{\text{послед}}h_{21}}; \quad (2-36)$$

$$\frac{r^*_{\text{вх}}}{r_{\text{вх}}} = 1 + t_{\text{послед}}h_{21}; \quad (2-37)$$

$$\frac{r^*_{\text{вых}}}{r_{\text{вых}}} = 1 + Gt_{\text{послед}}h_{21} \frac{1 - HL}{1 - L}; \quad (2-38)$$

$$\frac{K^*_p}{K_p} = \frac{1}{1 + t_{\text{послед}}h_{21}}. \quad (2-39)$$

При последовательной обратной связи остается постоянным усиление по току, усиление по напряжению уменьшается и стабилизируется. В то время как усиление мощности, так же как и для схемы параллельной обратной связи, уменьшается, входное и выходное сопротивления возрастают.

в) Расчет схемы с обратной связью

Падение напряжения $U_э$ на эмиттерном сопротивлении $R_э$ (рис. 2-25) действует по отношению к входному напряжению в противофазе и уменьшает усиление по напряжению K_u ступени. Если обозначить через K'_u коэффициент усиления ступени с эмиттерным сопротивлением, то отношение K_u/K'_u представляет глубину обратной связи.

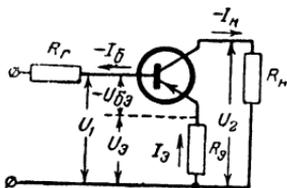


Рис. 2-25. Получение обратной связи с помощью сопротивления в эмиттере.

Коэффициент усиления по напряжению ступени без обратной связи (т. е. без эмиттерного сопротивления $R_э$) в схеме с общим эмиттером определится как

$$K_u = - \frac{h_{21э}}{\Delta h_э + h_{11э}/R_H}. \quad (2-40)$$

Для определения усиления напряжения ступени, охваченной обратной связью ($R_э > 0$), предварительно заметим, что

$$I_э = -(I_б + I_к); \quad (2-41)$$

$$I_к = - \frac{U_к}{R_H}; \quad (2-42)$$

$$I_б = - \frac{U_бэ}{h_{21э}} \left(h_{22э} + \frac{1}{R_H} \right). \quad (2-43)$$

Подставляя уравнения (2-42) и (2-43) в уравнение (2-41), получаем:

$$I_э = \frac{U_бэ}{R_H} \left(1 + \frac{1}{h_{21э}} + \frac{h_{22э}}{h_{21э}} R_H \right). \quad (2-44)$$

На эмиттерном сопротивлении $R_э$ происходит падение напряжения $-U_э = R_э I_э$. После подстановки $I_э$ из уравнения (2-44) получим:

$$-U_э = \frac{R_э U_2}{R_н h_{21э}} (1 + h_{21э} + R_н h_{22э}). \quad (2-45)$$

Согласно определению величина K_u для ступени без обратной связи будет:

$$K_u = \frac{U_2}{U_{бэ}} (R_э = 0, U_1 = U_{бэ}), \quad (2-46)$$

а для ступени с обратной связью

$$K'_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_э + U_{бэ}} = \frac{U_2}{U_э + U_2/K_u}. \quad (2-47)$$

Если теперь подставить значение $U_э$, найденное из уравнения (2-45), в уравнение (2-47), то получим:

$$K'_u = \frac{1}{\frac{1}{K_u} + \frac{U_э}{U_2}} = \frac{1}{\frac{1}{K_u} - \frac{R_э}{R_н h_{21э}} (1 + h_{21э} + R_н h_{22э})};$$

$$\frac{K'_u}{K_u} = \frac{R_н h_{21э}}{R_н h_{21э} - R_э K_u (1 + h_{21э} + R_н h_{22э})}.$$

С учетом уравнения (2-40) получаем, наконец, выражение для определения глубины отрицательной обратной связи

$$\frac{K'_u}{K_u} = \frac{1}{1 + R_э \frac{1 + h_{21э} + R_н h_{22э}}{h_{11э} + R_н \Delta h_э}}; \quad (2-48)$$

для $R_э \rightarrow 0$ $K'_u \rightarrow K_u$ и для $R_э \rightarrow \infty$ $K'_u = 0$.

Эмиттерное сопротивление $R_э$ может быть не только омическим, но и комплексным (например, индуктивность или колебательный контур). В этом случае коэффициент усиления по напряжению K'_u будет также комплексным.

Из уравнения (2-48) можно рассчитать усиление по напряжению K'_u , не зная значения K_u . Подставляя еще раз значение K_u из уравнения (2-40), найдем:

$$K'_u = - \frac{R_н h_{21э}}{h_{11э} + R_н \Delta h_э + R_э (1 + h_{21э} + R_н h_{22э})}. \quad (2-49)$$

Транзистор ОС71 имеет следующие параметры:

$$h_{11э} = 800 \text{ ом}; \quad h_{12э} = 5,4 \cdot 10^{-4}; \quad h_{21э} = 47;$$

$$h_{22э} = 0,8 \cdot 10^{-4} \text{ мо}; \quad \Delta h_{э} = 386 \cdot 10^{-4}.$$

При сопротивлении нагрузки $R_n = 4 \text{ ком}$ согласно уравнению (2-49) получаем:

$$K'_u = f(R_э) = \frac{188 \cdot 10^3}{954 + 48,3R_э}.$$

Для ступени без обратной связи получается $K_u = 200$. Если выбрать $R_э = 1 \text{ ком}$, то коэффициент усиления уменьшается до $K'_u = 3,8$. В этом случае согласно уравнению (2-48) глубина обратной связи будет равна:

$$\frac{K'_u}{K_u} \approx \frac{1}{1 + 0,05R_э} = \frac{1}{51} = 0,0196.$$

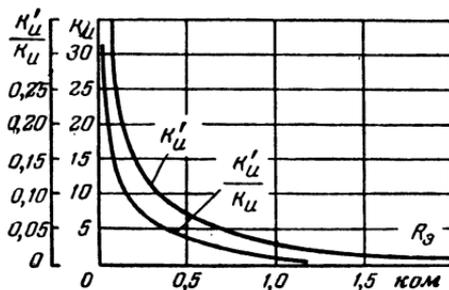


Рис. 2-26. Зависимость коэффициента усиления каскада и глубины обратной связи от величины эмиттерного сопротивления.

На рис. 2-26 показаны величины K'_u и K'_u/K_u в зависимости от $R_э$ для транзистора ОС71 при сопротивлении нагрузки $R_n = 4 \text{ ком}$.

г) Схемы с обратной связью

В окончательных ступенях усилителей мощности для получения обратной связи обычно вводят не шунтированное емкостью эмиттерное сопротивление. Наиболее рациональной обратная связь получается в том случае, когда с обмотки выходного трансформатора в эмиттерную цепь подается определенным образом сфазированный сигнал, как это показано на рис. 2-27 (выходная

ступень с разделенной нагрузкой). Эта ступень тогда работает частично как схема с общим эмиттером, а частично как схема с общим коллектором. (Очень сильную обратную связь получают в том случае, если трансформатор включен только в эмиттерную цепь). Глубина обратной связи зависит, с одной стороны, от отношения

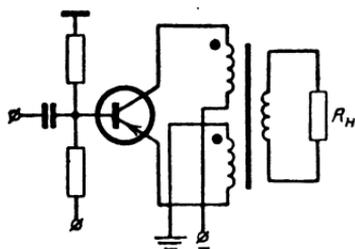


Рис. 2-27. Мощный усилитель с разделенной нагрузкой.

числа витков на первичной стороне и, с другой стороны, от коэффициента трансформации.

Двухтактная схема с разделенной первичной обмоткой выходного трансформатора показана на рис. 2-28. В этой схеме эмиттер является очень удобной точкой для отвода напряжения обратной связи в предыдущие каскады, особенно когда нужно ослабить фон переменного тока в усилителях мощности, питающихся от сети через выпрямитель. Обратная связь с коллектора увеличила бы этот фон. Кроме того, при подаче обратной связи с эмиттера получается наименьший фазовый сдвиг.

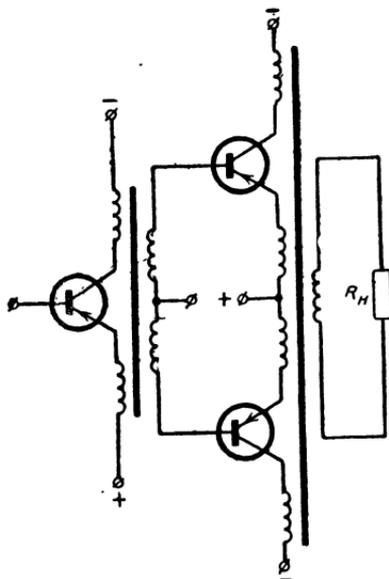


Рис. 2-28. Двухтактная схема с разделенной нагрузкой.

На рис. 2-29 показан двухкаскадный RC -усилитель с обратной связью с коллектора второго транзистора на эмиттер первого. По такой схеме можно получить очень высокое входное сопротивление (300—500 ком), в то время как выходное сопротивление является очень малым.

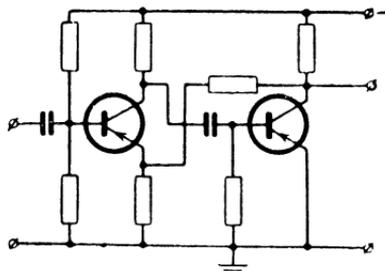


Рис. 2-29. Двухкаскадный RC-усилитель с обратной связью.

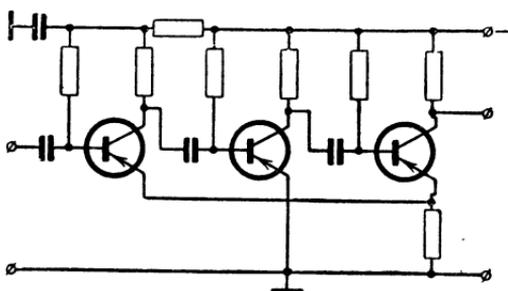


Рис. 2-30. Трехкаскадный усилитель с общим эмиттерным сопротивлением в первом и третьем каскадах.

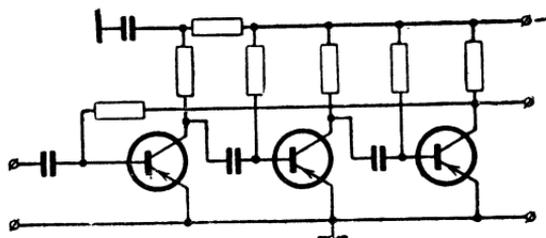


Рис. 2-31. Трехкаскадный усилитель с обратной связью.

В трёхкаскадном RC -усилителе (рис. 2-30) в первом и последнем каскаде имеется общее эмиттерное сопротивление. Обратная связь пропорциональна при этом выходному току. Усилитель имеет высокое как входное, так и выходное сопротивления. Вследствие того, что обратная связь охватывает здесь три ступени, для обеспечения хорошей стабильности в данном случае необходима дополнительная фазосдвигающая цепочка, которая должна влиять на фазовую характеристику на нижней и верхней границах полосы пропускания.

В трёхкаскадном RC -усилителе, изображенном на рис. 2-31, обратная связь подается с коллектора последнего каскада на базу первого. Такой усилитель имеет низкое входное и выходное сопротивления. В отношении стабильности действительны указания к схеме на рис. 2-30.

2-4. УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

При включении трансформатора между источником сигнала и транзистором можно достигнуть идеального согласования по мощности. Правда, вопрос о том, применять ли в транзисторном усилителе трансформаторную связь или RC -связь, нельзя решить сразу. При правильном согласовании источника сигнала с помощью трансформатора транзистор работает преимущественно в режиме управления напряжением, так как при этом устанавливается определенное значение внутреннего сопротивления генератора, пересчитанное в первичную цепь, и оно не может быть выбрано произвольно. Для того чтобы получить хорошую частотную характеристику, нужно, кроме того, иметь большую индуктивность первичной обмотки, так что трансформатор по сравнению с транзистором будет занимать очень много места. Если все же бывает необходимо использовать трансформаторную связь, то индуктивность первичной обмотки трансформатора можно определить следующим образом. Если R_r — внутреннее сопротивление генератора, n — коэффициент трансформации, R_n — сопротивление нагрузки трансформатора, то для нижней граничной частоты f_n (при уменьшении напряжения на 3 дБ) действительно соотношение

$$f_n = \frac{1}{2\pi L_1} \frac{R_r R_n n^2}{R_r + R_n n^2} \quad (2-50)$$

В случае согласования

$$R_{\Gamma} = R_{\text{H}} n^2. \quad (2-51)$$

Подстановкой уравнения (2-51) в уравнение (2-50) получаем:

$$L_1 = \frac{1}{4\pi f_{\text{H}}} R_{\text{H}} n^2 = \frac{R_{\Gamma}}{4\pi f_{\text{H}}}. \quad (2-52)$$

При сопротивлении генератора 800 ом и при низшей граничной частоте $f_{\text{H}} = 20$ гц индуктивность первичной обмотки трансформатора должна быть:

$$L_1 = \frac{800}{4\pi \cdot 20} \approx 3 \text{ гн.}$$

Для получения такой индуктивности необходим, однако, относительно большой сердечник.

При использовании RC -связи в противоположность ступени с трансформаторной связью можно получить малые размеры ступени на транзисторе. Для конденсатора связи получается аналогичное с уравнением (2-50) условие

$$C_{\text{св}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{H}} R_{\Gamma}}. \quad (2-53)$$

Но здесь вместо R_{Γ} необходимо подставить результирующее сопротивление, которое получается как параллельное соединение внутреннего сопротивления транзистора и сопротивления участка эмиттер — база (в случае, если в качестве генератора служит предварительная ступень на транзисторе). Для $R_{\Gamma} = 800$ ом и $f_{\text{H}} = 20$ гц из уравнения (2-53) получаем:

$$C_{\text{св}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 800} = 10 \cdot 10^{-6} \text{ ф.}$$

Из-за малых действующих напряжений размеры конденсаторов могут быть весьма малыми. При RC -связи, конечно, не достигается согласования по мощности. Появляющиеся потери в усилении требуют при обычном числе ступеней низкочастотного усилителя (2—3) включения дополнительной ступени. При применении соот-

ветствующих миниатюрных радиодеталей можно, однако, усилитель на транзисторах с RC -связью разместить в очень малом объеме.

Пусть для схемы усилителя на транзисторе GFT32 задано напряжение батареи $-E_k=6$ в. На семействе характеристик (рис. 2-32) определяем на оси абсцисс в точке $-U_{кз}=6$ в начало

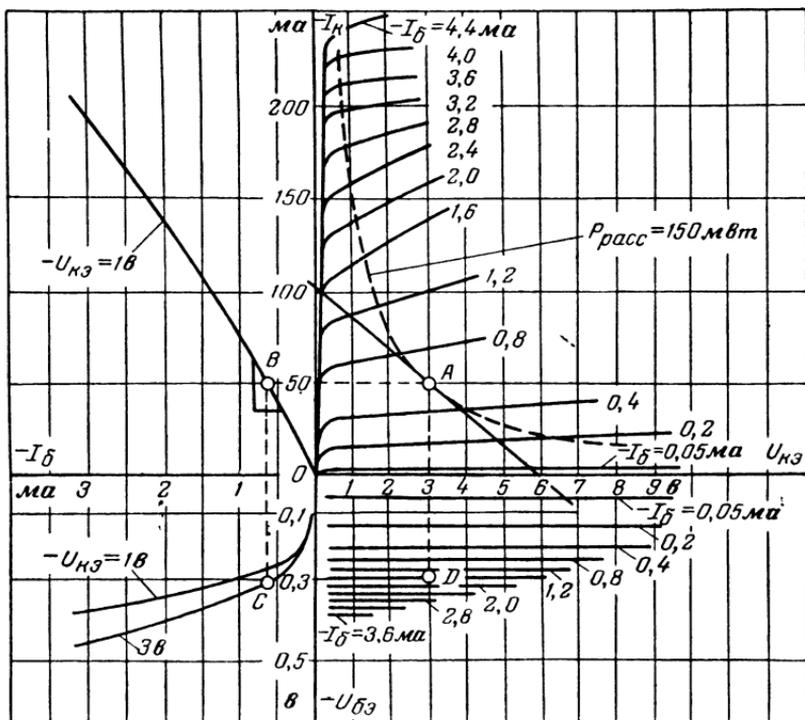


Рис. 2-32. Характеристика транзистора GFT32.

нагрузочной прямой. Если используют полную мощность рассеяния транзистора ($P_k=150$ мвт), то от точки $U_{кз}=6$ в проводят касательную к гиперболе мощности. Касательная проходит через точку A и пересекается с осью ординат при $-I_k=100$ ма. Таким образом сопротивление нагрузки:

$$R_n = \frac{-E_k}{-I_k} = \frac{6}{100} \cdot 10^3 = 60 \text{ ом.}$$

Действующее коллекторное напряжение $-U_{кз}=3$ в получается, если из рабочей точки A опустить перпендикуляр на ось абсцисс.

Из точки A проводим прямую, параллельную оси абсцисс, до пересечения с характеристикой $I_k = f(I_b)$ в точке B . Коэффициент усиления по току α_a , характеризующий рабочую точку, представляет соотношение изменений тока в коллекторной и базовой цепи:

$$\alpha_a = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_b} = \frac{30}{0,4} = 75.$$

Если от точки B проведем прямую, параллельную оси ординат, до пересечения в точке C с характеристикой $U_{ба} = f(I_b)$ в третьем квадранте, то получим действующее значение входного сопротивления в рабочей точке

$$r_{вх.а} = \frac{\Delta U_{ба}}{\Delta I_b} = \frac{0,06}{0,55 \cdot 10^{-3}} \approx 109 \text{ ом.}$$

Наконец, проводя прямую CD параллельно оси абсцисс, можно получить точку D с координатами $-U_{ба} = 0,28$ в при токе базы

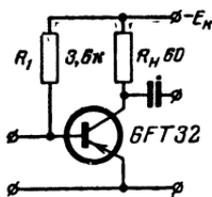


Рис. 2-33. Усилитель низкой частоты на транзисторе 6FT32.

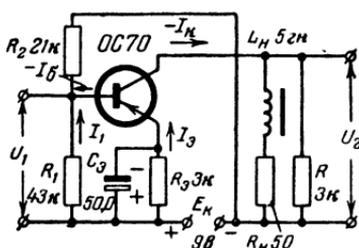


Рис. 2-34. Каскад на транзисторе с малым сопротивлением нагрузки по постоянному току.

$I_b = 1,6$ ма. Разность между напряжением батареи (6 в) и напряжением базы (0,28 в) равна 5,72 в. Делением этой разности напряжения на ток базы получают сопротивление делителя напряжения R_1 (рис. 2-33):

$$R_1 = \frac{E_k - U_{ба}}{I_b} = \frac{5,72}{1,6} \cdot 10^3 = 3,6 \text{ ком.}$$

В усилительной ступени, показанной на рис. 2-34, в коллекторную цепь включен выходной трансформатор или дроссель L_n с малым сопротивлением постоянному току R_n . К последовательно включенным L_n и R_n параллельно подсоединено сопротивление R . Для падения постоянного напряжения в коллекторной цепи можно написать:

$$E_k = I_b R_b - U_{кэ} - I_k R_n. \quad (2-54)$$

Если выразить ток эмиттера $I_э$ через коллекторный ток $-I_к$, то получим:

$$I_э = -I_к - I_б = -I_к - \frac{I_к}{\alpha_э} = -I_к \frac{1 + \alpha_э}{\alpha_э}.$$

Подставляя это соотношение в уравнение (2-54), найдем:

$$E_к = -U_{кэ} - I_к \left[R_н + R_э \left(1 + \frac{1}{\alpha_э} \right) \right]. \quad (2-55)$$

Отсюда находим эмиттерное сопротивление

$$R_э = \left(\frac{E_к + U_{кэ}}{-I_к} - R_н \right) \frac{\alpha_э}{1 + \alpha_э}. \quad (2-56)$$

Если сопротивление обмотки $R_н$ очень мало и $\alpha_э \gg 1$, то с достаточной точностью получим:

$$R_э \approx \frac{E_к + U_{кэ}}{-I_к}. \quad (2-57)$$

Необходимые сопротивления делителя напряжения R_1 и R_2 для получения напряжения смещения базы при заданном I_1 (ток через сопротивление R_1) определяются из следующих уравнений:

$$R_1 = -\frac{U_{бэ}}{I_1} - \frac{R_э I_б}{I_1} (1 + \alpha_э); \quad (2-58)$$

$$R_2 = \frac{E_к + U_{бэ}}{I_1 - I_б} + \frac{R_э I_б}{I_1 - I_б} (1 + \alpha_э). \quad (2-59)$$

Сопротивление $R_э$ шунтируется сравнительно большим конденсатором $C_э$ (50 мкф) для устранения обратной связи по переменному току.

Если применить транзистор ОС70 с выходным трансформатором, у которого приведенная к первичной обмотке индуктивность $L_н = 5$ гн, а сопротивление постоянному току $R_н = 50$ ом, и выбрать для транзистора рабочую точку при $-U_{кэ} = 4$ в, $-I_к = 1,6$ ма, 8*

$-U_{6a}=0,16$ в, $-I_6=0,06$ ма, $\alpha_0=26,7$, то при $E_K=9$ в и $I_1=0,12$ ма получим следующие значения сопротивлений:

$$R_0 = \left(\frac{9 - 4}{1,6 \cdot 10^{-3}} - 50 \right) \frac{26,7}{1 + 26,7} \approx 3 \text{ ком};$$

$$R_1 = \frac{0,16 + 3000 \cdot 0,06 \cdot 10^{-3} (1 + 26,7)}{0,12 \cdot 10^{-3}} \approx 43 \text{ ком};$$

$$R_2 = \frac{9 - 0,16 - 3000 \cdot 0,06 \cdot 10^{-3} (1 + 26,7)}{(0,06 + 0,12) \cdot 10^{-3}} \approx 21 \text{ ком}.$$

Усиление по напряжению ступени равно:

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{h_{21a} z_H}{h_{11a} + \Delta h_3 z_H}.$$

Если $h_{21a} = 30$ (несколько больше чем α_0), $h_{11a} = 1040$ ом и $\Delta h_3 = 315 \cdot 10^{-4}$, то:

$$K_u = \frac{30}{315 \cdot 10^{-4} + \frac{1040}{z_H}} = \frac{1}{10,5 \cdot 10^{-4} + \frac{34,7}{z_H}}.$$

Из рис. 2-34 имеем $\frac{1}{z_H} = \frac{1}{R_H + j\omega L_H} + \frac{1}{R}$.

При $R = 3$ ком получим $\frac{1}{z_H} = \frac{1}{50 + j\omega 5} + 0,33 \cdot 10^{-3}$.

Для очень низких частот $\frac{1}{z_H} \approx 0,02$, тем самым получаем $K_u = 1,43$. Для высоких частот можно считать, что $z_H \approx j\omega L_H$. Например, при $f = 5000$ гц $|z_H| = 15,7 \cdot 10^4$ ом и усиление по напряжению равно 80.

Если ввести крутизну в рабочей точке $S = \frac{h_{22a}}{h_{11a}} = \frac{30}{1040} = 28,8$ ма/в, то усиление по напряжению на низкой частоте равно:

$$K_u \approx S j\omega L_H. \quad (2-60)$$

Например, для частоты 100 гц $\omega L_H = 3140$ ом, тогда согласно уравнению (2-60) будем иметь:

$$|K_u|_{100гц} = 28,8 \cdot 10^{-3} \cdot 3,14 \cdot 10^3 \approx 90.$$

На средних и высоких частотах справедливо неравенство $\frac{1}{\omega L_H} \ll \frac{1}{R}$ и усиление по напряжению будет равно:

$$|K_u| \approx SR;$$

при $S = 28,8 \text{ ма/в}$ и $R = 3 \text{ ком}$ получаем:

$$|K_u| = 28,8 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 86,4.$$

Рассмотрим особенности работы и расчета некоторых схем усилителей мощности.

Основной трудностью при работе ступени мощности на транзисторе в режиме А является отвод тепла с тем, чтобы не превысить допустимой температуры кристалла

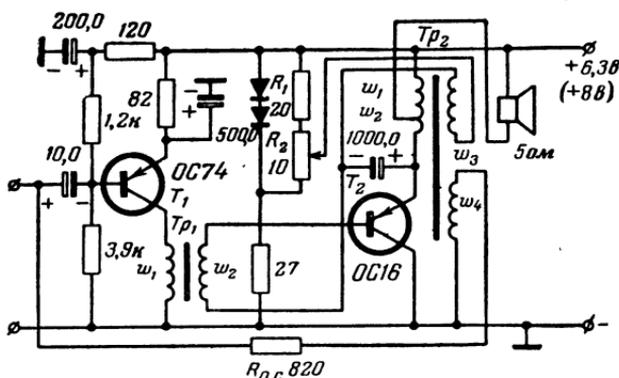


Рис. 2-35. Усилитель низкой частоты с оконечной ступенью, работающий в режиме А.

($T_{j\text{макс}} = 75^\circ \text{C}$). Так как коллектор в мощных транзисторах в общем случае соединяется с корпусом, то целесообразно выбирать схему, которая изображена на рис. 2-35, потому что в этом случае транзистор с его металлическим корпусом можно монтировать на достаточно большом металлическом шасси. При этом корпус мощного транзистора крепится непосредственно на шасси, соединенном с минусом батареи, и изоляции, увеличивающей тепловое сопротивление между корпусом транзистора и шасси, не требуется.

Сопротивление обмотки трансформатора Tp_2 в цепи эмиттера используется для стабилизации. Так как в эмиттер ОС16 в этой схеме вводится переменное на-

пряжение, выход транзистора не может быть связан по постоянному току с входом и обратная связь будет отсутствовать. Поэтому постоянное напряжение на базу подается через дополнительную обмотку (ω_3) выходного трансформатора, к которой прикладывается полное переменное напряжение эмиттера. Входной переменный ток протекает через большой конденсатор емкостью 1 000 мкф.

Стабилизация этой схемы осуществляется путем введения обратной связи по постоянному току с помощью сопротивления, включенного в цепь эмиттера ОС16 (омическое сопротивление обмоток ω_1 и ω_2), и с помощью делителя базового напряжения. Делитель напряжения может регулироваться для того, чтобы можно было установить в пределах допуска разброс характеристик в рабочей точке. Цепь делителя напряжения состоит из параллельного соединения последовательно включенных сопротивлений R_1 и R_2 и двух селеновых стабилитронов. Стабилизация по отношению к изменению окружающей температуры дополнительно поддерживается температурной зависимостью сопротивления эмиттерной цепи.

В рассматриваемой схеме при действии обоих видов стабилизации при повышении температуры получается незначительная перекомпенсация, так что коллекторный ток $-I_{КА}$ в рабочей точке при напряжении батареи $E_K=6,3$ в и окружающей температуре $T_{окр}=20^\circ\text{C}$ так же, как и при $E_K=8$ в и при окружающей температуре $T_{окр}=45^\circ\text{C}$, имеет одинаковое значение, а именно $-I_{КА}=0,95$ а.

При неблагоприятных условиях потери мощности рассеяния на коллекторе ОС16 составят:

$$P_{к.макс} = (E_K - U_{тр}) (-I_{КА}) = (8 - 0,6) \cdot 0,95 \approx 7 \text{ вт},$$

если принять падение напряжения на обмотке трансформатора $U_{тр}=0,6$ в. Эти потери мощности выделяются в транзисторе в виде тепла, которое должно отводиться с помощью охлаждающей поверхности металлического шасси. При максимальной окружающей температуре $T_{окр.макс}=45^\circ\text{C}$ и максимально допустимой температуре кристалла $T_{jмакс}=75^\circ\text{C}$ перепад температуры равен:

$$T_{jмакс} - T_{окр.макс} = 75 - 45 = 30^\circ\text{C}.$$

Из уравнения (1-10) получают общее тепловое сопротивление

$$R_{т.общ} = \frac{T_{j \text{ макс}} - T_{окр.макс}}{P_{к.макс}} = \frac{30}{7} \approx 4,3 \text{ град/вт.}$$

При неизолированном монтаже транзистора на металлическом шасси на тепловое сопротивление транзистора от кристалла к корпусу приходится значение $R_T = 1,8 \text{ град/вт}$, так что максимальное значение теплового сопротивления шасси должно быть:

$$R_{т.ш} = R_{т.общ} - R_T = 4,3 - 1,8 = 2,5 \text{ град/вт.}$$

Такое значение имеет, например, горизонтально расположенный лист из зачерненного алюминия толщиной 1,5 мм и площадью около 380 см².

У транзистора ОС16 при определении величины управляющего сигнала можно использовать характеристики до значения обратного тока $-I_K = 30 \text{ ма}$, т. е. практически до амплитуды тока управления, равной 0,95 а. Область управления напряжением уменьшается на величину падения напряжения по постоянному току в обмотках ω_1 и ω_2 выходного трансформатора ($U_{тр} = 0,6 \text{ в}$) и остаточного коллекторного напряжения $-U_{кэ0} = 0,4 \text{ в}$.

Тогда сопротивление нагрузки имеет значение:

$$R_H = \frac{E_K - (U_{тр} + U_{кэ0})}{I_{кА}} = \frac{\hat{u}_{кэ}}{\hat{i}_K} = \frac{6,3 - 0,6 - 0,4}{0,95} \approx 5,6 \text{ ом};$$

максимальная выходная мощность низкой частоты

$$P_{вых.макс} = \frac{\hat{u}_{кэ} \hat{i}_{кэ}}{2} = \frac{5,3 \cdot 0,95}{2} \approx 2,5 \text{ вт.}$$

Предоконечный каскад должен быть выполнен таким образом, чтобы осуществлялось полное управление окончного транзистора с малым усилением по току. Величина амплитуды входного сигнала для ОС16 будет равна:

$$\hat{u}_{бэ} = \frac{\Delta u_{бэ}}{2} = 368 \text{ мв}$$

и

$$\hat{i}_6 = \frac{\Delta i_6}{2} = 90,5 \text{ ма.}$$

Если считать, что общее сопротивление обмоток трансформатора Tr_1 , приведенное к вторичной обмотке, составляет $R_{\text{пр}} = 2,3 \text{ ом}$, то при максимальном токе базы $90,5 \text{ ма}$ падение напряжения на трансформаторе достигает величины:

$$\hat{u}_{\text{тр}} = R_{\text{пр}} \hat{i}_6 = 2,3 \cdot 0,0905 \approx 0,22 \text{ в.}$$

При этом падением напряжения на конденсаторе емкостью 1000 мкф пренебрегаем.

Для определения напряжения, необходимого для управления предоконечной ступенью, поступаем следующим образом. На эмиттерном сопротивлении (для стабилизации рабочей точки) должно происходить падение напряжения, равное $1,5 \text{ в}$, в трансформаторе Tr_1 можно считать падение напряжения по постоянному току около $0,7 \text{ в}$. Так как величина напряжения на коллекторе не должна быть меньше $0,3 \text{ в}$, то максимальная амплитуда напряжения на первичной обмотке трансформатора (при напряжении батареи $6,3 \text{ в}$) будет иметь значение:

$$\hat{u}_1 = 6,3 - (1,5 + 0,7 + 0,3) = 3,8 \text{ в.}$$

Для большей гарантии получения неискаженного сигнала напряжение должно быть на 10% меньше:

$$3,8 - 0,38 = 3,42 \text{ в.}$$

При амплитудном напряжении на вторичной обмотке $\hat{u}_2 = \hat{u}_{63} + \hat{u}_{\text{тр}} = 0,368 + 0,22 = 0,588 \text{ в}$ для коэффициента трансформации n трансформатора Tr_1 получается следующее значение:

$$n = \frac{\hat{u}_1}{\hat{u}_2} = \frac{3,42}{0,588} \approx 6.$$

При этом коллекторный ток предоконечного транзистора ОС74 будет равен:

$$\hat{i}_k = \frac{\hat{i}_6}{n} = \frac{90,5}{6} = 15,1 \text{ ма.}$$

С учетом надежности ток покоя предоконечного каскада увеличиваем на 20%, т. е. до 18 мА. Тогда мощность потерь на коллекторе ОС74 будет равна:

$$P_K = (6,3 - 1,5 - 0,7) \cdot 18 \approx 75 \text{ мвт}$$

(при питании от батареи 8 в P_K повышается до 110 мвт).

При максимальном тепловом сопротивлении $R_T = 0,09 \text{ град/мвт}$ (при монтаже ОС74 на охлаждающую поверхность $12,5 \text{ см}^2$) в транзисторе возникает перепад температуры в 10°C , так что допустимая температура кристалла $T_{\text{жмакс}} = 75^\circ\text{C}$ не будет превышена, если пред-

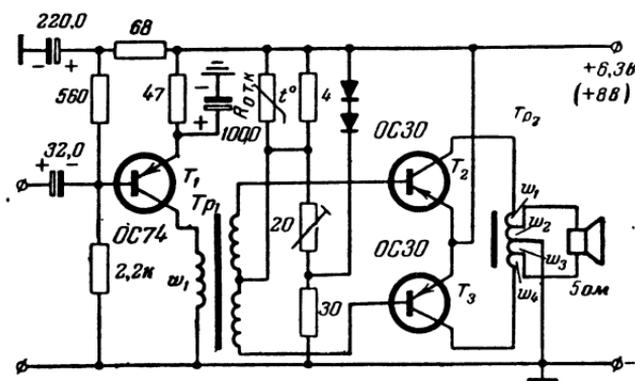


Рис. 2-36. Усилитель низкой частоты с двухтактной ступенью, работающий в режиме В.

оконечный транзистор ОС74 монтировать вместе с оконечным транзистором ОС16 на общей охлаждающей поверхности.

Эмиттер предоконечного каскада через конденсатор соединяется с землей, чтобы уменьшить обратную связь через эмиттерное сопротивление. Усилитель работает также стабильно и с обратной связью, охватывающей две ступени (сопротивление $R_{o.c}$).

Аналогичный предоконечный каскад может быть также использован в усилителе низкой частоты с двухтактной оконечной ступенью с выходной мощностью 4 вт (рис. 2-36). Стабилизация здесь также требует особого внимания. Для получения наименьших искажений коллекторный ток покоя в рабочей точке должен быть

равен $-I_{KA} = 15$ ма. Если это значение будет определяться наименьшим возможным напряжением питания 5 в, до которого может разрядиться батарея 6,3 в, то при увеличении напряжения питания возникает опасность того, что схема будет работать нестабильно. Поэтому ток покоя должен быть стабилизирован как в отношении температуры, так и в отношении изменения напряжения питания.

Стабилизация напряжения осуществляется, как и в усилителе, работающем в режиме А, с помощью селенового стабилитрона. Влияние изменения температуры на двухтактную оконечную ступень компенсируется благодаря изменению напряжения на этом стабилитроне и, кроме того, благодаря изменению сопротивления с отрицательным температурным коэффициентом $R_{o.t.k}$. Для эффективной стабилизации обоих мощных транзисторов в заданном диапазоне изменения температуры нужно обеспечить хороший термический контакт между стабилитроном, сопротивлением $R_{o.t.k}$ и обоими транзисторами ОС30 (монтаж на общей охлаждающей поверхности).

Т а б л и ц а 2-2
Зависимость
коллекторного тока
покоя от напряжения
питания

$E_K, \text{ в}$	$-2I_{KA}, \text{ ма}$
5	30
6,3	50
8	80

Зависимость коллекторного тока покоя $-2I_{KA}$ обоих транзисторов ОС30 от напряжения питания E_K показана в табл. 2-2.

Управляющее напряжение для транзистора ОС30 можно изменять между $E_K = -U_{кэА} = 6,3$ в и остаточным коллекторным напряжением $-U_{кэ0} = 0,5$ в. При максимальной выходной мощности низкой частоты $P_{вых} = 4$ вт величина тока управления будет равна:

$$\hat{i}_K = \frac{2P_{вых}}{\hat{u}_{кэ}} = \frac{2 \cdot 4}{6,3 - 0,5} = 1,38 \text{ а.}$$

При этом сопротивление нагрузки будет равно:

$$R_H = \frac{\hat{u}_{кэ}}{\hat{i}_K} = \frac{6,3 - 0,5}{1,38} = 4,2 \text{ ом.}$$

Максимальная действующая мощность рассеивания на обоих коллекторах в этом режиме может принимать значение 3 *вт*. При тепловом сопротивлении транзистора вместе со слюдяной изолирующей шайбой $R_T = 8,2$ град/*вт* из уравнения (1-10) можно получить значение разности температур между кристаллом и охлаждающей поверхностью:

$$T_j - T_{ш} = R_T P_K = 8,2 \cdot 1,5 = 12,3^\circ \text{C}$$

(для P_K подставлена мощность потерь для одного транзистора ОС30). При максимальной допустимой температуре кристалла $T_j = 75^\circ \text{C}$ нужно иметь температуру охлаждающей поверхности не выше

$$T_{ш} = T_j - R_T P_K = 75 - 12,3 = 62,7^\circ \text{C}.$$

Если, например, расчет производится для максимальной окружающей температуры $T_{\text{окр.макс}} = 55^\circ \text{C}$, то для обоих транзисторов ОС30 нужно иметь общую охлаждающую поверхность с тепловым сопротивлением

$$R_{T.ш} = \frac{T_{ш} - T_{\text{окр.макс}}}{2P_K} = \frac{62,7 - 55}{3} = 2,56 \text{ град/вт}.$$

Этому требованию удовлетворяет охлаждающая поверхность толщиной 1,5 мм и площадью 300 см^2 из зачерненного алюминиевого листа.

Коэффициент трансформации трансформатора Tr_1 выбирается незначительным, он равен 3,5. Транзистор ОС30 имеет величину управляющего напряжения

$$\Delta u_{\text{бэ}} = 670 - 170 = 500 \text{ мв}$$

и управляющего тока

$$\Delta i_{\text{б}} = 98 - 1 = 97 \text{ ма}.$$

Минимальное значение управляющего коллекторного тока предоконечного транзистора ОС74 будет равно:

$$-I_{\text{к.мин}} = \frac{\Delta i_{\text{б}}}{n} = \frac{97}{3,5} = 27,7 \text{ ма}.$$

При этом рабочей точке ОС74 соответствует $-I_K=30$ ма. При напряжении питания 6,3 в мощность потерь предоконечного транзистора равна:

$$P_K = (6,3 - 1,8) \cdot 30 = 135 \text{ мвт},$$

если считать падение напряжения на эмиттерном сопротивлении (47 ом) и падение напряжения на сопротивлении обмотки w_1 трансформатора $Tp_1 \sim 1,8$ в. Так как предоконечный транзистор имеет тепловое сопротивление $R_T=0,09$ град/мвт, между кристаллом и шасси возникает разность температуры:

$$T_j - T_{ш} = R_T P_K = 0,09 \cdot 135 = 12,2^\circ \text{ С}.$$

Для того чтобы при окружающей температуре $T_{окр} = 55^\circ \text{ С}$ не превзойти допустимой температуры кристалла $T_j=75^\circ \text{ С}$, предоконечный транзистор вместе с окончательным транзистором монтируют на охлаждающей пластине площадью ~ 10 см².

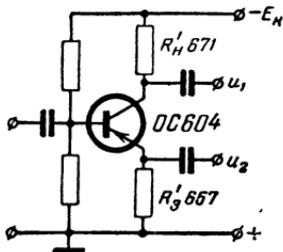


Рис. 2-37. Фазоинверсный каскад.

Эмиттерное сопротивление предоконечного каскада при работе двухтактной схемы в режиме В должно шунтироваться конденсатором большей емкости, чем для усилителя режима А, так как входное сопротивление предоконечного транзистора в этом случае уменьшится вдвое.

Для работы двухтактных окончательных схем требуются два одинаковых по величине, но противоположных по фазе управляющих напряжения, которые можно получать с помощью двухтактного трансформатора фазоинверсной ступени или с помощью ступени с примерно равными сопротивлениями в цепи эмиттера и коллектора. При использовании в двухтактной схеме комбинации из $p-n-p$ и $n-p-n$ транзисторов можно обойтись без фазоинверсного каскада.

Фазоинверсный каскад, соответствующий ламповой схеме с разделенной нагрузкой, показанный на рис. 2-37, имеет коэффициент усиления по напряжению от базы к коллектору, равный

$$K_{убк} = \frac{h_{21б} R_H}{h_{11б} + R_3}, \quad (2-61)$$

и коэффициент усиления по напряжению от базы к эмиттеру

$$K_{убэ} = \frac{R_э}{h_{11б} + R_э}. \quad (2-62)$$

Так как для управления транзисторами требуется определенная мощность, а выражения для коэффициентов усиления различны, то сопротивления $R_н$ и $R_э$ должны быть неодинаковыми. В аналогичных ламповых схемах с использованием триода сопротивления в цепи анода и катода равны по величине.

Оба коэффициента усиления, полученные из уравнений (2-61) и (2-62), должны быть равны по величине, но сдвинуты по фазе на 180° ; т. е. необходимо, чтобы $K_{убк} = -K_{убэ}$ или

$$R_э = -h_{21б}R_н. \quad (2-63)$$

При этом следует помнить, что $|K_{убк}|$ и $|K_{убэ}|$ всегда меньше единицы.

Пример. Требуется рассчитать фазоинверсный каскад, изображенный на рис. 2-37 на транзисторе ОС604, для двухтактной оконечной ступени малой мощности. Коэффициенты усиления по напряжению для выходов u_1 и u_2 должны быть равны: $|K_{убк}| = |K_{убэ}| = 0,95$. Транзистор ОС604 имеет параметры:

$$h_{11б} = 19 \text{ ом} \text{ и } h_{21б} = -0,99.$$

Из уравнения (2-62) следует:

$$K_{убэ}(h_{11б} + R_э) = R_э;$$

$$R_э(1 - K_{убэ}) = h_{11б}K_{убэ};$$

$$R_э = \frac{h_{11б}K_{убэ}}{1 - K_{убэ}}. \quad (2-64)$$

Подставляя значения $h_{11б}$ и $|K_{убэ}|$, получим значение эмиттерного сопротивления

$$R_э = \frac{19 \cdot 0,95}{1 - 0,95} = 361 \text{ ом}.$$

Из уравнения (2-63) рассчитывается сопротивление в цепи коллектора

$$R_н = \frac{R_э}{-h_{21б}} = \frac{361}{0,99} = 365 \text{ ом}.$$

Таким образом, сопротивления R_a и R_n различаются незначительно. Но в эти сопротивления входят еще входные сопротивления оконечных транзисторов, работающих в двухтактной схеме. Если каждое из этих сопротивлений равно 800 ом, то сопротивления R_a и R_n должны быть увеличены до значений:

$$R'_a = \frac{800 \cdot 361}{800 - 361} = 657 \text{ ом};$$

$$R'_n = \frac{800 \cdot 365}{800 - 365} = 671 \text{ ом}.$$

При напряжении управления 1 в на базе ОС604 падения напряжений на R'_a и R'_n будут равны: $|u_1| = |u_2| = 0,95 \text{ в}$.

2-5. УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ И ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

При рассмотрении работы транзисторов в усилителях высокой частоты удобнее производить расчет с помощью Y -параметров, а не h -параметров. У транзисторов, как и у ламп, такие величины, как усиление, коэффициент обратной передачи, входное и выходное сопротивления, зависят от выбранной рабочей точки. К этому нужно добавить, что эти величины, как уже не раз упоминалось, зависят от температуры. Для последующего анализа мы будем в основном пользоваться Π -образной эквивалентной схемой транзистора

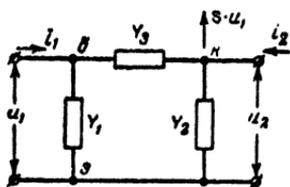


Рис. 2-38. Π -образная эквивалентная схема транзистора.

(включенного по схеме с общим эмиттером), представленной на рис. 2-38.

Для усилителя промежуточной частоты решающую роль играет обратная связь, так как она ограничивает величину устойчивого усиления. Обратная проводимость Y_3 , характеризующая действие обратной связи, может быть нейтрализована таким же образом, как и в лампах.

Поскольку для управления транзистором со стороны входа всегда необходима некоторая мощность, то для транзисторного каскада интересуются в основном коэффициентом усиления по мощности. Оптимальное усиление по мощности, которое могло бы быть получено при

применении идеального трансформатора на входе и выходе, при избирательном усилении высокой или промежуточной частоты является недостижимым, так как согласование должно происходить с учетом требуемой избирательности или общей полосы пропускания, а это приводит к неизбежным потерям в избирательных цепях. При приближенной нейтрализации получаются практически те же значения для усиления и условий согласования, как и в идеальном случае точной нейтрализации.

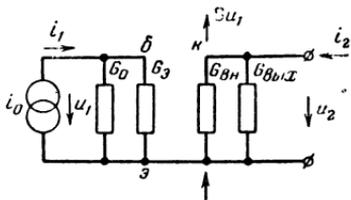


Рис. 2-39. Эквивалентная схема нейтрализованного каскада усилителя промежуточной частоты.

На рис. 2-39 представлена эквивалентная схема нейтрализованного каскада промежуточной частоты, собранного по схеме с общим эмиттером, для случая идеального согласования по выходу, из которой для случая резонанса можно получить следующие соотношения:

$$i_1 = (G_3 + G_0) u_1; \quad (2-65)$$

$$i_2 = S u_1 + (G_{вн} + G_{вых}) u_2. \quad (2-66)$$

Если в уравнение (2-66) подставить значение $i_2=0$, то это будет означать, что к транзистору, кроме выходной проводимости $G_{вых}$, не подключено никаких других проводимостей. Протекающий в этом случае по каскаду ток i_1 является током короткого замыкания генератора. Из уравнения (2-66) для случая $i_2=0$ получаем:

$$u_2 = - \frac{S u_1}{G_{вн} + G_{вых}}.$$

При этом мощность, отдаваемая транзистором, будет иметь значение:

$$P_{вых} = u_2^2 G_{вых} = \frac{S^2 G_{вых} u_1^2}{(G_{вн} + G_{вых})^2}. \quad (2-67)$$

Из уравнения (2-65) получаем соответственно для случая короткого замыкания ($i_1 = i_0$):

$$u_1 = \frac{i_0}{G_3 + G_0}.$$

Отсюда потребляемая мощность равна:

$$P_{\Pi} = u_1^2 G_3 = \frac{i_0^2 G_3}{(G_3 + G_0)^2}. \quad (2-68)$$

Разделив $P_{\text{ВЫХ}}$ на P_{Π} , получим усиление по мощности

$$K_p = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\Pi}} = \frac{S^2 G_{\text{ВЫХ}} u_1^2 (G_3 + G_0)^2}{G_3 i_0^2 (G_{\text{ВН}} + G_{\text{ВЫХ}})^2} = \frac{S^2 G_{\text{ВЫХ}}}{G_3 (G_{\text{ВН}} + G_{\text{ВЫХ}})^2}, \quad (2-69)$$

где

$$u_1 = i_0 / (G_3 + G_0).$$

При согласовании ($G_{\text{ВЫХ}} = G_{\text{ВН}}$) получается оптимальное значение усиления по мощности

$$K_{p \text{ опт}} = \frac{S^2}{4G_{\text{ВН}}G_3}. \quad (2-70)$$

Если ввести в уравнение (2-70) коэффициент усиления по току

$$\alpha_3 = \frac{Y_{21}}{Y_{11}} \approx \frac{S}{Y_{11}},$$

то значение оптимального усиления по мощности будет равно:

$$K_{p \text{ опт}} = \frac{\alpha_3^2 Y_{11}^2}{4G_{\text{ВН}}G_3}. \quad (2-70a)$$

Уравнения (2-70) и (2-70a) определяют значение коэффициента усиления по мощности, которое, однако, на практике не достигается, так как в избирательных цепях возникают потери, обусловленные затуханием в контурах. Для обеспечения требуемой ширины полосы пропускания (например, в усилителе промежуточной частоты) устанавливается определенное значение затухания. При заданной полосе пропускания потери будут тем меньше, чем выше качество применяемых избирательных контуров.

Для эквивалентной схемы, представленной на рис. 2-40, расчет дает следующее значение усиления:

$$K_p = \frac{S^2 (n_2/n_1)^2}{[G_{вн} + G_{св}/n_1^2 + G_{вх} (n_2^2/n_1^2)]^2}. \quad (2-71)$$

Если обозначить через B_0 ширину полосы пропускания одиночного контура:

$$B_0 = \frac{f_p}{Q} = \frac{G_{св}}{2\pi C},$$

а через B_1 — общую необходимую ширину полосы пропускания:

$$B_1 = \frac{1}{2\pi C} (G_{вн} n_1^2 + G_{св} + G_{вх} n_2^2), \quad (2-72)$$

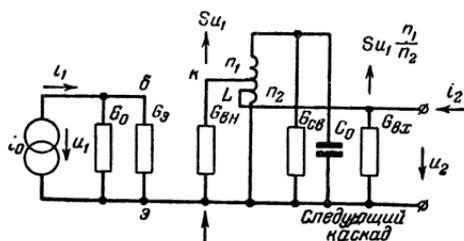


Рис. 2-40. Эквивалентная схема согласованной ступени усилителя промежуточной частоты.

то, дифференцируя уравнение (2-71) с учетом уравнения (2-72), получим для переменных n_1 и n_2 :

$$\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 = \frac{G_{вн}}{G_{вх}}; \quad (2-73)$$

$$n_1^2 = \frac{C\pi B_1}{G_{вн}} \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right). \quad (2-74)$$

При этом максимально достижимое усиление каскада по мощности будет равно:

$$K_{p\text{макс}} = \frac{S^2}{4G_{вн}G_{вх}} \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)^2. \quad (2-75)$$

Таким образом, достигаемое максимальное усиление при заданной полосе пропускания меньше, чем оптимальное усиление, определяемое из уравнения (2-70), на величину множителя:

$$\xi = \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)^2 = \left(\frac{B_1 - B_0}{B_1}\right)^2.$$

Из уравнения (2-74) определяется общая емкость контура C_0 , например, для $n_1=1$ она равна:

$$C_{0n_1=1} = \frac{G_{вн}}{\pi B_1 \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)}. \quad (2-76)$$

Несмотря на сильное затухание, обусловленное входным и выходным сопротивлениями транзистора, следует все же применять контуры с высокой добротностью (т. е. с малым B_0), для того чтобы потери усиления не превосходили определенных пределов.

Для промежуточной частоты 270 кГц и добротности контура $Q=100$ полоса пропускания одиночного контура будет равна:

$$B_0 = \frac{f_{п}}{Q} = \frac{270}{100} = 2,7 \text{ кГц.}$$

При общей ширине полосы пропускания $B_1=10$ кГц множитель ξ равен:

$$\xi = \left(\frac{B_1 - B_0}{B_1}\right)^2 = \left(\frac{7,3}{10}\right)^2 = 0,532.$$

Это соответствует потерям приблизительно 3 дБ на каждую ступень.

Описание параметров транзистора с помощью эквивалентной схемы (с крутизной S и без коэффициента усиления по току α_0) дает преимущество в том случае, когда в уже рассчитанные схемы должны включаться различные экземпляры транзисторов. Усиление и полоса пропускания усилительной ступени зависят тогда только от колебаний величины S , определяемых допуском.

В действительности два транзистора в схеме будут эквивалентными в отношении полосы пропускания только тогда, когда их проводимости $G_{вх}$ и $G_{вн}$ будут совпадать, а равенство соответствующих h -параметров иметь

необязательно. При заданных коэффициентах трансформации n_1 и n_2 дополнительное затухание контура будет определяться только значениями $G_{вх}$ и $G_{вн}$. Рассмотрим ступень высокой или промежуточной частоты с полосовым фильтром или одиночным колебательным контуром в качестве элемента связи между двумя транзисторами (рис. 2-41).

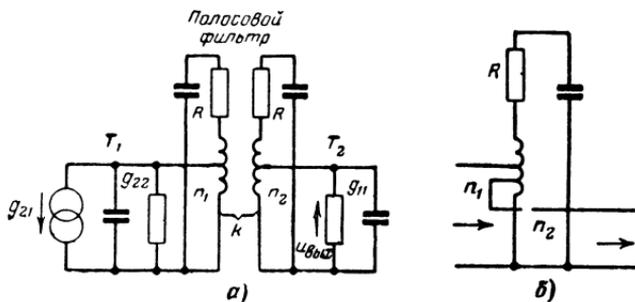


Рис. 2-41. Полосовой фильтр (а) и одиночный контур (б) с отводами в качестве элемента связи.

На рис. 2-41,а и б сопротивление R , включенное последовательно с индуктивностью, представляет сопротивление потерь в катушке. Входная и выходная емкости транзисторов объединены с емкостью колебательного контура. Для упрощения расчета примем, что все контуры имеют при холостом ходе одинаковую добротность Q_0 и одинаковые значения проводимости g_k при резонансе. Оптимальное согласование сопротивлений, относящееся к нейтрализованной ступени, наступает:

а) для транзистора T_1

$$\text{при } R_{н.опт} = \frac{1}{g_{22}};$$

б) для транзистора T_2

$$\text{при } R_{г.опт} = \frac{1}{g_{11}}.$$

Эти оба сопротивления, пересчитанные с учетом квадрата коэффициента трансформации (n_1^2 и n_2^2), действуют как параллельные сопротивления, шунтирующие контур.

Учитывая, что Q_0 — добротность одиночного контура при холостом ходе, Q_1 — добротность контура при нагрузке $R_{н.опт}$, подключенной к контуру с коэффициентом

включения n_1 , Q_2 — добротность контура при нагрузке $R_{г.опт}$, подключенной к контуру с коэффициентом включения n_2 ,

$$q_1 = Q_0/Q_1;$$

$$q_2 = Q_0/Q_2;$$

$x = \frac{2\Delta f Q_0}{f_0}$ — обобщенная расстройка;

kQ_0 — связь при холостом ходе;

$g_k = \frac{2\pi f_0 C}{Q_0}$ — проводимость при резонансе ненагруженного контура,

получим для добротности первичного контура полосового фильтра следующее выражение:

$$Q_1 = \frac{Q_0}{1 + \frac{n_1^2}{g_k R_{г.опт}}} \quad (2-77)$$

и для вторичного контура

$$Q_2 = \frac{Q_0}{1 + \frac{n_2^2}{g_k R_{г.опт}}} \quad (2-78)$$

Из уравнений (2-77) и (2-78) можно определить коэффициенты включения контуров n_1 и n_2 :

$$n_1 = \sqrt{\frac{g_k (q_1 - 1)}{g_{22}}}; \quad (2-79)$$

$$n_2 = \sqrt{\frac{g_k (q_2 - 1)}{g_{11}}}. \quad (2-80)$$

В результате расчета получаем:

$$q_1 = q_2 = q = 1 + \sqrt{1 + (kQ_0)^2}. \quad (2-81)$$

Отсюда определяем связь при холостом ходе

$$kQ_0 = \sqrt{q^2 - 2q} = \sqrt{q(q - 2)}. \quad (2-81a)$$

При $kQ_0 = q$ получаем критическую связь полосового фильтра. Таким образом, связь, определенная по уравнению (2-81a), получается ниже критической.

Для расчета передачи мощности в зависимости от полосы пропускания и значений q и kQ_0 значение мощности, определяемое величиной проводимости g_{11} , относят к тому значению мощности, которое считается оптимальным для полосового фильтра. При этом получается следующее значение усиления по мощности для полосового фильтра или для одиночного контура:

$$K_p = \frac{4g_k^2 (q_1 - 1)(q_2 - 1)}{(n_1 n_2)^2} \left(\frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вых}}} \right)^2. \quad (2-82)$$

Здесь отношение $u_{\text{вых}}/i_{\text{вых}}$ различно для полосового фильтра и одиночного контура. Для полосового фильтра это отношение равно:

$$\frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вых}}} = -j \frac{n_1 n_2 (kQ_0)}{g_k [(q_1 + jx)(q_2 + jx) + (kQ_0)^2]}, \quad (2-83)$$

а для одиночного контура

$$\frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вых}}} = \frac{n_1 n_2}{g_k (q_1 + q_2 - 1 + jx)}. \quad (2-83a)$$

Для $q_1 = q_2 = q$ значение усиления по мощности при использовании в качестве элемента связи полосового фильтра получается равным:

$$K_{p\Phi} = \frac{4(kQ_0)^2 (q - 1)^2}{[q^2 + (kQ_0)^2]^2}, \quad (2-84)$$

а при использовании в качестве элемента связи одиночного контура

$$K_{pK} = \frac{4(q - 1)^2}{(2q - 1)^2}. \quad (2-85)$$

Если обозначить через x_b расстройку, при которой $u_{\text{вых}}/i_{\text{вых}}$ имеет значение $1/\sqrt{2} = 0,707$, то вследствие нормирования $x = 2\Delta f Q_0 / f_0$ и $2\Delta f_0 Q_0 / f_0 = 1$, $x_b = 2\Delta f_b / 2\Delta f_0$, т. е. получается равным отношению полосы пропускания нагруженного полосового фильтра (одиночного контура)

к ширине полосы пропускания фильтра (одиночного контура) при холостом ходе.

Для полосового фильтра при $kQ_0 = \sqrt{q(q-2)}$ или $kQ_0 = \sqrt{1 - \frac{2Q}{Q_0}}$ (связь ниже критической и оптимальное согласование по мощности полосового фильтра) усиление по мощности будет равно:

$$K_p = 1 - \frac{2}{q}, \quad (2-86)$$

а обобщенная расстройка

$$x_b = \sqrt{2q [\sqrt{1 + (q-1)^2} - 1]}. \quad (2-87)$$

На практике обычно между q и x_b существуют следующие соотношения:

$$q \approx 1 + \frac{3x_b}{4}; \quad x_b \approx \frac{4}{3}(q-1). \quad (2-88)$$

Если, например, $x_b = 2$, а $q = 2,5$, то согласно уравнению (2-86) для коэффициента усиления по мощности получаем:

$$K_p = 1 - \frac{2}{2,5} = 0,2.$$

При критической связи полосового фильтра ($kQ_0 = q$)

$$q = \frac{x_b}{\sqrt{2}}; \quad K_p = \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{x_b}\right)^2. \quad (2-89)$$

Наименьшее значение для обобщенной расстройки полосового фильтра получается при $q = 1$:

$$x_b = \sqrt{2} = 1,41.$$

Несколько иные соотношения получаются для одиночного контура:

$$q = \frac{x_b + 1}{2}; \quad K_p = \left(1 - \frac{1}{x_b}\right)^2. \quad (2-90)$$

Одиночный контур обладает наименьшими потерями мощности, однако оптимальный, а следовательно, имею-

ший связь ниже критической полосовой фильтр является лишь немногим хуже. Баланс мощности сдвигается в пользу полосового фильтра только для многокаскадных усилителей, если избирательность предполагается одинаковой.

Пример. У двухкаскадного усилителя промежуточной частоты добротность каждого из трех полосовых, критически связанных фильтров $Q_0=130$ при промежуточной частоте $f_0=455$ кГц. Определим прежде всего ширину полосы пропускания при холостом ходе:

$$2\Delta f_0 = \frac{f_0}{Q_0} = \frac{435}{130} = 3,5 \text{ кГц.}$$

Если обозначить через φ избирательность для полосы 9 кГц, то для трех критически связанных полосовых фильтров получим:

$$x_\varphi = \frac{2\Delta f_{9\text{кГц}}}{2\Delta f_0} = \frac{2 \cdot 9}{3,5} = 5,15.$$

Для избирательности $\varphi = 20$ получаем значение обобщенной расстройки из выражения:

$$\varphi = \left[\sqrt{1 + \left(\frac{x_\varphi}{x_b} \right)^4} \right]^3;$$

$$x_b = \frac{x_\varphi}{\sqrt[4]{\frac{2}{\varphi^3} - 1}} = \frac{5,15}{\sqrt[4]{\frac{2}{20^3} - 1}} = 3,22.$$

Общая расстройка будет иметь значение:

$$x_{\text{общ}} = x_b \sqrt[4]{\sqrt[3]{2} - 1} = 2,31,$$

а абсолютное значение общей полосы пропускания

$$2\Delta f_{\text{общ}} = 2\Delta f_0 x_{\text{общ}} = 3,5 \cdot 2,31 = 8,1 \text{ кГц}$$

Из уравнения (2-89) усиление по мощности для одного из фильтров равно:

$$K_p = \left(1 - \frac{\sqrt{2}}{3,22} \right)^2 = 0,315 \text{ } (-5 \text{ дБ})$$

и

$$q = \frac{3,22}{\sqrt{2}} = 2,28 = kQ_0.$$

Так как при холостом ходе добротность была принята $Q_0 = 130$, то коэффициент связи будет равен:

$$k = \frac{q}{Q_0} = \frac{2,28}{130} = 1,76\%.$$

Если подставить в этом примере $g_{11} = 10 \cdot 10^{-6}$ мс, $g_{11} = 400 \cdot 10^{-6}$ мс и $g_{22} = 25 \cdot 10^{-6}$ мс, то значения коэффициентов включения контуров, полученные из уравнений (2-79) и (2-80), будут равны:

$$n_1 = \sqrt{\frac{10(2,28 - 1)}{25}} = 0,72;$$

$$n_2 = \sqrt{\frac{10(2,28 - 1)}{400}} = 0,18.$$

Двухкаскадный усилитель промежуточной частоты, практически выполненный на двух транзисторах типа ОС45, показан на рис. 2-42. Для уменьшения влияния разброса параметров отдельных транзисторов емкости колебательных контуров выбраны относительно большими. Добротность контуров $Q_0 = 130$, $Q = 65$.

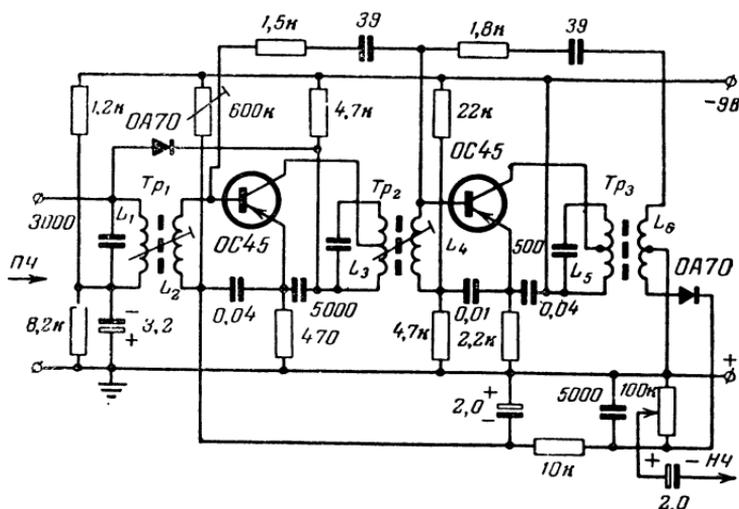


Рис. 2-42. Двухкаскадный усилитель промежуточной частоты. Tr_1, Tr_2, Tr_3 — с ферритовыми стержневыми сердечниками $3,5 \times 13$ мм ВК20523А; L_1 — 70 витков ЛЭШО $20 \times 0,04$ (40 мкГн); L_2 — 17 витков ПЭЛШО 0,1; L_3 — 156 витков (отвод от 67 витка) ЛЭШО $20 \times 0,04$ (245 мкГн); L_4 — 15 витков ПЭЛШО 0,1; L_5 — 156 витков (отвод от 40 витка) ЛЭШО $20 \times 0,04$ (245 мкГн); L_6 — 28 витков (отвод от 21 витка) ПЭЛШО 0,1.

На рис. 2-43 приводится схема каскада на диффузионном транзисторе 2N499, которая может работать на частотах до 100 Мгц и при выходной мощности по высокой частоте, равной 25 мвт, имеет усиление по мощности 10 дб. Согласование с генератором и нагрузкой осуществляется с помощью подстроечных конденсаторов C_1 и C_2 .

Теперь коротко рассмотрим явление перекрестной модуляции, имеющей место в усилителях высокой частоты.

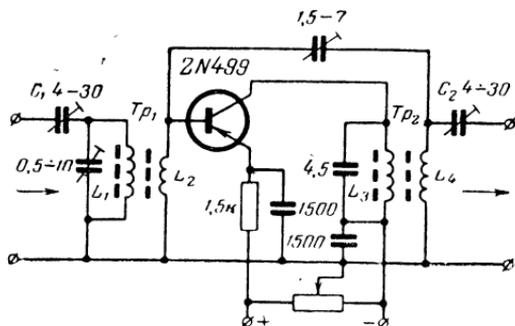


Рис. 2-43. Усилитель УКВ диапазона для частот до 100 Мгц.

L_1 — 6 витков; L_2 — 2,5 витка; L_3 — 5 витков; L_4 — 2,5 витка; все обмотки намотаны проводом ПЭВ 0,65, диаметр катушек 19 мм.

У транзисторов, как и у ламп, нелинейность управляющей характеристики определяет появляющуюся перекрестную модуляцию. В схемах на транзисторах это приводит к тому, что управляющая характеристика (а следовательно, и перекрестная модуляция) зависит от величины внутреннего базового сопротивления r_b и от внутреннего сопротивления генератора, с которого снимается управляющее переменное напряжение для транзистора. Из этого следует, что лампы и транзисторы значительно различаются в отношении перекрестной модуляции из-за своих различных управляющих характеристик. В лампах 100%-ное модулированное напряжение мешающей станции в несколько сот милливольт вызывает перекрестную модуляцию около 1%. Соответствующая схема на транзисторах на основании проведенных испытаний имеет более высокое значение перекрестной модуляции. Из-

за малого входного сопротивления транзисторов базу при работе с общим эмиттером нужно присоединять к части колебательного контура. Благодаря получающейся при этом трансформации напряжения условия в отношении перекрестной модуляции улучшаются примерно в 10 раз, но, несмотря на это, высокочастотная схема на транзисторе в отношении перекрестной модуляции значительно чувствительнее, чем схема на лампах. Поэтому нужно различными схемными мерами уменьшать перекрестную модуляцию. При незначительных эмиттерных токах эффективное напряжение помехи для 1%-ной перекрестной модуляции равно $0,1 U_T$, если передатчик помех имеет 100%-ную модуляцию ($U_T \approx 25 \text{ мВ}$).

В усилителях высокой частоты на транзисторах (также как и в ламповых усилителях) перекрестная модуляция появляется, как следствие нелинейности характеристик. При этом, например, при приеме слабого передатчика будет прослушиваться модуляция более мощного передатчика, работающего на другой частоте. Если несущая частота принимаемого передатчика отсутствует, то эта модуляция не прослушивается. При немодулированном полезном сигнале выходной ток высокочастотной ступени можно представить как модулированный ток с коэффициентом перекрестной модуляции:

$$m = \frac{3c}{a} m_{\Pi} U_{\Pi}^2. \quad (2-91)$$

Если зависимость тока от напряжения можно представить в виде $I = I_0 + aU + bU^2 + cU^3$, то $a = dI/dU$ — крутизна характеристики, $2|b| = d^2I/dU^2$ — кривизна характеристики, $3|c| = d^3I/dU^3$ — кривизна характеристики крутизны в рабочей точке.

Если U_{Π} — амплитуда напряжения помехи, которая модулируется с частотой Ω_{Π} (коэффициент модуляции m_{Π}), то

$$u_{\Pi} = U_{\Pi} \cos St (1 + m_{\Pi} \cos \Omega_{\Pi} t). \quad (2-92)$$

Из уравнения (2-91) видно, что m пропорционально отношению третьей производной выходного тока по управляющему напряжению к первой, коэффициенту модуляции m_{Π} передатчика помех и квадрату амплитуды напря-

жения несущей частоты передатчика помех. Модуляция сигнала помехи действует как модуляция несущей полезного сигнала. Поэтому перекрестная модуляция не будет устраняться фильтрующими средствами, включенными за транзистором, в котором возникает перекрестная модуляция.

При исследовании свойств перекрестной модуляции высокочастотного транзистора в схеме с общим эмиттером особенно интересуются определением зависимости перекрестной модуляции усилителя высокой частоты от положения рабочей точки и внутреннего сопротивления $R_{вн}$ высокочастотного генератора с напряжением U (рис. 2-44). При короткозамкнутом выходе транзистора ($R_{н}=0$) перекрестная модуляция зависит от двух факторов: нелинейности входного сопротивления и нелинейности усиления по току при коротком замыкании. Между напряжением $U_{б}$ на базе эмиттерного запирающего слоя и базовым током $-I_{б}$ существует зависимость $-I_{б} = -I_{0}e^{U_{б}/U_{т}}$, которая для больших токов базы с учетом внутреннего сопротивления базы $r_{б}$ принимает вид:

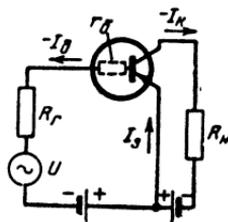


Рис. 2-44. Схема для исследования перекрестной модуляции.

$$-I_{б} = -I_{0}e^{\frac{U_{б} - (-I_{б})r_{б}}{U_{т}}}. \quad (2-93)$$

Предыдущее выражение отличается от этого на величину падения напряжения $-I_{б}r_{б}$. Эта поправка обуславливает известную линеаризацию кривой. Относительная кривизна зависит от рабочей точки и уменьшается, если ток базы возрастает. Ток базы нелинейно управляет коллекторным током $-I_{к}$, протекающим через нагрузку, так как усиление по току $d(-I_{к})/d(-I_{б})$ зависит от рабочей точки и имеет максимальное значение при токе эмиттера 0,2—2 ма. Но для малого линейного участка характеристики усиление по току в рабочей точке можно считать постоянным и поэтому

$$-I_{к} \approx I_{э} \approx -I_{б} = -I_{0}e^{\frac{U_{б} - (-I_{б})r_{б}}{U_{т}}}. \quad (2-94)$$

Если применить к уравнению (2-94) соотношение (2-91), то после несложных преобразований получим:

$$m = \frac{m_n U_n^2}{2U_T^2}. \quad (2-95)$$

Но это выражение действительно для значения эмиттерного тока только до 0,2 ма.

В общем случае перекрестная модуляция будет уменьшаться с увеличением эмиттерного тока тем сильнее, чем меньше усиление по току. Внутреннее сопротивление базы r_b вызывает благодаря поправке линеаризацию характеристики и тем самым уменьшает величину перекрестной модуляции. Но, к сожалению, в равной мере уменьшается также усиление высокой частоты, поэтому здесь нужно исходить из компромиссных решений.

В заключение остановимся на свойствах транзисторов, пригодных для усиления высокой частоты. Из П-образной эквивалентной схемы транзистора следует, что от частоты зависит не только коэффициент усиления по току, но и входное и выходное сопротивления. Уменьшение усиления на высоких частотах определяется в первую очередь сопротивлением базовой зоны, временем пролета носителей заряда через пространство базы (обусловленное толщиной базового слоя и скоростью носителей) и коллекторной емкостью, которая при увеличении частоты приводит к уменьшению выходного сопротивления.

У сплавных транзисторов для уменьшения времени пролета создается тонкий слой базы толщиной около 15 мкм. Значение предельной частоты при этом может достигать 10 Мгц. Положительные результаты получаются у поверхностно-барьерного транзистора, толщина слоя базы которого также мала. Транзисторы этого типа работают на частотах до 50 Мгц. Диффузионные транзисторы с успехом могут работать и на более высоких частотах, так как благодаря диффузии можно изготовить особенно тонкий базовый слой.

Дрейфовые транзисторы работают с дополнительным дрейфовым полем в базовом слое. Благодаря неравномерной плотности примеси между эмиттером и коллектором появляется ускоряющее электрическое поле, кото-

рое повышает скорость носителей заряда. Это приводит к уменьшению времени пролета и, следовательно, к повышению граничной частоты, которая уже на сегодня составляет 100 Мгц. Можно надеяться, что с помощью этих транзисторов в недалеком будущем можно будет получать граничную частоту 1 000 Мгц.

У *p-n-i-p* транзистора благодаря дополнительной зоне между базой и коллектором с собственной проводимостью и отсутствию дефектов в решетке коллекторная емкость снижается до 0,3 пф. Одновременно электрическая прочность по напряжению повышается до 100 в, и предельная частота может достигнуть 100 Мгц.

Введением второго базового вывода, на который подано соответствующее напряжение смещения, можно уменьшить действующее сопротивление базы (тетрод). Благодаря этому можно также повысить предельную частоту до 100 Мгц.

Комбинированные методы (метод легирования и метод диффузии) применяются при изготовлении новых высокочастотных транзисторов ОС614, ОС615 и ОС170, ОС171. Эти транзисторы отличаются очень незначительной коллекторной емкостью, которая достигается одновременно за счет диффузии и легирования; она лежит в пределах от 1,6 пф (ОС170) до 3,5 пф (ОС614). Так как *n*-слой имеет толщину всего в несколько микрон, время пролета носителей заряда от эмиттера к коллектору значительно уменьшается. Дальнейшее уменьшение времени пролета получается благодаря неравномерной концентрации примеси в диффузионном базовом слое (она уменьшается от эмиттера к коллектору), приводящей к возникновению дрейфового поля.

Принципиально новый путь был выбран для создания спазистора, принцип действия которого основывается на наличии области пространственного заряда. Рис. 2-45 показывает принципиальную конструкцию спазистора. Переход *p-n*, поляризованный в обратном направлении

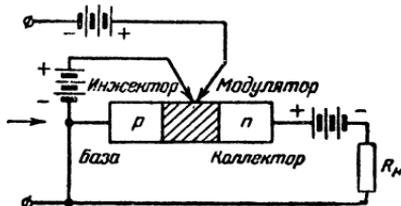


Рис. 2-45. Принципиальная схема спазистора.

нии, создает в заштрихованной области пространственный заряд. Контакт, эмиттирующий электроны в область пространственного заряда, который называется инжектором, соединяется через батарею с базой так, что по отношению к области пространственного заряда на нем появляется отрицательное смещение. Но при этом инжектор остается положительным по отношению к базе. Электроны, эмиттированные инжектором в область пространственного заряда, движутся под влиянием электрического поля с большой скоростью к n -слою через сопротивление нагрузки R_H и назад к инжектору.

Между инжектором и n -слоем имеется второй контакт из p -проводящего материала, называемый модулятором, который обладает выпрямляющим свойством, если он находится в области пространственного заряда. Поле, образованное модулятором, проникает в область пространственных зарядов и распространяется до его границ.

Частотная характеристика обычного транзистора характеризуется в общем случае зависимостью коэффициента усиления по мощности от частоты. Однако для спазистора из-за незначительной необходимой входной мощности (высокое входное сопротивление) коэффициент усиления по мощности представляет незначительный интерес по сравнению с усилением по напряжению. Для отношения выходного напряжения к входному в области не слишком высоких частот действительно выражение:

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} = SR_H, \quad (2-96)$$

если $R_H \leq r_{\text{вых}}$.

У спазистора крутизна $S=0,1$ ма/в и динамическое выходное сопротивление $r_{\text{вых}}$ доходит до 30 Мом. При этих значениях усиление по напряжению получается равным 3000. На низких частотах такие большие рабочие сопротивления едва ли можно осуществить; на высоких частотах с помощью настроенных контуров с высокой добротностью можно изготовить очень большое сопротивление нагрузки. При этом получают высокое усиление напряжения до частот, которые соответствуют времени пролета носителей заряда; верхний предел частот лежит между 1 и 10 Гц. Недостатком спазистора

является потребность в высоковольтной батарее между коллектором и базой (~ 200 в), которая необходима для создания сильного электрического поля.

2-6. ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

При создании широкополосных усилителей на транзисторах можно использовать обычные схемные приемы, известные из ламповой техники, однако условия расчета во многих отношениях будут другими по сравнению с ламповыми схемами. Прежде всего относительно невысокая граничная частота транзисторов сильно затрудняет построение широкополосных усилителей. Хотя в настоящее время имеются транзисторы с граничной частотой 100 Мгц, эта граничная частота достигается лишь в схеме с общей базой, в то время как усилители работают в большинстве случаев в схеме с общим эмиттером, где граничная частота уменьшается в α_0 раз. Обычно транзисторы имеют коэффициент усиления по току в пределах $\alpha_0 = 30 \div 100$, так что можно рассчитывать схемы с общим эмиттером с предельными частотами $1 \div 3$ Мгц. Но для телевидения и радиолокации требуются усилители, которые не должны иметь искажений фазовой и частотной характеристик до частот 5 Мгц и выше.

а) Коррекция искажения на низких частотах

В широкополосных усилителях в области низких частот особенно критичными являются конденсатор в цепи эмиттера (блокировочный конденсатор) и конденсатор связи. Блокировочный конденсатор должен быть значительно больше по сравнению с применяемым в ламповых схемах, так как при расчете нужно принимать во внимание внутреннее сопротивление предыдущей ступени. Кроме того, к эмиттерному сопротивлению, вызывающему обратную связь, параллельно подключается сопротивление со значением $1/S$. При большой крутизне транзистора ($10\text{--}100$ ма/в) эмиттерное сопротивление не играет значительной роли, и величину блокировочного конденсатора нужно в первую очередь определять, исходя из отношения $1/S$. Поэтому требуются относительно большие конденсаторы даже и в тех случаях, когда за счет малых сопротивлений в эмиттере не предпола-

гают получить запроектированную обратную связь. Кроме стабилизации по постоянному току, можно осуществить коррекцию на высоких частотах подключением параллельно эмиттерному сопротивлению небольшого по величине конденсатора, который действует так же, как и в соответствующей ламповой схеме. Конденсаторы связи также должны иметь сравнительно большую величину для передачи низких частот. Если желательно передавать очень низкие частоты, то следует применять

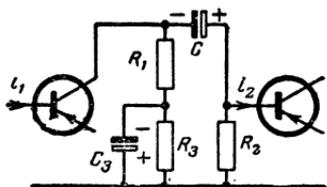


Рис. 2-46. Схема коррекции для низких частот.

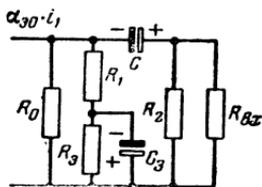


Рис. 2-47. Эквивалентная схема каскада.

схемы коррекции, подобные ламповым схемам. Но у транзисторов такие схемы необходимы прежде всего потому, что относительно низкое входное сопротивление требует большего конденсатора по сравнению с ламповыми схемами.

На рис. 2-46 показана схема коррекции для низких частот. Коллекторное сопротивление предварительной ступени разделено, и сопротивление R_3 зашунтировано емкостью C_3 . В этом случае усиление предварительной ступени на низких частотах поднимается, тем самым компенсируется падение усиления, обусловленное конденсатором связи.

Эквивалентная схема каскада показана на рис. 2-47. Так как в результате расчета получаются относительно сложные выражения, то здесь дается только окончательный результат. Если нужно осуществить коррекцию на частоте ω , то необходимо выполнить условие:

$$(1 + R_{\text{вх}}/R_1) = \frac{1 + R_{\text{вх}}/R_1 (1/R_3 + j\omega C_3) (1/R_{\text{вх}} + j\omega C)}{j\omega C (1/R_1 + 1/R_3 + j\omega C_3)}. \quad (2-97)$$

Эта уже упрощенная формула будет справедлива в том случае, если R_0 и R_2 на рис. 2-47 велики по отно-

шению к остальным сопротивлениям схемы. Для входного сопротивления $R_{вх}$ следующего транзистора можно приближенно записать:

$$R_{вх} = h_{11э} = r'_б + \frac{r_э}{1 - \alpha_б}. \quad (2-98)$$

Таким образом, расчет этой схемы не вызывает особых трудностей, к тому же из параметров транзисторов практически требуется только входное сопротивление последующего транзистора, которое в общем случае приводится в справочнике или легко может быть измерено.

б) Соотношения в верхнем диапазоне частот

Соотношения в верхнем диапазоне частот в значительной мере определяются свойствами транзистора. Известно, что

$$\alpha_э \approx \frac{\alpha_б}{1 - \alpha_б} \quad (2-99a)$$

и

$$f_{\alpha_э} \approx \frac{f_{\alpha_б}}{\alpha_э}. \quad (2-99б)$$

Точная зависимость $\alpha_б$ от частоты выражается следующим соотношением:

$$\alpha_б = \frac{\alpha_{б0} \operatorname{ch} \sqrt{2(1 - \alpha_{б0})}}{\operatorname{ch} \sqrt{2(1 - \alpha_{б0})} + j2,5\omega/\omega_{\alpha_б}}. \quad (2-100)$$

Отсюда можно легко рассчитать коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером и построить кривые для коэффициента усиления по току в зависимости от нормированной частоты $f/f_{\alpha_б}$ для различных значений $\alpha_{б0}$ ($\alpha_{б0}$ — коэффициент усиления по току на частоте 1 $\mu\text{гц}$). При этом получается семейство кривых, представленное на рис. 2-48. Кроме того, там же показан фазовый сдвиг φ , появляющийся в рассматриваемой усилительной ступени.

Из семейства кривых можно легко установить пригодность транзистора с известными параметрами для широкополосных усилителей. Например, из двух транзисторов с равными граничными частотами, но различными коэффициентами усиления по току для широкополосного усилителя будет лучше подходить тот транзи-

стор, который имеет меньший коэффициент усиления по току. Часто транзисторы с высокой граничной частотой имеют очень высокий коэффициент усиления по току. Однако определяющим фактором для широкополосных усилителей всегда является отношение граничной частоты к коэффициенту усиления по току.

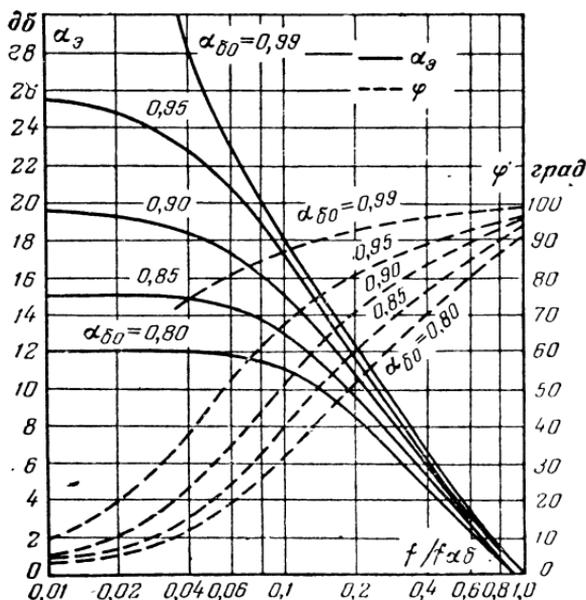


Рис. 2-48. Изменение значения α_3 и фазы в зависимости от частоты для различных значений $\alpha_{\delta 0}$.

До сих пор уделялось мало внимания рассмотрению в широкополосных усилителях на транзисторах емкости база — коллектор ($C_{бк}$). У высокочастотных транзисторов эта емкость, соответствующая емкости сетка — анод $C_{са}$ в лампе, составляет 1—2 пф; она, очевидно, зависит в некоторой степени от тока. У современных высокочастотных пентодов емкость $C_{са}$ так мала, что ее обычно не принимают во внимание. У транзисторов величина емкости $C_{бк}$ соответствует проходной емкости ламповых триодов. Емкость $C_{са}$ у ламп и соответственно $C_{бк}$ у транзисторов вызывает кажущееся увеличение входной емкости, т. е. к собственно входной емкости добав-

ляется еще так называемая «динамическая емкость» C_d .

Динамическая емкость может быть определена таким же образом, как и у лампы:

$$C_d = C_{бк} (1 + K), \quad (2-101)$$

где K — усиление транзисторной ступени. Если принять $C_{бк} = 2 \text{ нф}$ и произвести расчет для ступени с $K = 10$, то получим $C_d = 22 \text{ нф}$. Это значение мало по сравнению со входной емкостью дрейфовых или диффузионно-сплавных транзисторов, которая лежит в пределах 60—100 нф. Опыт однако показывает, что принятое значение 2 нф для емкости обратной передачи на практике оказывается заниженным. У транзисторов ОС614, ОС615 и ОС170, ОС171 были измерены такие значения C_d , которые получались бы, если бы емкость коллектор — база принять равной 5—7 нф. Имеющееся отклонение обусловливается, по-видимому, тем, что напряжение обратной передачи, подводимое через $C_{бк}$, вследствие поворота фазы крутизны на высоких частотах может приводить к увеличению $C_{бк}$. Если подставить $C_{бк} = 6 \text{ нф}$, то значение $C_d = 66 \text{ нф}$ (при $K = 10$). Это значение и должно приниматься во внимание как дополнительная емкостная нагрузка коллекторного сопротивления предыдущей ступени. Кроме того, следует учитывать, что C_d изменяется с частотой, т. е. возрастание фазы крутизны с ростом частоты вызывает еще более сильное падение усиления на высоких частотах.

в) Входное сопротивление широкополосного усилителя

В области низких частот входное сопротивление транзисторной ступени можно считать постоянным в рассматриваемом диапазоне частот. Но с увеличением частоты становится заметной увеличивающаяся емкостная составляющая. Кроме того, вход транзистора необходимо рассматривать вместе с внутренним сопротивлением питающего генератора, который может быть как высокоомным (например, детектор канала изображения), так и низкоомным. Если используется генератор с высоким внутренним сопротивлением, то изменение входного со-

противления с частотой не имеет большого значения, так как управляющий ток для транзистора остается практически постоянным до тех пор, пока не изменится напряжение питания.

При малом входном сигнале можно применять коррекцию между первой и второй ступенью. При большом сигнале на низких частотах в этом случае может происходить перегрузка первого транзистора, которую, однако, можно устранить с помощью обратной связи. Согласно рис. 2-49 в эмиттерную цепь включена цепь из катушки L_2 и конденсатора C . В этом случае ступень в той

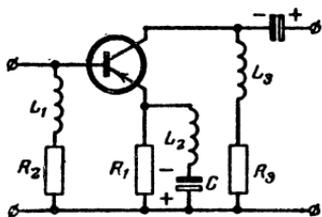


Рис. 2-49. Коррекция во входной ступени для устранения возможности перегрузки.

области частот, где усиление и без того велико, будет сильнее охвачена отрицательной обратной связью, в то время как вблизи верхней граничной частоты действие обратной связи уменьшается. В некоторых случаях удовлетворительных результатов можно добиться подключением блокировочного конденсатора соответствующей величины.

Если на вход усилителя подключается низкоомный генератор, то изменение входного сопротивления особенно нежелательно, так как кабель должен быть подключен на сопротивление, равное его волновому, с тем чтобы не возникало отраженных и стоячих волн. Поэтому необходимо компенсировать возможную реактивную составляющую. Подобная компенсация может быть осуществлена с помощью дополнительной цепи между кабельным выходом и входом усилителя.

Если обозначить входной импеданс транзистора через $z_{вх}$, волновое сопротивление кабеля через R , а импеданс цепи между кабелем и первой ступенью через z_k и если R больше или равно действительной части $z_{вх}$, то должно быть выполнено условие $R = z_{вх} + z_k$. Этого достигают применением последовательной компенсации, изображенной на рис. 2-50. Если зависимость $z_{вх}$ от частоты известна, то можно рассчитать дополнительную компенсирующую цепочку с заданным z_k . Если

$z_{вх}$, например, равно входному импедансу при коротком замыкании $h_{11э}$, то

$$z_{вх} = h_{11э} = r'_{б} + \frac{z_{э}}{1 - \alpha_{б}}. \quad (2-102)$$

Дополнительное сопротивление $z_{к}$ в этом случае должно быть:

$$z_{к} = R - r'_{б} - \frac{z_{э}}{1 - \alpha_{б}}. \quad (2-103)$$

Комплексную составляющую $\alpha_{б}$ можно определить из уравнения (2-100). Это уравнение можно упростить, если рассматриваемые частоты значительно ниже, чем предельная частота $f_{\alpha_{б}}$. В этом случае

$$\alpha_{б} = \alpha_{б0} (1 + jf/f_{\alpha_{б}}). \quad (2-104)$$

Уравнение (2-103) содержит еще одну комплексную составляющую эмиттерного диффузионного импеданса $z_{э}$, который зависит от частоты так же, как $\alpha_{б}$:

$$z_{э} = r_{э} / (1 + jf/f_{\alpha_{э}}). \quad (2-105)$$

Если подставить уравнения (2-104) и (2-105) в выражение (2-103), то получим:

$$z_{к} = \frac{[(R - r'_{б})(1 - \alpha_{б0}) - r_{э}] + j(R - r'_{б})f/f_{\alpha_{б}}}{(1 - \alpha_{б0} + jf/f_{\alpha_{б}})}. \quad (2-106)$$

Дополнительная компенсирующая цепь, удовлетворяющая этому уравнению, выполняется по схеме, указанной на рис. 2-50. При этом элементы схемы имеют следующие значения:

$$R_1 = R - r'_{б} - \frac{r_{э}}{(1 - \alpha_{б0})};$$

$$R_2 = \frac{r_{э}}{(1 - \alpha_{б0})};$$

$$L_1 = \frac{r_{э}}{2\pi f_{\alpha_{б}} (1 - \alpha_{б0})^2}.$$

Если сопротивление кабеля меньше, чем действительная компонента $z_{вх}$, то компенсацию можно выполнить по схеме, показанной на рис. 2-51. В этом случае

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{z_{вх}} + \frac{1}{z_R}; \quad (2-107a)$$

$$\frac{1}{z_R} = \frac{z_{вх} - R}{Rz_{вх}}. \quad (2-107б)$$

При малом внутреннем сопротивлении генератора для улучшения согласования первую ступень на тран-

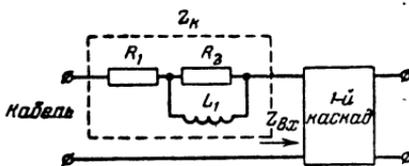


Рис. 2-50. Схема компенсации реактивной составляющей входного сопротивления транзистора при $z_{вх} < R$.

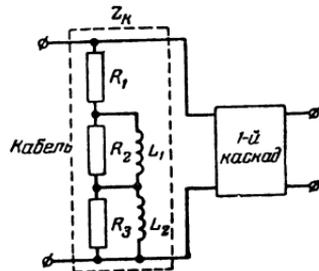


Рис. 2-51. Схема компенсации при $z_{вх} > R$.

зисторе можно выполнить также по схеме с общей базой. При этом можно использовать описанные выше схемы компенсации.

г) Частотная коррекция в коллекторной цепи

В ламповых схемах для компенсации верхней граничной частоты часто используют индуктивность. Подобные схемы используются также и в широкополосных усили-

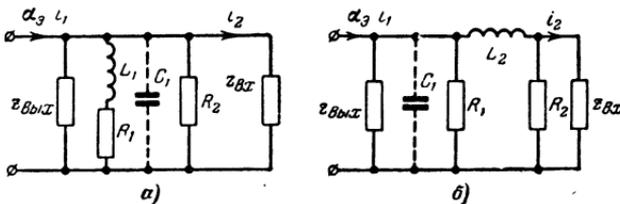


Рис. 2-52. Схемы параллельной (а) и последовательной (б) коррекций.

телях на транзисторах. Эквивалентная схема транзисторной ступени параллельной коррекции с последовательно включенной индуктивностью в цепи коллектора показана на рис. 2-52,а. Чтобы рассчитать эту схему, обозначим нижнюю граничную частоту через f_1 , верхнюю граничную частоту через f_3 , среднюю частоту через f_2 и введем следующие коэффициенты:

$$k_1 = R_1/R_{\text{ВХ}}; \quad (2-108)$$

$$k_2 = 2\pi f_3 L_1/R_{\text{ВХ}}; \quad (2-109)$$

$$k_3 = 2\pi f_3 L_2/R_{\text{ВХ}}; \quad (2-110)$$

$$k_4 = 2\pi f_3 C_1 R_{\text{ВХ}}. \quad (2-111)$$

Здесь $R_{\text{ВХ}}$ — входной импеданс $z_{\text{ВХ}}$ второй ступени на низкой частоте,

$$R_{\text{ВХ}} = r'_\sigma + \frac{r_\sigma}{1 - \alpha_{\sigma 0}}. \quad (2-112)$$

Наконец, выходной импеданс $z_{\text{ВЫХ}}$ первой усилительной ступени определяется выражением

$$z_{\text{ВЫХ}} = \frac{1 - \alpha_{\sigma 0} + jf/f_{\alpha\sigma}}{(g_{\text{К}} + j\omega C_{\text{К}})(1 + jf/f_{\alpha\sigma})}. \quad (2-113)$$

В этом выражении $g_{\text{К}}$ — коллекторная проводимость, $C_{\text{К}}$ — коллекторная емкость транзистора первой ступени.

Для усиления по току K_i на частоте f_3 получается следующее уравнение:

$$(K_i)_{f_3} = \frac{\alpha_{\sigma 0}/(1 - \alpha_{\sigma 0} + jf_3/f_{\alpha\sigma})}{1 + (z_{\text{ВХ}}/R_{\text{ВХ}})[R_{\text{ВХ}}/z_{\text{ВЫХ}} + jk_4 + 1/(k_1 + jk_2)]}. \quad (2-114)$$

Если принять, что $z_{\text{ВЫХ}} > R_{\text{ВХ}}$, то усиление по току на средней частоте f_2 будет определяться выражением

$$(K_i)_{f_2} = \frac{[\alpha_{\sigma 0}/(1 - \alpha_{\sigma 0})]k_1}{1 + k_1} = \frac{\alpha_{\sigma 0}k_1}{1 + k_1}. \quad (2-115)$$

Путем сравнения уравнений (2-114) и (2-115) определяют отношение k_1/k_2 , а затем из уравнений (2-108) и (2-109) находят L_1 и R_2 .

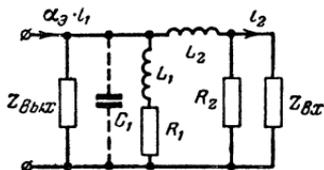


Рис. 2-53. Схема компенсации с помощью последовательной и параллельной индуктивностей.

Возможна также коррекция верхних частот с помощью последовательной коррекции путем введения катушки L_2 согласно рис. 2-52, б. В этом случае входной импеданс $Z_{вх}$ второй ступени сравнительно мал и можно пренебречь емкостью монтажа и емкостью утечки (C_1). Для схемы, показанной на рис. 2-52, б, усиление по току будет равно:

$$(K_i)_{f_3} = \frac{\alpha_{60}/(1 - \alpha_{60} + jf_3/f_{\alpha 6})}{1 + (z_{вх}/R_{вх} + jk_3)(R_{вх}/z_{вх} + jk_4 + 1/k_1)}. \quad (2-116)$$

Сравнивая коэффициент усиления по току на частотах f_3 и f_2 , можно определить отношение k_1/k_3 , а затем L_2 .

Наконец, схемы, показанные на рис. 2-52, а и б, можно объединить, тогда получается схема, представленная на рис. 2-53. Если R_2 велико по отношению к $z_{вх}$, то усиление по току будет равно:

$$K_i = \frac{\alpha_3/(z_{вх} + j\omega L_2)}{1/z_{вх} + j\omega C_1 + 1/(R_1 + j\omega L_1) + 1/(z_{вх} + j\omega L_2)}. \quad (2-117)$$

После подстановки коэффициентов $k_1 \div k_4$ [уравнения (2-108)—(2-111)] получаем величину усиления по току на частоте f_3

$$(K_i)_{f_3} = \frac{\alpha_{60}/(1 - \alpha_{60} + jf_3/f_{\alpha 6})}{1 + (z_{вх}/R_{вх} + jk_3)[R_{вх}/z_{вх} + jk_4 + 1/(k_1 + jk_2)]}. \quad (2-118)$$

Произвести вычисления, пользуясь этим уравнением, совсем не так просто, как с помощью уравнений (2-114) и (2-116).

Покажем на примере, как уравнения (2-117) и (2-118) можно применять на практике. Определим коррекцию для широкополосного усилителя с полосой 3 Мгц ($f_3 = 3$ Мгц). Имеющийся в распоряже-

нии транзистор имеет следующие характеристики (ОС44 или ОС613):

$$f_{\alpha\beta} = 15 \text{ МГц}; r'_{\sigma} = 110 \text{ ом}; C_{\kappa} = 8 \text{ пф}; g_{\kappa} = 40 \cdot 10^{-6} \text{ мо};$$

$$\alpha_{\beta 0} = 0,98; \alpha_{\alpha 0} = 50; r_{\alpha} = 25 \text{ ом}; C_1 = 10 \text{ пф}.$$

Требуемое усиление равно 4 (12 дБ).

Пусть $f_3/f_{\alpha\beta} = 0,2$; с помощью уравнения (2-108) вычисляем $k_1 = 0,09$. Входное сопротивление $R_{вх}$ получаем из уравнения (2-112):

$$R_{вх} = 110 + \frac{25}{0,02} = 1360 \text{ ом}.$$

Используя уравнения (2-102) и (2-105) найдем:

$$z_{вх} = 110 + \frac{25}{0,02 + j0,2} = 122 - j124.$$

Величину, обратную выходному импедансу $z_{вых}$, найдем из уравнения (2-113):

$$1/z_{вых} = (7,9 + j0,3) \cdot 10^{-4} \text{ мо}.$$

Из уравнения (2-111) находим $k_4 = 0,255$. Целесообразно определить следующие коэффициенты:

$$(z_{вх}/R_{вх})_{f_3} = 0,085 - j0,093;$$

$$(R_{вх}/z_{вых})_{f_3} = 1,07 + j0,024;$$

$$(\alpha_{\alpha})_{f_3} = 0,49 - j4,85 = 4,85 \angle -84,3^\circ.$$

Теперь можно подставить значения отдельных коэффициентов в уравнение (2-118):

$$(K_i)_{f_3} = \frac{4,85 \angle -84,3^\circ}{1 + (0,085 - j0,093 + jk_3)[1,07 + j0,024 + j0,255 + 1/(0,09 + jk_2)]}.$$

Для того чтобы усиление на частоте f_3 было одинаковым с усилением на частоте f_2 , т. е. равно 4, нужно определить величину знаменателя, а именно, он должен быть равен:

$$|\text{знаменатель}| = \frac{4,85}{4} = 1,21.$$

Чтобы можно было выполнить числовой расчет, нужно задаться числовыми значениями коэффициентов k_2 [уравнение (2-109)] и k_3 [уравнение 2-110)]. При $k_3=0,2$ получаем:

$$L_2 = \frac{1\,350 \cdot 0,2}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^6} = 14,3 \text{ мкГн.}$$

Задаваясь $k_2 = 0,29$, получим:

$$L_1 = \frac{1\,350 \cdot 0,29}{2\pi \cdot 3 \cdot 10^6} = 21 \text{ мкГн.}$$

Вычисление знаменателя с комплексными числами сравнительно трудно и требует много времени. Необходимые значения более быстро можно найти опытным путем.

д) Коррекция частотной характеристики с помощью отрицательной обратной связи

Так как граничная частота транзистора в схеме с общим эмиттером очень сильно зависит от коэффициента усиления по току $h_{21э}$ [см. уравнение (2-100)], то целесообразно уменьшать действующий коэффициент усиления по току с помощью отрицательной обратной связи. Конечно, при этом уменьшается и усиление ступени, однако произведение последнего на ширину полосы пропускания в усилителях с отрицательной обратной связью больше, чем в усилителях без обратной связи.

Полоса пропускания усилительной ступени на транзисторе определяется в основном частотой альфа-среза и коллекторной емкостью. Однако следует обращать внимание на то, что частота альфа-среза (при которой $h_{21э}$ падает до уровня 0,707 от значения на частоте 1 кГц) в большинстве случаев ниже, чем частота, при которой выходная мощность уменьшается наполовину, потому что входной импеданс с ростом частоты уменьшается. Если обозначить граничную частоту для усиления по току через $f_{гр i}$, а усиление на этой частоте $K_{гр i}$, то тогда получим (аналогично ламповым схемам) произведение усиления на полосу пропускания:

$$K_{гр i} f_{гр i} = \alpha_{об} f_{об} \approx f_{об}. \quad (2-119)$$

При определенной $f_{об}$ полоса пропускания тем больше, чем меньше усиление. При полосе пропускания, прости-

рающейся до $f_{\alpha 5}$, усиление уменьшается до 1. Если емкость коллектора определяет граничную частоту, то для этого случая получим:

$$K_{Грi}f_{Грi} = \frac{\alpha_{60}}{2\pi(r_3 + R_n)C_k} \approx \frac{1}{2\pi R_n C_k}. \quad (2-120)$$

В усилителе с отрицательной обратной связью, например, в случае незашунтированного эмиттерного сопротивления (рис. 2-54) произведение усиления на полосу пропускания равно:

$$K_{Грi}f_{Грi} = \alpha_{60}f_{\alpha 6}/(1 + R_3/R_T). \quad (2-121)$$

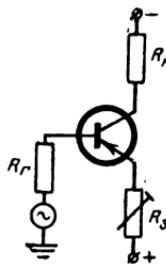


Рис. 2-54. Усилительная ступень с отрицательной обратной связью.

Следовательно, полоса пропускания будет больше на величину уменьшения усиления за счет отрицательной обратной связи. Можно охватывать отрицательной обратной связью также и две ступени (рис. 2-55, 2-56). Однако охватывать отрицательной обратной связью более чем две ступени нецелесообразно, так как появляется сдвиг фазы, уменьшающий эффективность отрицательной обратной связи. Схема на рис. 2-55 является целесообразной, если полоса пропускания составляет не более чем $0,1 f_{\alpha 6}$. Но при большей полосе пропускания (порядка $f_{\alpha 6}$) глубина отрицательной

обратной связи получается почти равной 1. Поэтому сопротивление отрицательной обратной связи с коллектора второй ступени на эмиттер первой ступени будет мало, и эмиттерное сопротивление первой ступени получается относительно большим. Здесь возникают значительные потери как входной, так и выходной мощности, так как отрицательную обратную связь вводят от точки со сравнительно высоким импедансом в точку с низким импедансом.

На схеме, показанной на рис. 2-56, отрицательная обратная связь вводится от точки с малым сопротивлением к точке с большим сопротивлением. В этом случае получают улучшение полосы пропускания до частоты, равной примерно $0,5 f_{\alpha 5}$. Входное и выходное сопротивления этой схемы имеют такие значения, что можно последовательно включать две или более таких

схем. При этом сопротивления генератора и нагрузки принимают оптимальные значения в пределах 500—1 000 ом при токе транзистора ~ 1 ма. Полосу пропускания двухкаскадного усилителя можно увеличить почти

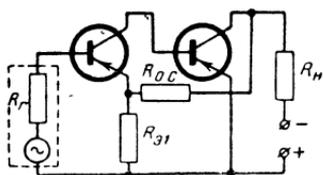


Рис. 2-55. Отрицательная обратная связь с коллектора второго транзистора на эмиттер первого.

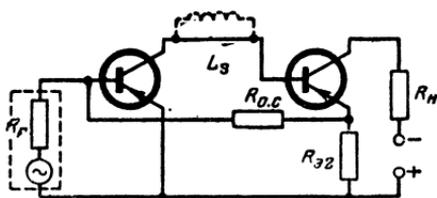


Рис. 2-56. Отрицательная обратная связь с эмиттера второго на базу первого транзистора.

вдвое, если включить между транзисторами индуктивность (на рис. 2-56 показана пунктиром). Благодаря возникшему П-образному фильтру, образуемому из входной и выходной емкостей обоих транзисторов, получается резонансный пик, лежащий вблизи граничной частоты $f_{аб}$.

В ламповых схемах коррекцию часто осуществляют в цепи катода. Правда, в большинстве случаев при этом ограничиваются лишь подключением соответствующего шунтирующего конденсатора, благодаря которому повышается усиление на высоких частотах. У транзисторов этот метод пригоден сравнительно мало, так как в этом случае при использовании шунтирующего конденсатора изменяется входное сопротивление $Z_{вх}$:

$$Z_{вх} = h_{11э} + \frac{R_э (1 + h_{21э})}{1 + j\omega C_э R_э}. \quad (2-122)$$

Благодаря шунтирующему конденсатору $C_э$ уменьшается входное сопротивление на высоких частотах, так что наступает эффект, противодействующий коррекции, если выходное сопротивление предварительного каскада не будет достаточно малым.

Как уже упоминалось, с помощью отрицательной обратной связи можно повысить граничную частоту транзистора, а вместе с ней и полосу пропускания ступени.

Емкость эмиттера уменьшает действие отрицательной обратной связи, так что хотя усиление и будет подниматься, но одновременно с этим граничная частота транзистора вновь уменьшится. Так как оба эффекта противодействуют друг другу, то на практике коррекция едва ли будет достигнута. Поэтому этот способ коррекции можно применять тогда, когда не граничная частота транзистора, а другие причины (например, емкость в коллекторной цепи) вызывают падение усиления на высокой частоте.

Очевидно, что коррекция с помощью конденсатора в цепи эмиттера не имеет такого значения, как в ламповых усилителях. Эффективной коррекции с помощью различных схем, включенных в эмиттерную цепь, достигают только тогда, когда усиление возрастает быстрее, чем происходит падение граничной частоты. Для этого параллельно эмиттерному сопротивлению можно включить последовательный резонансный контур.

На рис. 2-57 показана схема с последовательным резонансным контуром в эмиттерной цепи. Такая схема особенно целесообразна тогда, когда транзисторы одновременно имеют высокую граничную частоту и большой коэффициент усиления по току. Согласно уравнению (2-99б) граничная частота значительно снижается в схеме с общим эмиттером. Однако теперь уже малого эмиттерного сопротивления достаточно для того, чтобы получить значительную отрицательную обратную связь. Правда, в этом случае понижается усиление на средних и низких частотах, но граничная частота повышается. С помощью последовательного резонансного контура на конце частотного диапазона можно достигнуть значительного выигрыша в полосе пропускания, или можно иметь малую величину отрицательной обратной связи, так что усиление ступени будет уменьшено не слишком сильно.

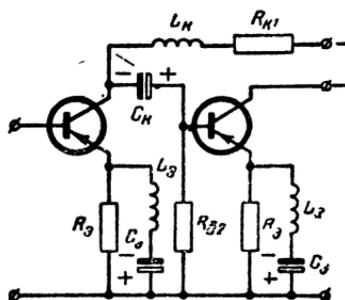


Рис. 2-57. Расширение частотного диапазона за счет увеличения отрицательной обратной связи.

Но отрицательная обратная связь в цепи эмиттера изменяет также входное сопротивление транзистора. Необходимо поэтому выбирать сопротивление коллектора предыдущей ступени такой величины, чтобы оно было меньше, чем входное сопротивление следующей ступени. Если входное сопротивление увеличится, то можно увеличить также и сопротивление коллектора, что приведет к компенсации части потерь усиления, обусловленных отрицательной обратной связью.

Входное сопротивление первой ступени, изображенной на рис. 2-57, равно:

$$h_{11} = h_{11э} + z_э (1 + h_{21б}), \quad (2-123)$$

где

$$z_э = \frac{jR_э (\omega L_э - 1/\omega C_э)}{R_э + j(\omega L_э - 1/\omega C_э)}. \quad (2-124)$$

При разомкнутом входе выходной импеданс ступени с отрицательной обратной связью равен:

$$1/h_{22} = 1/h_{22э} + z_э \approx 1/h_{22э}. \quad (2-125)$$

Используя уравнение (2-123) для $z_{вх}$ (входной импеданс) и уравнение (2-124) для выходного импеданса, можно подсчитать усиление по току:

$$K_i = \alpha_э \frac{1/[h_{11э} + z_э (1 + h_{21э})]}{h_{22э} + 1/(R_k + j\omega L_k) + j\omega C_1 + 1/[h_{11э} + z_э (1 + h_{21э})]}. \quad (2-126)$$

На резонансной частоте контура $L_э C_э$ сопротивление отрицательной обратной связи $z_э$ равно нулю, так что на этой частоте получается максимальное усиление. Величина подъема зависит от выбора отношения L/C и от добротности индуктивности $L_э$.

2-7. АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ УСИЛЕНИЯ В СХЕМАХ НА ТРАНЗИСТОРАХ (АРУ)

Для регулирования усиления транзисторной ступени разработано много схем. Принципиально возможно регулировать усиление двумя различными способами: изменением эмиттерного тока или изменением коллектор-

ного напряжения. Уменьшение эмиттерного тока (а тем самым и коллекторного тока) приводит к уменьшению усиления; аналогичный процесс происходит при регулировании вторым способом при уменьшении коллекторного напряжения.

Для уменьшения мощности, необходимой для регулирования, транзистор, охватываемый АРУ, можно использовать как усилитель постоянного тока, а главную часть отбираемой от него мощности использовать для управления. В этом случае напряжение АРУ вместе с входным сигналом подводится к базе транзистора (рис. 2-58).

Напряжение сигнала подается на базу через конденсатор связи $C_{св}$, напряжение АРУ — через сопротивление R . Знак напряжения АРУ, подводимого к базе,

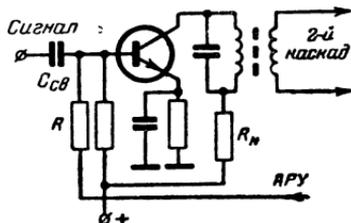


Рис. 2-58. Простая схема подачи напряжения АРУ.

зависит от того, какой из упомянутых выше способов регулирования при этом используется. Если регулирующее действие обусловлено изменением эмиттерного тока, напряжение АРУ должно быть отрицательным и с увеличением уровня сигнала звуковой частоты оно должно становиться еще более отрицательным. Тогда эмиттерный и коллекторный токи будут уменьшаться при повышении уровня сигнала, и усиление ступени будет снижено до желаемой величины. При таком способе регулирования в коллекторной цепи между батареей и коллектором сопротивление R_k либо вовсе должно отсутствовать, либо оно должно быть очень малым, так как оно вызывает обратное действие. Повышение коллекторного тока приводило бы к большему падению напряжения на R_k и тем самым к снижению действующего коллекторного напряжения, приводящему, как следствие, к уменьшению усиления. Отрицательное напряжение АРУ подводится через сопротивление R непосредственно от анода диода, работающего в качестве низкочастотного детектора.

Если же имеется положительное напряжение АРУ, то можно осуществлять регулирование усиления изменением коллекторного напряжения. Для этого схему, пока-

занную на рис. 2-58, нужно несколько изменить за счет увеличения коллекторного сопротивления R_k примерно до 10 ком.

Недостатком описанных способов регулирования является то, что параметры транзистора, зависящие от рабочей точки, оказывают влияние на полосу пропускания резонансного контура, включенного непосредственно в коллекторную цепь транзистора. С уменьшением коллекторного тока увеличиваются входное и выходное сопротивления, а входная и выходная емкости уменьшаются.

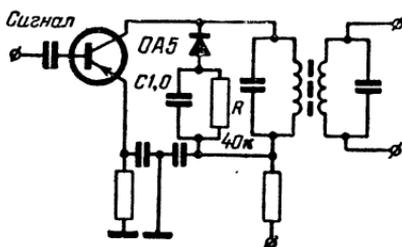


Рис. 2-59. Выполнение АРУ с помощью диода.

При этом особенно неприятным оказывается изменение входного и выходного сопротивлений, так как в условиях уменьшения усиления (при приеме большого сигнала) вследствие увеличения значения этих сопротивлений происходит сужение полосы, в то время как было бы желательным ее расширение. Значительное

улучшение работы схемы достигается при расстройке каждого из двух контуров на ± 2 кГц относительно друг друга. Слабая связь контуров с транзистором не рекомендуется, так как в этом случае получаются значительные потери усиления.

Простую схему регулирования можно получить путем параллельного включения ограничивающего звена (последовательного соединения диода OA5 и RC-цепи) на участке коллектор — эмиттер регулируемой ступени (рис. 2-59).

С большим усилением ступень будет работать лишь при малом входном сигнале. При больших сигналах фильтр промежуточной частоты сильно шунтируется, его полоса пропускания увеличивается, а усиление снижается. Иногда этот способ применяют дополнительно к ранее описанным схемам регулирования. Напряжение АРУ переводит диод из режима запирающего в режим пропускающего, так что при сильно возрастающем напряжении сигнала происходит перекомпенсация изменения затухания подключенных резонансных контуров. Их полоса пропускания тогда не уменьшается, а, наоборот,

увеличивается, как это имеет место при приеме мощного местного передатчика.

Хотя комбинация обоих вариантов АРУ приносит значительное улучшение, однако приемник на транзисторах остается предрасположенным к высокочастотным искажениям, в особенности к перекрестной модуляции так же, как и ламповая схема. Поэтому стремятся разработать схемы, устойчивые к перекрестной модуляции. Из-за сильной кривизны характеристики $\psi_k = f(U_{\text{бэ}})$ транзистора для получения 1% перекрестной модуляции допустимое входное напряжение очень мало ($< 3 \text{ мВ}$).

Если ступень на транзисторе имеет такую связь с антенным контуром, что при максимальном усилении (при отсутствии АРУ) имело место согласование по мощности, то при пониженном в результате действия АРУ коллекторном токе (малое усиление) входное сопротивление будет увеличиваться. На рис. 2-60 (эквивалентная схема входа приемника) $R_{\text{вх}}$ означает входное сопротивление транзистора и R_A — сопротивление антенны. В случае нерегулируемой ступени $R_A = R_{\text{вх}}$; протекание антенного тока I_A вызовет появление входного напряжения

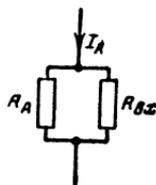


Рис. 2-60. Эквивалентная схема входа приемника.

$$U_{\text{вх}} = I_A \frac{R_{\text{вх}} R_A}{R_{\text{вх}} + R_A} = \frac{R_A I_A}{2}. \quad (2-127)$$

При сильном действии АРУ, когда $R_{\text{вх}}$ очень велико ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$), входное напряжение повышается до значения

$$U_{\text{вх.АРУ}} = R_A I_A. \quad (2-128)$$

Если принять во внимание перекрестную модуляцию, то входное напряжение не должно превосходить значения $U_{\text{вх.макс}} = 3 \text{ мВ}$. Тогда максимальная мощность, отбираемая от антенного контура при максимальном действии АРУ, должна быть не более:

$$P_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{вх.макс}}^2}{R_A} = \frac{9 \cdot 10^{-6}}{R_A}. \quad (2-129)$$

При отклонении согласования по мощности при отсутствии АРУ можно допустить несколько большую мощность P'_{\max} . Если принять $R'_A = R_{вх}/3$, то получим:

$$U'_{вх} = I_A \frac{R_{вх} \cdot R_{вх}/3}{R_{вх} + R_{вх}/3} = \frac{R_{вх} I_A}{4} = \frac{3R'_A I_A}{4}, \quad (2-130)$$

а при максимальном действии АРУ при $R_{вх} \rightarrow \infty$

$$U'_{вх. АРУ} = \frac{R_{вх} I_A}{3} = R'_A I_A. \quad (2-131)$$

При этом R'_A составляет только третью часть от требуемого значения при точном согласовании по мощности. Максимальная мощность, отбираемая теперь от антенного контура, равна:

$$P'_{\max} = \frac{(U'_{вх. \max})^2}{R'_A} = \frac{3 \cdot 9 \cdot 10^{-6}}{R_A} = \frac{27 \cdot 10^{-6}}{R_A}. \quad (2-132)$$

Это трехкратное повышение мощности достигается, однако, за счет значительного возрастания потерь в усилении при отсутствии АРУ.

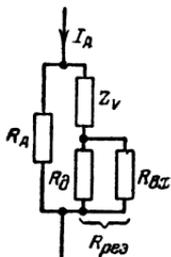


Рис. 2-61. Схема АРУ с делителем напряжения.

Чтобы без значительной потери усиления получить большое значение P_{\max} , между антенной и отводом антенного резонансного контура включают делитель напряжения, часть сопротивления которого может изменяться под действием постоянного тока АРУ. Лучшего результата можно достигнуть, если делитель напряжения расположен между отводом антенного контура и участком база — эмиттер входного транзистора, а нижнее сопротивление заменено плоскостным диодом с большим током. Если

к диоду в прямом направлении подводится постоянный ток АРУ, то при изменении этого тока дифференциальное сопротивление диода R_d изменяется на несколько порядков (рис. 2-61).

Однако при этом при отсутствии АРУ R_d должно быть большим ($R_d \gg R_{вх}$), при больших токах АРУ, напротив, R_d должно быть как можно меньше ($R_d \ll R_{вх}$). Таким образом, дифференциальное сопротивление управ-

ляемого диода должно иметь два экстремальных значения: $R_{д.макс}$ для постоянного тока регулирования $I_{д}=0$ и $R_{д.мин}$ для $I_{д}=I_{д.макс}$.

Заменим параллельно включенные сопротивления $R_{д}$ и $R_{вх}$ результирующим сопротивлением

$$R_{рез} = \frac{R_{вх}R_{д}}{R_{вх} + R_{д}}, \quad (2-133)$$

которое также имеет максимум $R_{рез.макс}$ и минимум $R_{рез.мин}$. С учетом верхнего сопротивления (импеданса Z_V) делителя напряжения входное напряжение транзисторной ступени при протекании антенного тока I_A будет равно:

$$U_{вх} = I_A \frac{R_{рез}}{R_{рез} + Z_V} \cdot \frac{R_A (R_{рез} + Z_V)}{R_A + R_{рез} + Z_V} = I_A \frac{R_A R_{рез}}{R_A + R_{рез} + Z_V}. \quad (2-134)$$

Для определенного входного напряжения $U_{вх}$ необходимо знать ток в антенне I_A , который пропорционален выражению $\frac{R_A + R_{рез} + Z_V}{R_A R_{рез}}$.

Следующее отношение обозначает максимальный фактор ослабления диодной схемы¹:

$$K_{рез} = \frac{\frac{R_A + Z_V + R_{рез.мин}}{R_A R_{рез.мин}}}{\frac{R_A + Z_V + R_{рез.макс}}{R_A R_{рез.макс}}} = \frac{R_{рез.макс}}{R_{рез.мин}} \cdot \frac{R_A + Z_V + R_{рез.мин}}{R_A + Z_V + R_{рез.макс}}. \quad (2-135)$$

Чем выше сумма сопротивлений $R_A + Z_V$, тем ближе отношение $K_{рез}$ приближается к своему предельному значению $R_{рез.макс}/R_{рез.мин}$. Но для того чтобы к. п. д.

¹ Cantz R., Eine Schwundregelschaltung mit Diode für Transistorempfänger. Der Telefunkenröhre, 1958, Heft 35, S. 31 ff.

входной схемы не был слишком малым, при незначительном общем усилении приемника значение Z_V выбирают равным:

$$Z_V = \frac{R_{\text{рез.макс}}}{2}. \quad (2-136)$$

Антенна согласуется с последовательно соединенными сопротивлениями $Z_V + R_{\text{рез.макс}}$, так что

$$R_A = Z_V + R_{\text{рез.макс}} = \frac{3R_{\text{рез.макс}}}{2}. \quad (2-137)$$

При этих соотношениях на вход транзистора поступает третья часть от общей мощности.

Пусть, например, $R_{\text{рез.макс}} = 200 \text{ ом}$ и $R_{\text{рез.мин}} = 15 \text{ ом}$, тогда из уравнения (2-136) следует:

$$Z_V = \frac{200}{2} = 100 \text{ ом},$$

а из уравнения (2-137)

$$R_A = \frac{3 \cdot 200}{2} = 300 \text{ ом}.$$

Согласно уравнению (2-135) величина фактора $K_{\text{рез}}$ будет иметь значение:

$$K_{\text{рез}} = \frac{200}{15} \cdot \frac{300 + 100 + 15}{300 + 100 + 200} = 9,22.$$

Если общее усиление настолько велико, что чувствительность определяется отношением сигнала к шуму, то при отказе от оптимального к. п. д. входной схемы можно достигнуть несколько большего значения фактора регулирования, выбрав:

$$Z_V = 2R_{\text{рез.макс}}. \quad (2-138)$$

В этом случае сопротивление антенного контура будет равно:

$$R_A = Z_V + R_{\text{рез.макс}} = 3R_{\text{рез.макс}}.$$

При этом на вход транзистора подается только шестая часть общей мощности. Но для диапазона средних и длинных волн это не приводит к заметному ухудшению шумовых свойств схемы.

Применение диода с большим током пропускания, подключенного параллельно промежутку база — эмиттер, дает еще одно дополнительное преимущество. При правильно выбранной полярности включения диода происходит компенсация появляющихся высокочастотных искажений. Эта компенсация осуществляется для лю-

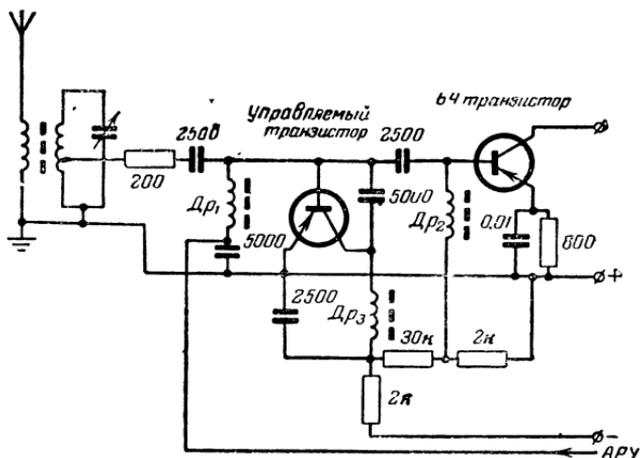


Рис. 2-62. Полная схема входного каскада приемника, охваченного АРУ с использованием управляемого транзистора.

бой рабочей точки триода и диода и обуславливается экспоненциальным ходом характеристики обоих полупроводниковых элементов.

Описанные входные схемы с диодным управлением могут воспринимать помехи, обусловленные перекрестной модуляцией и другими причинами, которые все еще будут на порядок выше, нежели у входных каскадов, выполненных на лампах.

Вместо диода в нижней части делителя напряжения можно включить транзистор (рис. 2-62). Коллектор и база управляемого транзистора накоротко замкнуты по высокой частоте конденсатором $C=5000 \text{ пф}$. Все постоянные токи подводятся через дроссели высокой частоты. Дифференциальное сопротивление управляемого транзистора будет равно:

$$R_{\text{д}} = \frac{1}{S}. \quad (2-139)$$

2-8. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для многих электронных устройств требуются усилители, которые могли бы усиливать постоянное напряжение или напряжение очень низких частот. Из-за малого потребления тока и возможности работы без напряжения сети удобнее было бы использовать транзисторы. К сожалению, температурная зависимость почти всех параметров транзисторов вызывает при конструировании подобных усилителей значительные трудности, особенно при использовании германиевых транзисторов. Для усилителей постоянного тока лучше использовать кремниевые транзисторы. Используемые транзисторы должны иметь по возможности малые обратные токи (в частности, $I_{к0}$ должен быть меньше 1 мкА при $-U_{кб} = 5 \text{ в}$).

а) Двухтактные схемы

Ламповые усилители для стабилизации рабочей точки выполняют по двухтактной схеме. Аналогичная схема на транзисторах показана на рис. 2-63. С помощью отрицательной обратной связи в цепи эмиттера достигается стабилизация для всех синфазных изменений на входе или внутри транзисторов, так что изменения параметров исключаются, поскольку оба транзистора одинаковы. Для несинфазных изменений на входе обратная связь не действует и схема будет обладать своим номинальным усилением.

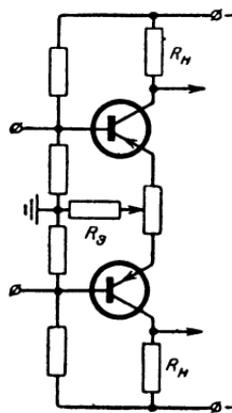


Рис. 2-63. Двухтактный усилитель постоянного тока с обратной связью.

Несмотря на значительные преимущества по сравнению с однотактными схемами, двухтактные схемы обладают и некоторыми недостатками. Для того чтобы избежать дрейфа, обусловленного изменением температуры, необходимо чтобы транзисторы имели как одинаковый коэффициент усиления по току, так и одинаковый (и по возможности малый) ток покоя в определенной области температур и при различных, в данном случае далеко

расположенных друг от друга рабочих точках. Изготовитель транзисторов, к сожалению, не поставляет таких проверенных экземпляров. Так называемые «парные» транзисторы, выбранные по другим признакам, для двухтактных усилителей постоянного тока не подходят.

Лучших показателей можно добиться при использовании термостатов. Транзисторы в этом случае должны быть по возможности одинаковыми, но из-за постоянства температуры требования к ним снижаются. Нужно, очевидно, обращать внимание на то, чтобы транзисторы не проявляли «гистерезисных» свойств. Поэтому их нужно перед окончательным монтажом в схему несколько раз нагреть и охладить в термостате и установить, всегда ли коллекторный ток поднимается или уменьшается до одних и тех же значений.

б) Компенсация с помощью дополнительного транзистора

Кроме обычных способов стабилизации рабочей точки с помощью температурно-зависимых элементов (термисторы, диоды), можно применить для этой цели тран-

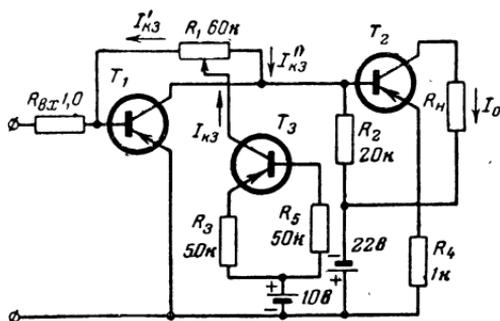


Рис. 2-64. Температурная компенсация с помощью вспомогательного транзистора.

зистор (рис. 2-64). Дополнительный транзистор T_3 дает компенсационный ток $I_{кз}$, часть которого ответвляется в цепь базы первой транзисторной ступени. Этот ток устанавливают таким, чтобы обратные токи, обусловленные изменениями тока обоих транзисторов, компенсировали друг друга. Так как практически все параметры

транзистора изменяются с температурой, то нужно выбрать такие внешние сопротивления, чтобы изменения тока оставались по возможности минимальными. Для этого должны быть выполнены следующие условия:

$$R_1 \ll \left(\frac{1}{h_{22\theta}} \right)_1, \quad R_{\text{н}} + R_4 \ll \left(\frac{1}{h_{22\theta}} \right)_2; \quad (2-140)$$

$$R_{\text{вх}} \gg (h_{11\theta})_1, \quad R_2 \gg \left(\frac{1}{h_{22\theta}} \right)_1, \quad R_4 \gg (h_{11\theta})_2.$$

Индексы 1 и 2 относятся к транзистору T_1 и T_2 на рис. 2-64.

Если сопротивления выбраны правильно, то чувствительными к температуре будут лишь обратный ток коллектора и коэффициент усиления по току $h_{21\theta}$. Для того чтобы влияние $h_{21\theta}$ транзистора T_2 свести до минимума, нужно прежде всего правильно выбрать отношение R_1/R_4 . Если R_1/R_4 велико, то $h_{21\theta}$ сильно зависит от температуры; при малом отношении получается незначительное усиление. Если, однако, выполняются условия, которые были приведены выше, то согласно Ши, для усиления схемы на рис. 2-64 может быть получено следующее выражение:

$$K_i = \frac{R_1 (h_{21\theta})_1 (h_{21\theta})_2}{R_4 \{1 + [(h_{21\theta})_1 + 1][(h_{21\theta})_2 + 1]\}}. \quad (2-141)$$

Как видно из рис. 2-64, компенсационный ток $I_{\text{кз}}$ разделяется на сопротивления R_1 на $I'_{\text{кз}}$ и $I''_{\text{кз}}$. Ток $I'_{\text{кз}}$ протекает через цепь базы транзистора T_1 , а $I''_{\text{кз}}$ — через цепь связи между коллектором T_1 и базой T_2 . Поэтому обратный ток $I_{\text{кз}}$ транзистора T_3 должен быть в 2—4 раза меньше, чем $I_{\text{кз}}$. Тогда значения $I_{\text{кз}}$ различных транзисторов можно было бы легко выравнять с помощью сопротивления R_1 . Для того чтобы сделать $I_{\text{кз}}$ независимым от $h_{21\theta}$ транзистора T_3 , нужно выбрать сопротивление R_3 относительно большим ($\geq 50 \text{ ком}$). В этом случае можно принять также $R_5 = R_3$. Кроме того, T_3 должен иметь по возможности незначительный обратный ток $I_{\text{кз}}$ и высокий коэффициент усиления по току h_{21} .

Для балансировки схемы прежде всего измеряется коллекторный ток I_{01} транзистора T_1 , обратный ток I_{K01} и общий коэффициент усиления по току K_i без дополнительного транзистора T_3 . Затем подключают T_3 и устанавливают значение R_1 такое, чтобы выполнялось условие

$$I_{02} = I_{01} + K_i I_{K01}. \quad (2-142)$$

Как видно из рис. 2-65, уменьшение дрейфа по отношению к некомпенсированному усилителю получается как 20:1. При применении германиевых транзисторов дрейф между 0 и 50°С может быть меньше чем 1%. При комнатной температуре величина дрейфа составляет не больше чем 0,05% и чувствительность получается лучше чем 0,1 мка. С кремниевыми транзисторами можно добиться еще лучших результатов.

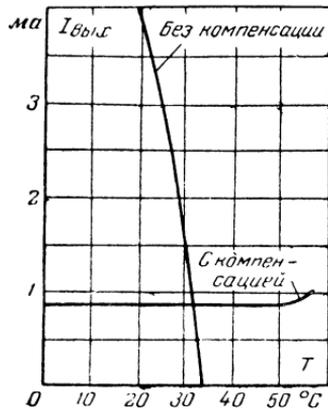


Рис. 2-65. Действие температурной компенсации.

в) Мостовая схема для температурной компенсации

Усилитель постоянного тока, выполненный с применением мостовой схемы, показан на рис. 2-66. Для получения большой области управления нужно особенно хорошо стабилизировать рабочую точку транзистора T_1 . Изменения положения рабочей точки второй и, пожалуй, следующих ступеней не так критичны. Для дальнейшей стабилизации можно еще охватить обратной связью весь усилитель. Тогда изменения на выходе уменьшаются до значения, которое примерно соответствует по величине изменениям компенсированного обратного тока первой ступени.

В схеме на рис. 2-66 оба транзистора работают в схеме с общим эмиттером. Выходной ток I_0 содержит часть обратных токов обоих транзисторов. Схема выполнена так, чтобы различные токи протекали через выходное сопротивление R_0 в противоположных направлениях. Этим способом, например, компенсируются как коллек-

торные, так и обратные токи. Балансировка моста осуществляется следующим образом. Прежде всего без транзисторов с помощью сопротивления R_3 устанавливают выходной ток I_0 равным нулю и создают одинаковые падения напряжений на сопротивлениях R_1 с помощью R_5 или путем подбора сопротивлений. Затем

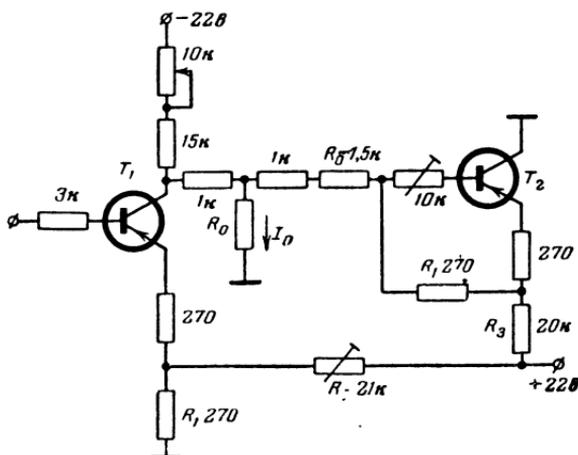


Рис. 2-66. Усилитель постоянного тока со стабилизацией с помощью мостовой схемы.

вставляют два транзистора с возможно более одинаковыми обратными токами и устанавливают такое базовое сопротивление транзистора T_2 , чтобы ток через сопротивление R_0 был снова равен нулю. Если транзисторы имеют при окружающей температуре обратные токи $2,5\text{—}3\text{ мка}$, то изменения выходного тока в области температур от 0 до 55°C остаются меньше, чем 5 мка . Этим способом влияние обратного тока уменьшается в отношении от $40:1$ до $50:1$ по сравнению с некомпенсированным усилителем.

Во входной цепи ток питания может составлять $0,5\text{—}1\text{ мка}$. Усиление схемы, приведенной на рис. 2-66, будет равно:

$$K_i = 36R_0 \cdot 10^{-8}. \quad (2-143)$$

Усиление по мощности получается $10\text{—}25\text{ дб}$ и зависит от R_0 . Динамический диапазон управления по току ра-
170

вен 36 дб. Минимальный уровень сигнала составляет 10^{-9} вт.

Необходимо указать на то, что вход усилительной схемы не сбалансирован. Ток базы входного транзистора при изменении температуры может изменяться на 30 мка. Поэтому нужно использовать генератор с малым внутренним сопротивлением.

г) Температурная компенсация с помощью транзисторов с различной проводимостью

Главного недостатка мостовой схемы (несимметрии в балансировке моста между входом и выходом) можно избежать, используя транзисторы с проводимостями типа *p-n-p* и *n-p-n*. Подобная схема показана на рис. 2-67. У *p-n-p* транзистора обратный ток направлен в противоположном направлении по сравнению с *n-p-n* транзистором. Соответствующей схемой можно достигнуть компенсации обоих обратных токов. Кроме того, можно компенсировать также и ток, протекающий через сопротивление генератора, так как базовые токи обоих транзисторов имеют различные знаки.

Если имеются транзисторы с совершенно одинаковыми данными, то получается точная компенсация обратных токов как на входе, так и на выходе. Больше того, с помощью внешних сопротивлений в цепи эмиттера можно создать сильную отрицательную обратную связь для этих токов.

Схема, показанная на рис. 2-67, является двухтактным усилителем. В общем случае аналогичные схемы

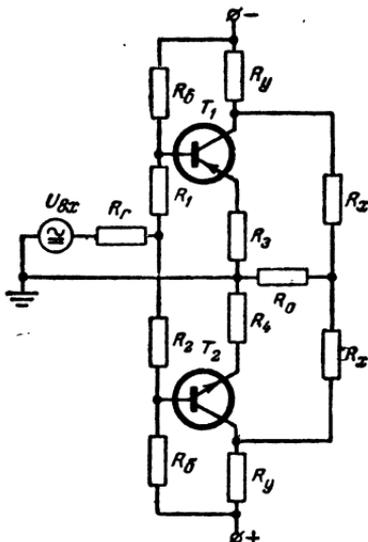


Рис. 2-67. Стабилизация с помощью транзисторов с разными проводимостями.

по переменному току работают в режиме В. Однако усилитель постоянного тока, выполненный по этой схеме, должен работать в режиме А для точного усиления амплитуды постоянного напряжения.

Часто является затруднительным получить симметричные пары *n-p-n* и *p-n-p* транзисторов. Можно также использовать и не симметричные транзисторы, которые, однако, нужно подобрать так, чтобы при комнатной температуре у них был одинаковый коллекторный ток. Для правильной балансировки нужно выполнить следующее условие:

$$R_4 = \frac{\alpha_2 R_2 R_3}{\alpha_1 R_1} + (\alpha_2 - \alpha_1) \left[R_2 + R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right]. \quad (2-144)$$

При практическом выполнении балансировки нужно прежде всего удалить транзисторы. Затем изменением одного из двух сопротивлений R_3 устанавливают выходной ток равным нулю и подобным же образом с помощью сопротивлений R_6 устанавливают равным нулю ток, текущий через внутреннее сопротивление генератора. После этого вставляют оба транзистора с одинаковыми обратными коллекторными токами и с помощью сопротивления R_4 уменьшают выходной ток до нуля. Благодаря этому в области температур 0—55° С влияние обратного тока уменьшается в 25 раз.

Схема, выполненная по рис. 2-67, имеет ограниченное применение по ряду причин. Транзисторы типа *n-p-n* изготавлиются в общем случае способом «вытягивания», при котором помехи, обусловленные поверхностным эффектом, будут сильнее, чем у сплавных транзисторов типа *p-n-p*. Этот поверхностный эффект при известных условиях изготовления может сделать невозможным балансировку схемы. Кроме того, у транзисторов типа *n-p-n* коэффициент усиления по току в общем случае (но не всегда) с ростом температуры увеличивается, в то время как у сплавных *p-n-p* транзисторов с ростом температуры он часто (но не всегда) уменьшается. Это означает, что усиление по току у составного транзистора будет зависеть от температуры таким образом, что при известных условиях можно не получить полной компенсации обратных токов.

д) Дифференциальный усилитель

С помощью схемы дифференциального усилителя можно достигнуть как снижения дрейфа, так и стабилизации входного и выходного сопротивлений. На

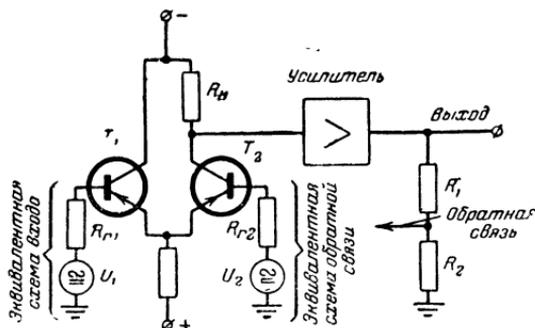


Рис. 2-68. Принципиальная схема дифференциального усилителя.

рис. 2-68 показана принципиальная схема подобного усилителя, а на рис. 2-69 — практическая схема.

На сопротивлении нагрузки R_H (рис. 2-68) падение напряжения будет равно:

$$U_H \approx k(U_1 - U_2), \quad (2-145)$$

где U_1 и U_2 — напряжения на входах, а k — постоянный множитель, зависящий от усиления обоих транзисторов.

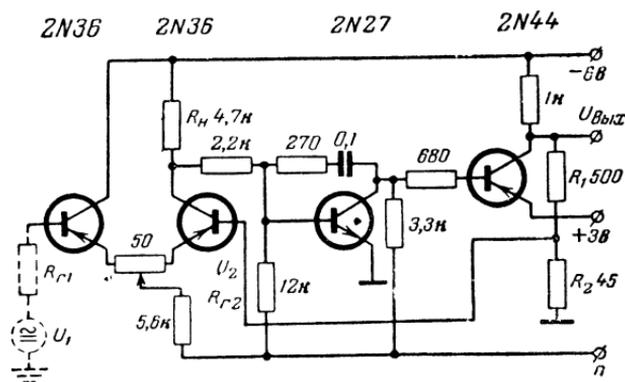


Рис. 2-69. Усилитель постоянного тока с дифференциальной ступенью на входе.

Правда, на R_H остается незначительное остаточное напряжение ΔU даже в том случае, если U_1 и U_2 точно равны. Вызываемая ошибка при этом составляет не более 1%. Если оба транзистора дифференциальной ступени хорошо совпадают по своим параметрам, то температурное влияние будет скомпенсировано практически полностью. Кроме того, очень высокая стабильность достигается с помощью отрицательной обратной связи.

Схема, изображенная на рис. 2-69, будет иметь усиление

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_2} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_1} \approx \approx \frac{R_H \alpha_2}{[r_{э1} + r_{э2} + (r_{б1} + R_{Г1})(1 - \alpha_1)] + [r_{б2} + R_{Г2}(1 - \alpha_2)]}. \quad (2-146)$$

При этом принимается, что $R_{э} \gg r_{э}$ и $R_{Г}, r_{б}, R_H \ll r_{к}$, что справедливо, если считать $r_{э} \approx 40$ ом и $r_{к} \approx 1$ Мом. Общее усиление без обратной связи составляет 10^4 , с обратной связью 10. Если один из транзисторов заменяется другим экземпляром, то усиление будет изменяться всего на несколько сотых долей процента. В диапазоне температур 20—50°С дрейф составляет менее 20 мв.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ГЕНЕРИРОВАНИЕ СИНУСОИДАЛЬНОГО И ИМПУЛЬСНОГО НАПРЯЖЕНИЙ

3-1. ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Несмотря на многие отличия, имеется возможность большинство схем генераторов, выполненных на лампах, «перевести» в аналогичные схемы на транзисторах.

Транзистор и лампа отличаются особенно в отношении частотных зависимостей. На высокой частоте в транзисторе появляется значительный «внутренний» поворот фазы, который только частично можно скомпенсировать схемными мерами, и поэтому высшие частоты, которые могли бы генерировать транзисторы, ограничиваются некоторым значением. В первую очередь это значение определяется граничной частотой $f_{\alpha\beta}$. Без особых

трудностей можно построить генератор, который генерирует частоту, превышающую граничную в 2—3 раза (правда, при этом уменьшается к. п. д.). Благодаря внедрению высокочастотных транзисторов, которые в будущем во многих схемах будут вытеснять низкочастотные, эта проблема потеряет значение.

При проектировании стабильных высокочастотных генераторов на транзисторах особенно важно учитывать зависимость параметров транзистора как от напряжения и тока, так и от температуры. Здесь требуется особенно тщательное обдумывание и расчет схемы, чтобы достигнуть свойств, присущих ламповым схемам. По сравнению с лампами транзистор имеет то преимущество, что его статические характеристики в значительной рабочей области линейны. Это позволяет достигнуть гораздо более высокого к. п. д., чем у ламповых генераторов.

Генераторы можно разделить на две группы: генераторы с синусоидальной формой колебания и импульсные генераторы.

В дальнейшем рассмотрим принципиальные возможности схем этих обеих групп и различные примеры.

а) Общие условия генерирования колебаний

На рис. 3-1 показана принципиальная блок-схема генератора. Она состоит из усилительного элемента, резонатора (например, колебательного контура) и схемы

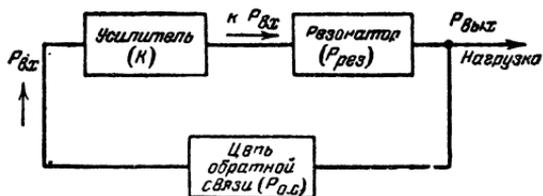


Рис. 3-1. Блок-схема генератора.

обратной связи. Усилитель имеет коэффициент усиления K , резонатор обладает мощностью потерь $P_{рез}$, а схема обратной связи — мощностью потерь $P_{о.с.}$. Для того чтобы схема могла стабильно генерировать колебания, усиление всего контура должно быть точно равно 1.

Если принять выходную мощность равной $P_{\text{вых}}$, то имеет место соотношение:

$$KP_{\text{вх}} = P_{\text{вх}} + P_{\text{рез}} + P_{\text{о.с}} + P_{\text{вых}}. \quad (3-1)$$

Если генератор не отдает мощности, то $P_{\text{вых}}$ отсутствует.

Из выражения (3-1) следует, что поворот фазы в цепи обратной связи должен быть 0 или 360° , т. е. должны быть выполнены те же условия, что и для ламповых генераторов.

Особого внимания требует вопрос ограничения амплитуды колебания. В ламповых генераторах ограничение происходит вследствие появления сеточного тока, который нагружает контур, и вследствие уменьшения средней крутизны при увеличении амплитуды колебаний. В генераторах на транзисторах средняя крутизна при увеличении амплитуды также может уменьшаться; в общем же случае ограничение амплитуды у генератора на транзисторе будет происходить из-за того, что с ростом амплитуды будет уменьшаться входное сопротивление, шунтирующее контур. В результате этого с ростом амплитуды будут увеличиваться нелинейные искажения. Если, однако, позаботиться о том, чтобы входное сопротивление было достаточно большим и вместе с тем сравнительно независимым от амплитуды, то можно избежать искажений в широких пределах.

У генераторов на транзисторах нужно принимать во внимание вид схемы, в которой будет работать транзистор. Если K_i есть коэффициент усиления по току, а β коэффициент обратной связи, то должно быть выполнено следующее условие для возбуждения колебаний:

$$K_i\beta = 1. \quad (3-2)$$

Коэффициент усиления по току $K_{i\beta}$ в схеме с общей базой равен:

$$K_{i\beta} = \frac{r_m + r_{\beta}}{r_{\beta} + r_k + R_n}. \quad (3-3)$$

Отсюда получаем:

$$\beta = \frac{r_{\beta} + r_k + R_n}{r_m + r_{\beta}}. \quad (3-4)$$

Величина β соответствует при этом отношению числа витков, если для обратной связи будет использована катушка, а R_H — сопротивление в цепи коллектора (потери в колебательном контуре и в цепи обратной связи).

В схеме с общим эмиттером усиление по току равно:

$$K_{i\beta} = \frac{r_m - r_a}{r_k - r_m + r_a + R_H}, \quad (3-5)$$

а значение β будет равно:

$$\beta = \frac{r_k - r_m + r_a + R_H}{r_m - r_a}. \quad (3-6)$$

В обеих схемах R_H может зависеть от β , так что эти соотношения будут гораздо сложнее, чем кажется на первый взгляд. Для того чтобы возбуждение колебаний происходило при наименьшем возможном значении r_m , необходимы оптимальные условия для передачи энергии с коллектора на вход транзистора. Это потребует согласования цепи обратной связи с коллекторным сопротивлением. При использовании соответствующих формул пересчета вместо r -параметров можно использовать h -параметры.

б) Схемы обратной связи

На рис. 3-2 показаны схемы с индуктивной обратной связью, в которых колебательный контур находится в коллекторной цепи. При этом высокое резонансное сопротивление параллельного контура хорошо согласуется с высоким сопротивлением коллекторной цепи. Сопротивление обратной связи и его согласование с коллекторной цепью может быть легко осуществлено выбором отношения числа витков.

В схеме на рис. 3-2,б необходимо сравнительно большое чи-

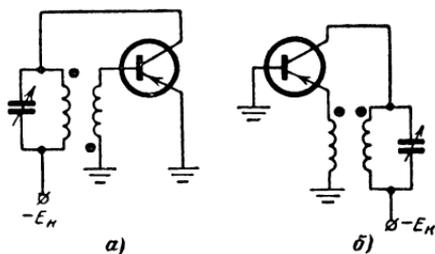


Рис. 3-2. Схемы обратной связи на транзисторах.

а — в схеме с общим эмиттером; б — в схеме с общей базой.

сло витков для катушки обратной связи, так как сопротивление эмиттера сравнительно низкое. Здесь транзистор включен по схеме с общей базой.

На рис. 3-3 представлена индуктивная трехточечная схема (схема Хартлея) с общим эмиттером. Ток обратной связи подается на базу через конденсатор C_2 . Как и у аналогичных трехточечных ламповых схем, точка отвода на катушке определяет коэффициент обратной

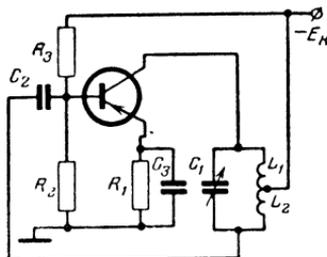


Рис. 3-3. Генератор по индуктивной трехточечной схеме.

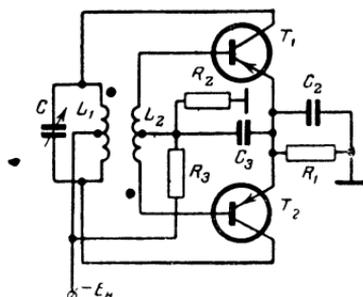


Рис. 3-4. Двухтактный генератор по трехточечной схеме.

связи. Рабочая точка устанавливается делителем в цепи базы совместно с эмиттерным сопротивлением. Эта схема может быть также выполнена как двухтактная (рис. 3-4), в которой транзисторы работают в режиме В или С. Благодаря этому достигается большая выходная мощность.

Трехточечная схема с емкостным делением напряжения для обратной связи (схема Колпитца) также может быть выполнена на транзисторах (рис. 3-5). Колебательная цепь состоит из катушки L и последовательно соединенных конденсаторов C_1 и C_2 . Часть тока из колебательного контура вводится на базу как обратная связь через конденсатор C_3 . Сопротивления R_1 , R_2 , R_3 и $R_н$ устанавливают рабочую точку.

Частота генерирования колебаний этой схемы равна:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} + \frac{1}{C_1 C_2 h_{11\sigma} h_{22\sigma}}. \quad (3-7)$$

Здесь C — результирующая емкость последовательно включенных конденсаторов C_1 и C_2 . Для возникнове-

ния колебаний должно быть выполнено следующее условие:

$$\frac{C_2}{C_1} > \frac{h_{11\beta}}{h_{22\beta}} \quad (3-8)$$

Если емкостную трехточку выполнить с последовательным колебательным контуром, то получится схема (рис. 3-6) (схема Клаппа). Главная особенность этой

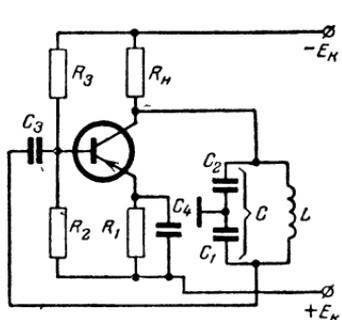


Рис. 3-5. Емкостная трехточка.

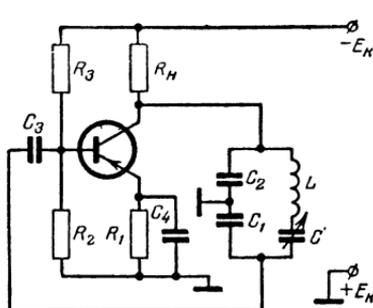


Рис. 3-6. Емкостная трехточка с последовательным колебательным контуром.

схемы заключается в том, что колебательный контур, определяющий частоту генератора, состоит из последовательно включенных L и C . Такое включение обеспечивает высокую стабильность частоты при изменении свойств транзистора вследствие колебания температуры и напряжения питания, так как емкости C_1 и C_2 (так же как и в аналогичных ламповых схемах) значительно больше по сравнению с емкостью C и присоединяются параллельно участкам транзистора, емкость которых может изменяться. Схему рис. 3-6 можно выполнить таким образом, чтобы транзистор включался по схеме с общей базой (рис. 3-7).

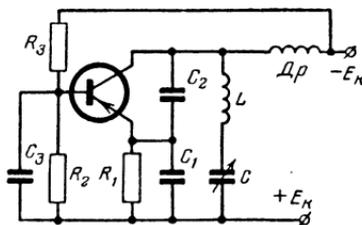


Рис. 3-7. Генератор по схеме с заземленной базой.

Рассмотренные до сих пор схемы генераторов надежно работают только тогда, когда не превышает

граничная частота транзистора. Но уже вблизи граничной частоты наступает поворот фазы внутри транзистора, который, однако, в известной мере можно скомпенсировать во внешней цепи обратной связи звеном, вращающим фазу в противоположном направлении. Так как этот поворот фазы возможно осуществить не только с помощью реактивного сопротивления, но также и с по-

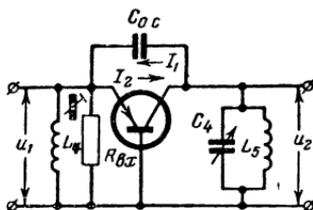


Рис. 3-8. Принципиальная схема генератора по схеме с общей базой для высоких частот.

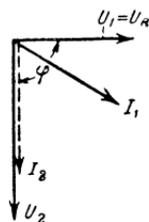


Рис. 3-9. Векторная диаграмма токов и напряжений на высоких частотах.

мощью омического сопротивления (например, с помощью сопротивления в цепи базы), то будет иметь место потребление мощности, которое снизит к. п. д. генераторной схемы при значительном превышении предельной частоты. Необходимо иметь в виду, что граничная частота дается изготовителями в общем случае для схемы с общей базой. В схеме с общим эмиттером граничная частота меньше в α_0 раз. Применение фазовращающего звена в цепи обратной связи особенно важно в КВ и УКВ области, так как для применяемых транзисторов (ОС614, ОС615, ОС170 и ОС171) на этих частотах наблюдается уже значительный внутренний поворот фазы. Схемы генераторов в этих диапазонах могут быть практически выполнены только по схеме с общей базой.

На рис. 3-8 показана принципиальная схема УКВ генератора в схеме с общей базой. Напряжение обратной связи подается на эмиттер. На низких частотах для этой схемы не требовалось бы поворота фазы на 180° , поскольку входное и выходное напряжения находятся в фазе. Однако на высокой частоте поворот фазы кру-

тизны оказывается заметным, и он должен быть скомпенсирован во внешней цепи обратной связи.

Фазовращающее звено состоит из конденсатора обратной связи $C_{o.c}$, который соединен последовательно с комплексным входным сопротивлением транзистора; кроме того, параллельно входному сопротивлению транзистора включена катушка L_4 . Управляющее переменное напряжение \vec{U}_1 (рис. 3-9) между эмиттером и базой вызывает переменный ток коллектора:

$$\vec{I}_2 \equiv \vec{U}_1 e^{j\varphi}. \quad (3-9)$$

Поворот фазы крутизны на частоте 100 МГц составляет примерно -90° . Переменный ток коллектора создает в резонансном контуре в коллекторной цепи синфазное переменное напряжение \vec{U}_2 , которое воздействует через конденсатор обратной связи и другие детали схемы на входной переменный ток \vec{I}_1 . Так как реактивное сопротивление конденсатора $C_{o.c}$ велико по сравнению с входным сопротивлением транзистора по переменному току $\vec{R}_{вх}$, то ток \vec{I}_1 опережает переменное напряжение меньше чем на 90° , т. е. напряжение обратной связи $\vec{U}_{o.c}$, создаваемое током \vec{I}_1 на $\vec{R}_{вх}$, находится не в фазе с напряжением \vec{U}_1 . С помощью добавочной индуктивности L_4 можно достигнуть правильной фазировки между напряжением обратной связи и входным напряжением. В УКВ аппаратуре L_4 целесообразно делать переменной для того, чтобы можно было выравнивать разброс фазы крутизны отдельных транзисторов.

в) RC-генераторы

Важную группу среди генераторов с внешней обратной связью, представляют реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний, или RC-генераторы. На рис. 3-10 показана принципиальная схема такого генератора. Рабочая точка устанавливается так, чтобы транзистор работал в линейной части характеристики. Принципиально эта схема аналогична лампо-

вой. Так как между базой и коллектором имеется поворот фазы на 180° , то для возбуждения колебаний с коллектора на базу должно быть подано напряжение, дополнительно сдвинутое по фазе на 180° . RC -цепь рассчитывают таким образом, чтобы это условие выполнялось только для одной частоты.

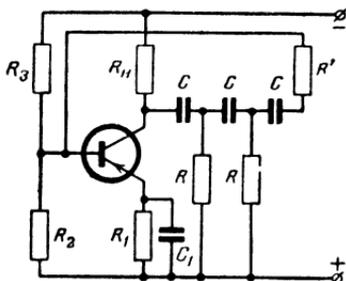


Рис. 3-10. Принципиальная схема RC -генератора.

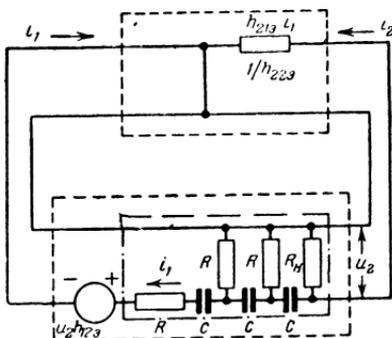


Рис. 3-11. Эквивалентная схема RC -генератора.

В основе расчета RC -генератора лежит эквивалентная схема, изображенная на рис. 3-11. При этом принимается, что усилитель имеет входное сопротивление, равное 0, выходное сопротивление $1/h_{22a}$ и коэффициент усиления по току в режиме короткого замыкания h_{21a} . Цепь обратной связи имеет входное сопротивление $z_{вх}$ и коэффициент обратной связи по току β при короткозамкнутом выходе. Так как общий коэффициент усиления по току для возникновения колебаний цепи должен быть равен 1, то получается следующее условие для определения коэффициента обратной связи β :

$$\beta = \frac{1}{h_{21a}} (1 + z_{вх} h_{22a}). \quad (3-10)$$

В действительности выражение в скобках незначительно отличается от 1, так что приближенно можно считать:

$$\beta \approx \frac{1}{h_{21a}}. \quad (3-11)$$

При этом нужно принимать во внимание то, что h_{21a} на высокой частоте (в данном случае уже в области звуковых частот) может быть комплексной величиной. Для

компенсации коэффициент обратной связи β должен быть также комплексной величиной. Для эквивалентной схемы (рис. 3-11) получается следующее выражение для коэффициента обратной связи:

$$\beta = \frac{i_1}{i_2}. \quad (3-12)$$

В общем случае значением $u_2 h_{12\alpha}$ можно пренебречь (рис. 3-11). Тогда величина β будет равна:

$$\beta = \frac{R_H R^2}{(5R + R_H) \omega^2 C^2 - R^3 - 3R^2 R_H - \frac{6R^2 + 4RR_H - 1/\omega^2 C^2}{j\omega C}}. \quad (3-13)$$

Разделив действительные и мнимые части, получим:

$$h_{21\alpha} R_H R^2 = -R^3 - 3R^2 R_H + \frac{(5R + R_H)}{\omega^2 C^2} \quad (3-14)$$

и

$$\frac{1}{j\omega C} \left(\frac{1}{\omega^2 C^2} - 6R^2 - 4RR_H \right) = 0. \quad (3-15)$$

Отсюда частота колебаний будет равна:

$$f \approx \frac{1}{2\pi C \sqrt{6R^2 + 4RR_H}}. \quad (3-16)$$

При этом требуемое усиление по току составит:

$$h_{21\alpha} \approx 23 + 29R/R_H + 4R_H/R. \quad (3-17)$$

Если фактическое усиление транзистора по току будет больше, то это приведет к ограничению амплитуды из-за изгиба характеристики, что будет сопряжено с возникновением искажений.

Для расчета очень важна величина коллекторного сопротивления R_H . Из выражения (3-17) при $R_H = KR$ можно получить:

$$h_{21\alpha} \approx 23 + 29/K + 4K. \quad (3-18)$$

Это выражение будет иметь минимальное значение при $K=2,7$, тогда $R_H = 2,7R$ и $h_{21\alpha} = 45$. Таким образом, транзистор должен иметь коэффициент усиления по току,

по меньшей мере равный 45. Сопротивление в цепи коллектора должно быть в 2,7 раза больше, чем сопротивление в фазовращателе.

RC-генератор может быть выполнен так же, как генератор мощности, в котором в каждой ветви RC-цепи включается мощный транзистор (рис. 3-12). Так, с помощью трех транзисторов можно получить трехфазный выход, например, для питания трехфазного двигателя. Индуктивности L_1 , L_2 и L_3 являются статорными обмотками двигателя, в каждой из которых обеспечивается поворот фазы на 120° , причем постоянная времени определяется элементом связи L, C, R . Транзисторы работают при этом по существу как переключатели. Если, например, ток протекает через L_1 , то на базу транзистора T_2 будет подан положительный импульс напряжения, что приведет к его запираению. Вследствие прекращения протекания тока в транзисторе T_2 на его коллекторе получается отрицательный импульс, который передается на базу T_3 . Благодаря этому T_3 отпирается и в обмотке L_3 течет ток. Коллектор транзистора T_3 связан с базой T_1 , за счет этой связи схема будет генерировать. Частота регулируется изменением емкости конденсаторов C .

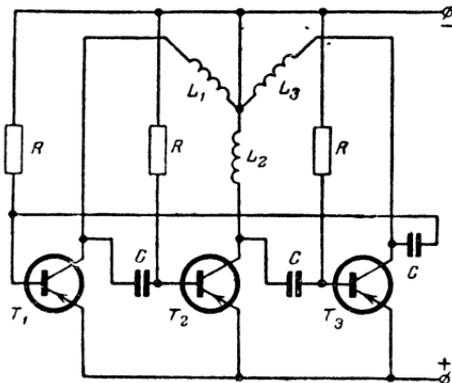


Рис. 3-12. Генератор трехфазного напряжения.

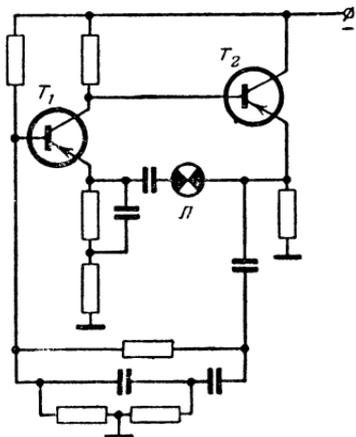


Рис. 3-13. RC-генератор с фазосдвигающим четырехполюсником, выполненный по мостовой схеме.

На рис. 3-13 показана мо-

стовая схема, используемая в качестве фазовращателя. Для получения высокого усиления в коллектор транзистора T_1 включено большое сопротивление (служащее одновременно базовым сопротивлением T_2). Транзистор T_2 работает в схеме с общим коллектором, при этом его высокое входное сопротивление не уменьшает действующего значения сопротивления нагрузки T_1 . На эмиттер T_1 действует положительная обратная связь, в то время как на базу подается отрицательная обратная связь. В цепи отрицательной обратной связи находится T -ячейка, фазовая характеристика которой на определенной частоте круто спадает к нулю, при этом вследствие воздействия положительной обратной связи на эмиттер T_1 возникают колебания той же частоты. В цепи положительной обратной связи находится нелинейное сопротивление, величина которого увеличивается с увеличением тока. Оно служит для того, чтобы транзистор работал в режиме А, и тем самым стабилизирует устройство в целом. Подобный генератор в области звуковых частот можно выполнить с коэффициентом нелинейных искажений $\sim 0,5\%$.

г) Кварцевые генераторы

Для получения колебаний стабильной частоты служат генераторы, стабилизированные кварцем. Подобные генераторы могут выполняться и на транзисторах. На рис. 3-14 показан кварцевый генератор, в котором кварц

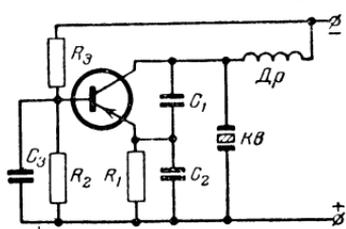


Рис. 3-14. Кварцевый генератор.

работает как последовательный резонансный контур. Для получения высокой стабильности конденсаторы C_1 и C_2 должны быть выбраны как можно большими. Для генераторов в области частот от 0,1 до 1 Мгц требуемые значения для C_1 составляют 50—200 пф, а для C_2 —1 000—10 000 пф.

На рис. 3-15 изображена схема генератора на 100 кгц, стабильность частоты которого составляет 10^{-8} при изменении температуры на 1°C или изменении напряжения питания на 0,1 в. Здесь кварц является по-

следовательным колебательным контуром (схема Клаппа).

При помещении генератора в термостат достигают очень высокого постоянства частоты. На рис. 3-16 пока-

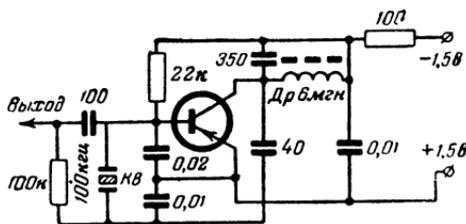


Рис. 3-15. Кварцевый генератор на 100 кГц.

зана схема генератора на 1 МГц с кремниевыми *n-p-n* транзисторами, который имеет стабильность 10^{-9} в течение суток. Для устранения нежелательного поворота фа-

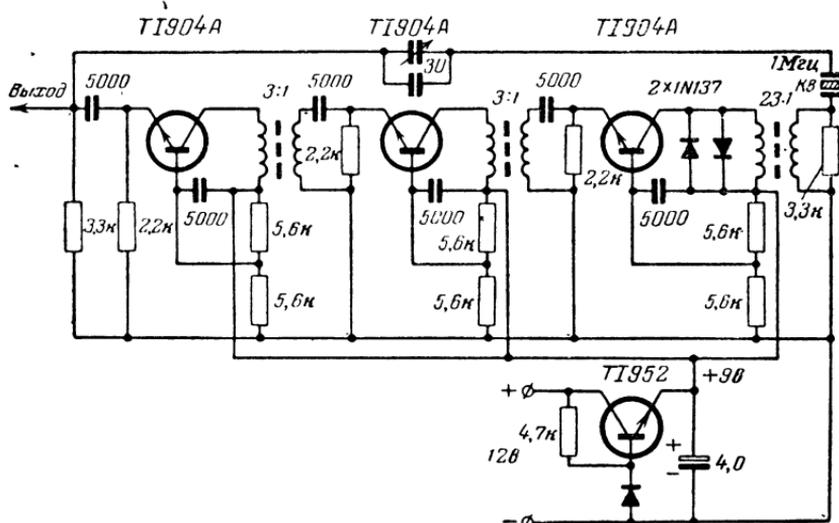


Рис. 3-16. Кварцевый генератор на 1 МГц с высоким постоянством частоты.

зы и получения наивысшей граничной частоты транзисторы в данном случае работают в схеме с общей базой. Трансформатор последней ступени имеет коэффициент трансформации 23 : 1. Кварц включен между этой

ступенью и эмиттерным входом первой ступени. Конденсатор переменной емкости (30 пф) позволяет изменять частоту на 0,4 гц. Трансформаторы между другими ступенями имеют коэффициент трансформации 3:1. В коллекторе третьей ступени находится амплитудный ограничитель. Выходное напряжение составляет 3 мв.

На рис. 3-17 представлен генератор на 1 Мгц с последующей буферной ступенью, служащей для предотвращения изменения частоты, вызванного изменением

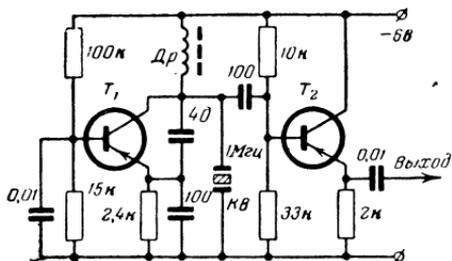


Рис. 3-17. Кварцевый генератор на 1 Мгц с буферной ступенью.

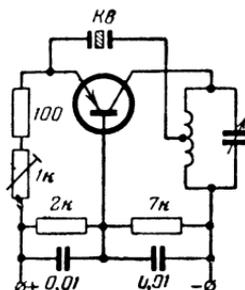


Рис. 3-18. Кварцевый генератор по схеме с общей базой.

нагрузки. Сопротивление нагрузки должно быть не менее 10 ком.

Генератор, собранный по схеме с общей базой, показан на рис. 3-18. Кварц может быть присоединен к отводу катушки коллекторного колебательного контура. На частотах, лежащих ниже граничной частоты транзистора, точка отвода делается от нижней трети катушки (считая от заземленного конца). Вблизи и выше граничной частоты точка ответвления сдвигается ближе к коллектору. С помощью регулируемого сопротивления в эмиттере производится установка коллекторного тока, а вместе с ним и отбираемой мощности. Установлением соответствующего тока коллектора можно достигнуть высокой стабильности частоты при изменении коллекторного напряжения. Стабилизация будет иметь место в той точке, где происходит компенсация изменения емкости коллектора, вызванного изменением напряжения. Указанный процесс будет происходить тогда, когда ток через транзистор, также изменяющийся с изменением напряжения, будет иметь вполне определенное значение.

Вследствие этого наступает изменение диффузионной емкости, которая будет компенсировать изменение емкости коллектора.

Модификация для высоких частот рассмотренной выше схемы (рис. 3-18) показана на рис. 3-19. К квар-

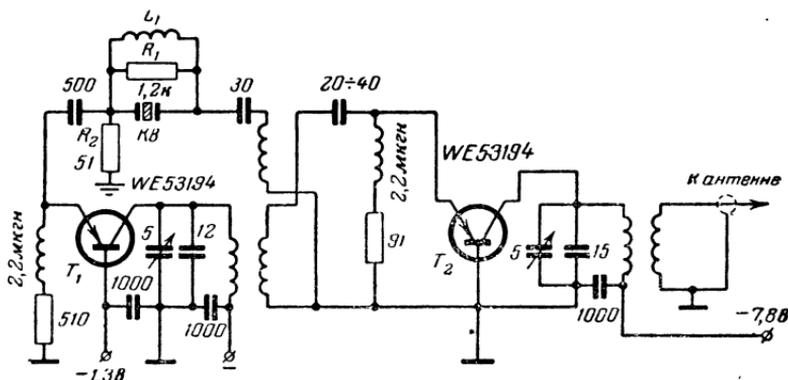


Рис. 3-19. Кварцевый генератор на 54 Мгц.

цевому генератору с частотой 54 Мгц присоединяется ступень удвоения. Этот передатчик на 108 Мгц с выходной мощностью ~ 60 мвт был применен в первом американском спутнике («Эксплорер» 1). Схема генера-

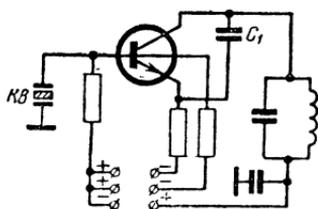


Рис. 3-20. Кварцевый генератор для высоких частот на полупроводниковом тетраде.

тора примерно соответствует схеме на рис. 3-8. Обратная связь подается через малую катушку связи с коллекторного колебательного контура через кварц на эмиттер. В этой схеме используется пятая гармоника от основной частоты колебаний кварца. Катушка L_1 (наматываемая на сопротивление R_1) образует резонансную цепь с емкостью кварца. Сопротивление R_2 стабилизирует обрат-

ную связь, уменьшая изменение входного сопротивления транзистора.

Кварцевые генераторы для диапазона частот 50—100 Мгц можно выполнить также на полупроводниковых тетрадах. На рис. 3-20 изображена схема подобного ге-

нератора. Кварц работает в режиме последовательного резонанса, чтобы уменьшить влияние комплексных составляющих параметров транзистора на частоту генератора. При этом база транзистора соединена с шасси. Емкость эмиттер—база и емкость обратной связи C_1 образуют делитель напряжения, через который соответствующая часть выходного напряжения с коллекторного колебательного контура вводится обратно на эмиттер. На резонансной частоте кварца эта схема работает подобно генератору Колпитца. Стабильность частоты сильно зависит от сопротивления в цепи базы на резонансной частоте. Поэтому нужно использовать кварцы с высоким Q и транзисторы с малым сопротивлением базы.

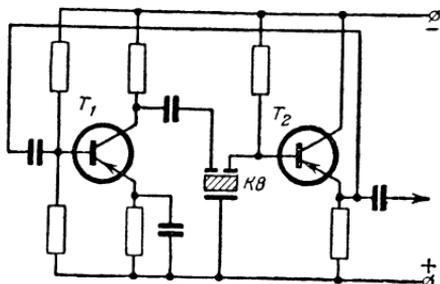


Рис. 3-21. Схема генератора с трехполюсным кварцем.

На низкой частоте (ниже 50 кГц) используют преимущественно трехполюсные кварцы. Однако поскольку последовательное сопротивление таких кварцев относительно велико, обычные схемы на транзисторах при применении этих кварцев генерируют либо очень плохо, либо вообще не генерируют. Поэтому кварц должен работать в схеме с высоким как входным, так и выходным сопротивлениями. Подобная схема показана на рис. 3-21. Вторая ступень работает в схеме с общим коллектором, так что входное сопротивление имеет большую величину. Отрицательная обратная связь поступает с эмиттера T_2 на базу T_1 . Можно также включать и дополнительную усилительную ступень, а напряжение обратной связи соответствующей величины и фазы снимать с обмотки трансформатора.

д) Генераторы с «внутренней» обратной связью

Имеются транзисторы (например, точечные), у которых колебания могут возникнуть из-за связи коллектора с эмиттером. Для подобных устройств не имеется аналогов среди ламповых схем. Эти схемы называют

«двухточечными генераторами» или генераторами с отрицательным сопротивлением. Отрицательное сопротивление возникает при известных условиях, полученных из основных уравнений транзистора. При использовании T -эквивалентной схемы (рис. 3-22) можно написать:

$$u_{вх} = i_{\theta} R_{\theta} + R_{\theta} (i_{\theta} - i_{к}); \quad (3-19)$$

$$r_m i_{\theta} = i_{к} r_{к} + i_{к} R_{н} - R_{\theta} (i_{\theta} - i_{к}). \quad (3-20)$$

Из уравнения (3-19) может быть найдено входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{u_{вх}}{i_{\theta}} = R_{\theta} + R_{\theta} - R_{\theta} (i_{к}/i_{\theta}). \quad (3-21)$$

Отношение $i_{к}/i_{\theta}$ (коэффициент усиления по току) можно получить из уравнения (3-20). Производя подстановку значения коэффициента усиления, получаем:

$$R_{вх} = R_{\theta} + R_{\theta} - R_{\theta} \left(\frac{r_m + R_{\theta}}{r_{к} + R_{н} + R_{\theta}} \right). \quad (3-22)$$

Но $R_{вх}$ может быть отрицательным лишь в том случае, когда выражение в скобках, а следовательно, и усиление по току будет больше 1. При этом отрицательное входное сопротивление будет тем больше, чем больше R_{θ} . Однако установлено, что коэффициент усиления с увеличением R_{θ} приближается к единице.

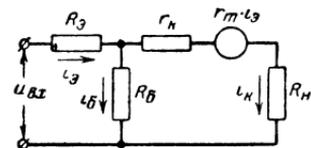


Рис. 3-22. T -эквивалентная схема транзистора.

Условием для появления отрицательного сопротивления будет прежде всего то, что коэффициент усиления по току

$i_{к}/i_{\theta} > 1$. Однако этого можно достигнуть только у точечных транзисторов, так что плоскостные транзисторы для подобных генераторов не пригодны.

На рис. 3-23 показаны возможные варианты схем. Так как отрицательное сопротивление растет с увеличением сопротивления в цепи базы, то целесообразно включать в цепь базы резонансный контур (рис. 3-23,а). При малом сопротивлении коллекторной и соответственно эмиттерной цепи также возникает отрицательное сопротивление. Можно выполнить генератор с отрица-

тельным сопротивлением с последовательным колебательным контуром (рис. 3-23, б и в). Наконец, согласно рис. 3-23, г можно включать последовательный колебательный контур между коллектором и эмиттером. Схе-

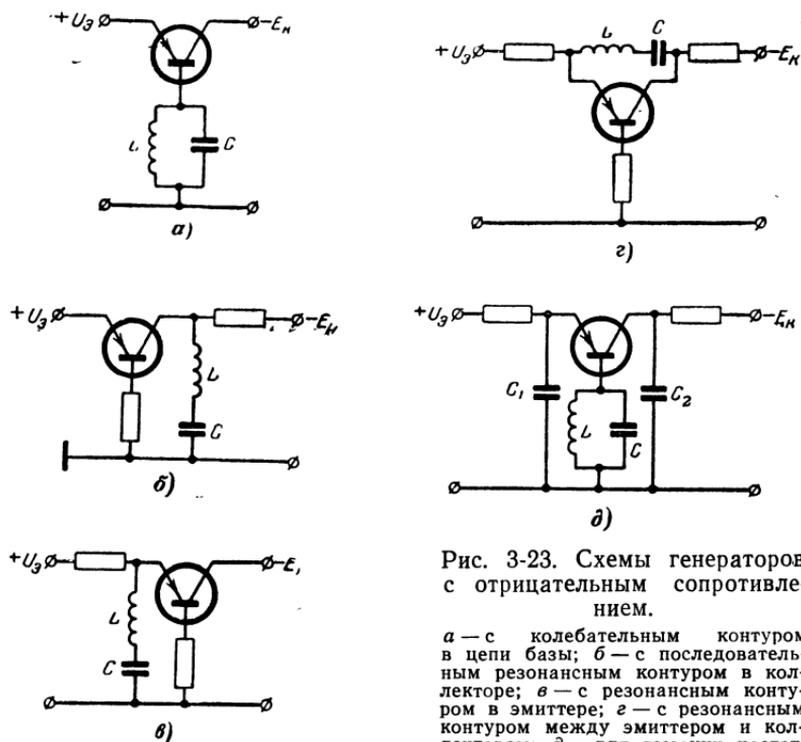


Рис. 3-23. Схемы генераторов с отрицательным сопротивлением.

а — с колебательным контуром в цепи базы; б — с последовательным резонансным контуром в коллекторе; в — с резонансным контуром в эмиттере; г — с резонансным контуром между эмиттером и коллектором; д — для высоких частот.

мы на рис. 3-23, б, в и г не имеют большого значения, так как установка рабочей точки очень критична и хорошая синусоидальная форма может быть достигнута только для слабых колебаний. Лучшей схемой является схема, показанная на рис. 3-23, а. Модификация этой схемы приводится на рис. 3-23, д. Она может генерировать очень высокие частоты. Реактивные сопротивления конденсаторов C_1 и C_2 должны иметь значение порядка нескольких тысяч ом . Благодаря этому высокие частоты, при которых еще генерирует генератор, могут быть значительно повышены.

3-2. СМЕСИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ И ГЕТЕРОДИНЫ

Если смесительный каскад, включенный перед усилителем промежуточной частоты, должен также обладать усилительным действием (для повышения отношения сигнал/шум), то целесообразно применять транзистор. При этом эмиттерный переход будет работать в качестве смесительного элемента, ток промежуточной частоты которого при достаточно большом сопротивлении контура промежуточной частоты будет создавать высокое напряжение в коллекторной цепи.

Измерения и расчет показывают, что как при совмещенном, так и при отдельном гетеродине при правильном расчете можно достигнуть почти одинакового коэффициента шума. Смесительный каскад с отдельным гетеродином требует, однако, использования двух транзисторов, большого количества схемных элементов и большей мощности по постоянному току. Преимуществом этого варианта является легкая регулировка усиления. Смесительный каскад с совмещенным гетеродином в общем случае не охватывается АРУ, так как колебания гетеродина как при малом эмиттерном токе, так и при уменьшении сигнала передатчика легко срываются.

В том случае, когда цепью АРУ охвачены каскады усилителя промежуточной частоты, подача напряжения АРУ к смесительной ступени не обязательна. В большинстве случаев ввиду простоты конструкции применяются смесительный каскад с совмещенным гетеродином.

В обычных схемах, которые будут описаны ниже, параметры транзистора, используемого в смесительном каскаде, в значительной степени зависят от выбора рабочей точки. Здесь проявляется особенно значительное влияние эмиттерного тока I_b и напряжения гетеродина $U_{гет.}$ На величину оптимального усиления напряжение гетеродина оказывает незначительное влияние, но это напряжение оказывает большое влияние на входное сопротивление, которое должно быть согласовано с сопротивлением антенного контура для получения максимальной передачи мощности высокой частоты.

Для достижения наилучшего отношения сигнала к шуму нужно точно установить определенное значение тока эмиттера. Для транзистора ОС613 минимум шума

наступает при $I_0 = 0,3 \text{ ма}$, при больших значениях коэффициент шума очень быстро растет.

Одним из часто наблюдаемых явлений в смесительном каскаде является обратное преобразование. Сущность этого явления состоит в том, что часть напряжения промежуточной частоты попадает на вход транзистора, т. е. на участок база — эмиттер, и вновь смешивается здесь с частотой гетеродина. В результате обратного преобразования возникает напряжение высокой частоты, которое вызывает изменение параметров транзистора.

При известных обстоятельствах хотя и получается некоторое повышение усиления, но одновременно происходит возрастание входного и выходного сопротивлений. Поэтому при самостоятельном изготовлении смесительной ступени на транзисторе необходимо точно выдерживать режимы, рекомендуемые для схемы.

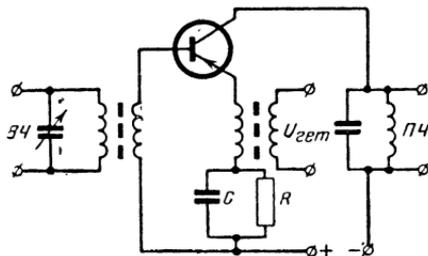


Рис. 3-24. Смеситель на транзисторе.

Принципиальная схема смесительного каскада на транзисторе показана на рис. 3-24. В данном случае возникновение промежуточной частоты при взаимодействии напряжений высокой частоты и гетеродина обуславливается нелинейной характеристикой эмиттерного перехода. Для получения напряжения смещения служит RC -цепь. Напряжение гетеродина подается на эмиттер; это особенно необходимо тогда, когда тот же самый транзистор используется для получения напряжения гетеродина (автоколебательный смесительный каскад).

На рис. 3-25 показана схема смесительной ступени с отдельным гетеродином, выполненная на двух транзисторах ОС44, у которых значение верхней граничной частоты составляет $7\text{--}15 \text{ Мгц}$ (при $-U_{кб} = 6 \text{ в}$ и $I_0 = 1 \text{ ма}$). Напряжение смещения создается цепью RC . Возникающее при этом напряжение промежуточной частоты при напряжениях гетеродина свыше $50\text{--}100 \text{ мв}$ почти не будет зависеть от него. При частоте входного сигнала 1 Мгц в обмотке контура L_4 развивается напряжение

0,3 в, на настроенном входном контуре — 5,7 в. Постоянный ток эмиттера у транзистора смесительного каскада равен 0,4 ма. При этом достигается еще и достаточное усиление смесительной ступени, которое при работе на каскад промежуточной частоты с входным сопротивлением ~ 700 ом составляет ~ 28 дб.

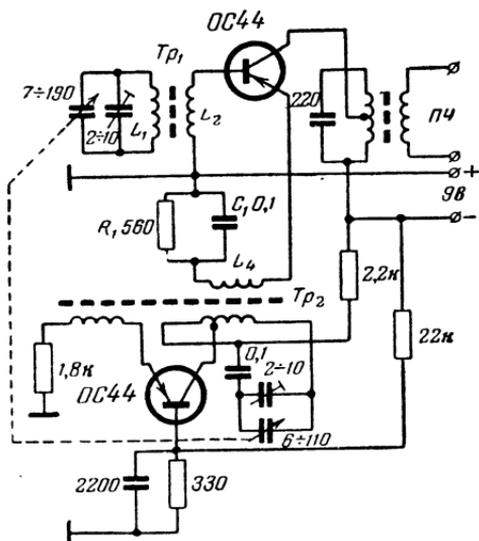


Рис. 3-25. Смесительный каскад с отдельным гетеродином.

На рис. 3-26 приведена схема смесительного каскада с совмещенным гетеродином. На базу транзистора в этом случае подается дополнительное смещение для обеспечения устойчивой генерации.

Во всех схемах гетеродина, будь то отдельный гетеродин или совмещенный, важно, чтобы он генерировал чисто синусоидальное напряжение, т. е. колебательный контур не должен сильно шунтироваться нелинейным импедансом.

После того как стали изготавливаться транзисторы с предельной частотой свыше 50 Мгц, появилась возможность постройки УКВ и КВ приемников на транзисторах. На рис. 3-27 показана схема смесительной ступени в КВ диапазоне, выполненная на транзисторе ОС170. Эта смесительная ступень имеет совмещенный гетеродин

и аналогична схеме для средних волн, показанной на рис. 3-26.

Здесь настраиваемый входной контур согласуется с входным сопротивлением смесительной ступени за счет индуктивной связи L_2 . Как смеситель транзистор работает в схеме с общим эмиттером, а как гетеродин — в схе-

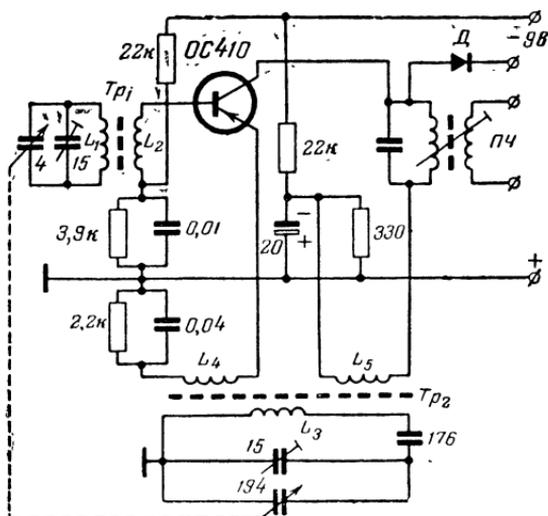


Рис. 3-26. Смесительный каскад с совмещенным гетеродином.

Tr_1 — ферритовый антенный стержень VK20606A; L_1 — 9 витков ЛЭШО $20 \times 0,04$; L_2 — 3 витка ПЭЛШО 0,2; Tr_2 — ферритовый сердечник с резьбой VK22039-ШВ; L_3 — 135 витков; L_4 — 4 витка, L_5 — 10 витков (все — ПЭЛШО 0,1).

ме с общей базой. Настраиваемый контур гетеродина возбуждается с помощью катушки обратной связи L_4 на частоте, которая выше принимаемой на величину промежуточной частоты (450 кгц). Напряжение гетеродина подается через индуктивность L_5 , включенную между эмиттером и базой. В противоположность описанной выше схеме для средних волн из-за незначительного различия в процентном отношении между частотой принимаемого сигнала и частотой гетеродина смесительная ступень для КВ диапазона должна иметь цепь нейтрализации. Цепь нейтрализации состоит из катушки L_6 , со-

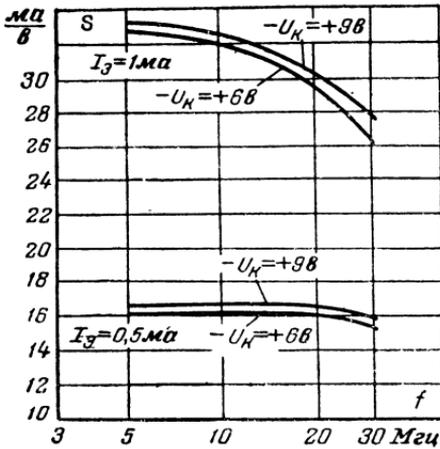


Рис. 3-28. Зависимость крутизны от рабочей точки и частоты.

стотах значение h_{11} асимптотически приближается к сопротивлению базы r_6 (~ 10 ом). Так как входная емкость $C_{вх}$ также сильно зависит от частоты, то в КВ и УКВ схемах следует в основном применять частичное включение контуров, подключая базу к отводу для уменьшения влияния изменяющейся входной емкости транзистора.

Внутреннее сопротивление $h_{11}/\Delta h$ в КВ диапазоне сильно зависит от частоты (рис. 3-30). Однако частотная зависимость практически проявляется не очень сильно, так как в КВ области резонансное сопротивление контура имеет величину порядка 10 ком, т. е. оно мало по сравнению с внутренним сопротивлением транзистора. Не вызывает сомнения то, что колебательный контур можно включать полностью в коллектор. Выходная емкость $C_{вых}$ транзистора ОС614 (~ 2 пф) почти соответствует выходной емкости ламп; зависимость ее от частоты весьма незначительна.

В противоположность входным схемам средних волн для смесительного каскада с совмещенным генератором в диапазоне КВ оказывается целесообразным применение мостовой схемы для построения гетеродина (рис. 3-31). Так как в этой области частота входного сигнала и частота гетеродина близки по величине, то из-за

стотах значение h_{11} асимптотически приближается к сопротивлению базы r_6 (~ 10 ом). Так как входная емкость $C_{вх}$ также сильно зависит от частоты, то в КВ и УКВ схемах следует в основном применять частичное включение контуров, подключая базу к отводу для уменьшения влияния изменяющейся входной емкости транзистора.

Внутреннее сопротивление $h_{11}/\Delta h$ в КВ диапазоне сильно зависит от частоты (рис. 3-30). Однако частотная зависимость практически проявляется не очень сильно, так как в КВ области резонансное сопротивление контура имеет величину порядка 10 ком, т. е. оно мало по сравнению с внутренним сопротивлением транзистора.

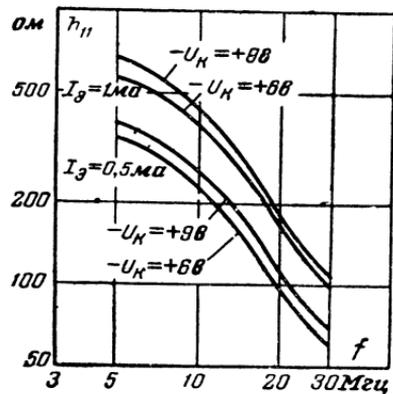


Рис. 3-29. Зависимость входного сопротивления транзистора от рабочей точки и частоты.

связи входного контура с контуром гетеродина был бы возможен захват частоты гетеродина входной частотой, в результате чего происходило бы нарушение сопряжения контуров. Дальнейшее преимущество мостовой схемы состоит в том, что уменьшается излучение помех с частотой гетеродина или его высших гармоник.

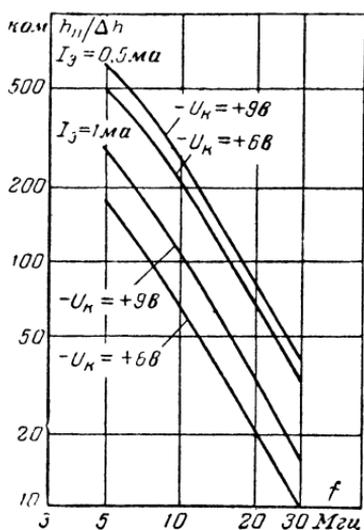


Рис. 3-30. Зависимость внутреннего сопротивления от рабочей точки и частоты.

На рис. 3-32 показана схема моста, выделенная из рис. 3-31. Элементы R_H и C_H представляют цепь нейтрализации. При этом предполагается, что связь между катушками L_3 и L_4 постоянная. L_3 является одновременно катушкой обратной связи гетеродина. Минимальное излучение помех получается в случае, когда мост сбалансирован до наименьшего напряжения в точке А.

В коллекторной цепи транзистора катушка L_5 последовательно соединена с трансформатором промежуточной частоты L_6, L_7 (рис. 3-31). Обмотки L_6 и L_7 для достижения постоянной связи наматываются непосредственно друг на друга. Для того чтобы уменьшить влияние дополнительной емкости промежуточного контура относительно корпуса, достигающей величины 10 нф , точка ввода промежуточного контура подсоединяется к отводу катушки гетеродина. От точки отвода входного контура до входа первой ступени промежуточной частоты с входным сопротивлением $2,5 \text{ ком}$ смесительный каскад с совмещенным гетеродином на частоте 20 МГц имеет усиление по мощности 20 дб . При согласовании генератора шума с входным контуром коэффициент шума $F = 10$.

Так как смесительный каскад с совмещенным гетеродином не может охватываться АРУ, поскольку при уменьшении эмиттерного тока происходит срыв колеба-

ма на двух транзисторах, из которых один работает в каскаде, охваченном АРУ, а другой в смесительном каскаде с совмещенным гетеродином, имеет то преимущество, что благодаря входной ступени увеличивается общее усиление, что приводит к повышению чувствительности. Если желательно создать особенно высокую стабильность, то, очевидно, нужно применить три транзи-

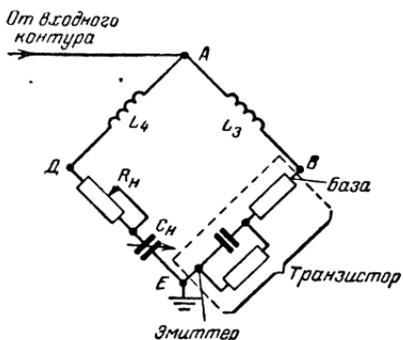


Рис. 3-32. Схема моста.

стора: один для входной ступени, второй для смесительной и третий для гетеродина.

На рис. 3-33 изображена схема входной ступени и подключенной к ней смесительной ступени с совмещенным гетеродином. Оба транзистора работают в схеме с общим эмиттером (лишь транзистор T_2 в качестве гетеродина работает в схеме с заземленной базой). Для лучшего согласования

входного контура с транзистором база T_1 присоединена к отводу катушки входного контура. Напряжение смещения на базе определяется напряжением АРУ; при этом основное напряжение смещения устанавливается так, чтобы до начала действия АРУ протекал коллекторный ток $\sim 0,6$ ма. Промежуточный контур, включенный в коллекторную цепь транзистора T_1 , не настраивается и должен быть поэтому достаточно широкополосным. Емкость этого контура состоит из выходной емкости $C_{\text{вых}}$ транзистора входной ступени и трансформированных емкостей смесительного каскада и моста гетеродина. Для обеспечения необходимой ширины полосы пропускания контур дополнительно шунтируется сопротивлением (5 ком).

Смесительная ступень с совмещенным гетеродином работает для входной частоты сигнала в схеме с общим эмиттером, а в качестве гетеродина этот транзистор работает в схеме с общей базой (рис. 3-34). Контур гетеродина и первый контур промежуточной частоты включены последовательно. Обратная связь подается на эмит-

тер через конденсатор $C_{0.c}$ от отвода гетеродинной катушки L_4 (рис. 3-33).

Для получения достаточно хорошей формы напряжения гетеродина между минусовым полюсом батареи и точкой M включена RC -цепь. Эмиттерным сопротивлением рабочая точка смесительной ступени устанавливает-

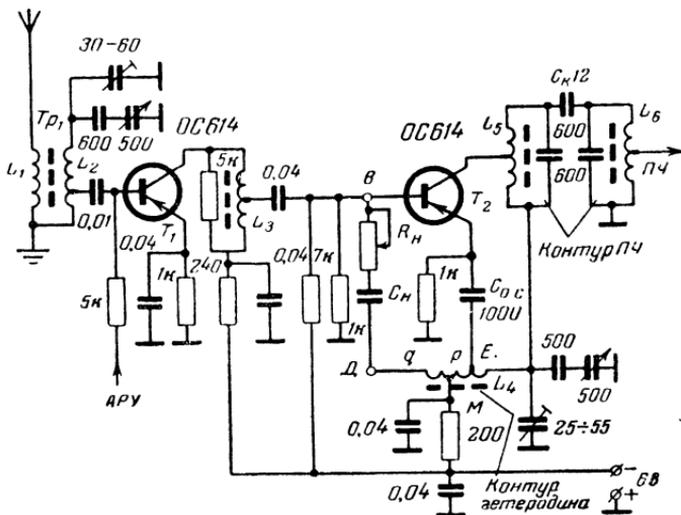


Рис. 3-33. Входная ступень КВ диапазона, охваченная АРУ, и смеситель с совмещенным гетеродином.

Tr_1 — сердечник FC-FU11M7; L_1 — 2 витка ПЭЛШО 0,3; L_2 — 6,5 витков ПЭЛ 0,8, отвод от 1-го витка; L_3 — 26 витков ПЭЛШО 0,3, отвод от 3,5 витков, наматывается на сердечник FC-FU11M7; L_4 — 7 витков ПЭЛ 0,8, отвод от 1-го и 2-го витков, наматывается на сердечник FC-FU11M7; L_5 и L_6 по 90 витков ЛЭШО $10 \times 0,05$, универсальная намотка шириной 5 мм (в L_5 отвод от 60-го витка, в L_6 — от 20-го витка).

ся таким образом, чтобы коллекторный ток был равен 0,5 ма. Этот ток дополнительно стабилизируется также делителем напряжения в цепи базы.

Мост гетеродина (рис. 3-35) уменьшает влияние транзистора входной ступени, охваченной АРУ, на гетеродин и обеспечивает стабильность колебаний гетеродина. Мост в середине соответствующего КВ диапазона сбалансирован до минимума напряжения гетеродина. При полностью сбалансированном мосте на базу смесителя

не подается никакого напряжения; для случая гетеродина, работающего по схеме с заземленной базой, потенциал базы равен потенциалу корпуса. Практически остаточное напряжение гетеродина на базе смесителя составляет всего лишь около 1 мв.

Для того чтобы получить хорошее постоянство частоты гетеродина при регулировании входной ступени, нужно стремиться к тщательному монтажу общей схемы с возможно более короткими соединительными про-

водами и безупречным электрическим разделением входного контура и контура гетеродина. Прямая связь этих контуров приводит к передаче расстройки входного контура на контур гетеродина, появляющийся при действии АРУ

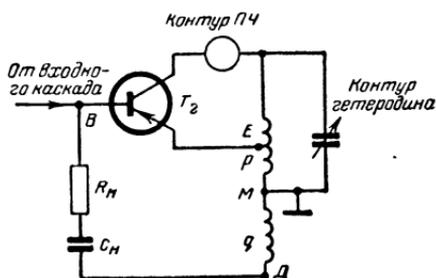


Рис. 3-34. Гетеродин, работающий по схеме с общей базой.

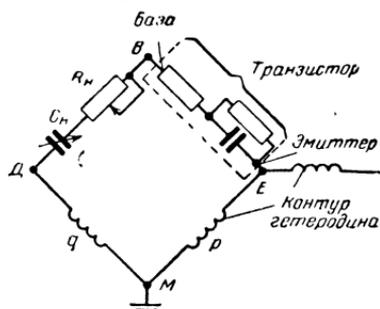


Рис. 3-35. Мостовая схема гетеродина из рис. 3-34 и 3-35.

вследствие изменения входной емкости первого транзистора. Целесообразно использовать двойной переменный конденсатор с разделенным ротором для входного и гетеродинного контуров.

Как показано на рис. 3-33, промежуточная частота (460 кГц) подводится через двухконтурный полосовой фильтр с емкостной связью к усилителю промежуточной частоты. Внутреннее сопротивление смесителя для промежуточной частоты 460 кГц достигает 20—30 ком. Значение емкости связи для критической связи равно:

$$C_{св} = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{Q_1 Q_2}}, \quad (3-23)$$

где C_1 и C_2 — емкости, а Q_1 и Q_2 — добротности обоих контуров. Если принять добротность $Q_1 = Q_2 = 50$, а емко-

сти согласно рис. 3-33 $C_1=C_2=600 \text{ пф}$, то значение для емкости связи получается: $C_{св} = \frac{600}{50} = 12 \text{ пф}$.

3-3. ИМПУЛЬСНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Следующая группа генераторов создает колебания импульсной формы, в большинстве случаев колебания прямоугольной формы. Эти генераторы носят общее название мультивибраторов. Различают схемы с периодическими колебаниями и схемы с одним или двумя устойчивыми состояниями. В дальнейшем будут рассматриваться сравнительно подробно только отдельные типичные схемы генераторов этого типа.

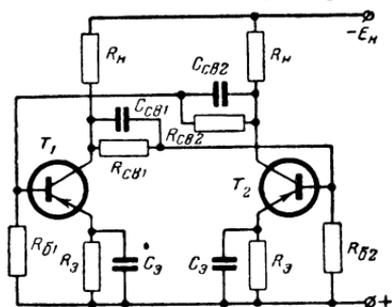


Рис. 3-36. Схема RC-мультивибратора.

а) RC-мультивибратор

В схеме мультивибратора (рис. 3-36) коллектор одного и база другого транзистора связаны соответственно цепью связи $C_{св}$, $R_{св}$. Эмиттерные сопротивления служат для стабилизации и установки напряжения смещения; они в данном случае могут и отсутствовать. Сопротивление $R_{св}$ может быть подведено как к коллектору, так и к минусовому полюсу батареи. Приведенная схема имеет то преимущество, что через $R_{н}$ постоянно течет ток (хотя и малый). Вследствие этого помеха, вызванная обратным током коллектора, значительно уменьшается.

На семействе характеристик, представленном на рис. 3-37, показаны обе рабочие точки A и B (нагрузочная прямая AB построена для сопротивле-

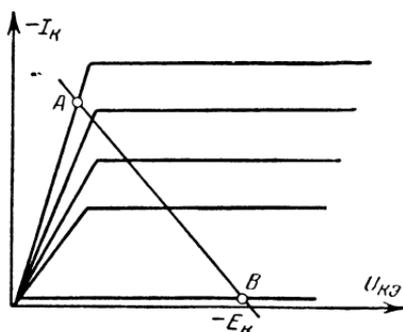


Рис. 3-37. Характеристики транзистора с нагрузочной прямой и рабочими точками.

ния в коллекторе R_H). В рабочей точке A транзистор открыт, в точке B заперт.

Принцип действия схемы соответствует аналогичной ламповой схеме. Если в момент времени t_0 через транзистор T_2 течет ток (точка A), то транзистор T_1 заперт (точка B). При этом конденсатор C_{CB2} заряжен положительно относительно базы T_1 . Он разряжается главным образом через T_2 и сопротивление R_{B1} (участок кривой t_0-t_1 на рис. 3-38, a). Когда потенциал базы T_1 будет примерно равен нулю, в T_1 начнет протекать ток коллектора.

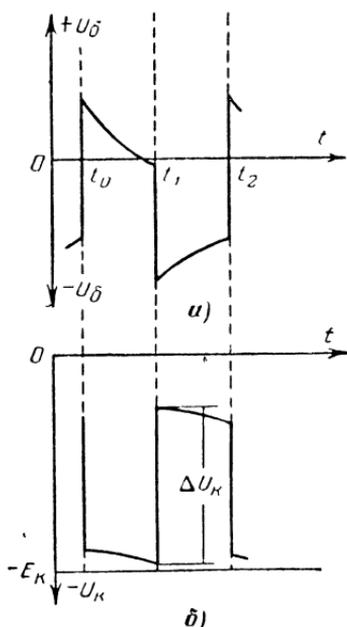


Рис. 3-38. Форма напряжения в различных точках мультивибратора.
 a — на базе; b — на коллекторе

Вследствие этого отрицательный потенциал на коллекторе T_1 уменьшится. Одновременно через конденсатор C_{CB1} на базу транзистора T_2 передается положительный импульс, который способствует быстрому уменьшению тока коллектора T_2 . Рабочая точка транзистора T_1 скачкообразно переходит в положение A , а у транзистора T_2 — в точку B (рис. 3-37). Процесс продолжается теперь за счет разряда конденсатора C_{CB1} .

Изменение напряжения на коллекторе T_1 изображено на рис. 3-38, b .

Отношение $\frac{t_0 - t_1}{t_1 - t_2}$ устанавливается соответствующим

значением конденсаторов связи, как у аналогичных ламповых схем. При опрокидывании схемы обкладки конденсатора C_{CB2} со стороны базы содержит отрицательный заряд, который стекает через T_1 , однако уже с другой постоянной времени (t_1-t_2 на рис. 3-38, a). Но ток через T_1 в этот период будет протекать только тогда, когда C_{CB2} уже почти разрядится, так как через R_{CB2} течет дополнительный базовый ток. Разряд конденсатора обуславливает спадание плоской части полезного сигнала.

Так как транзисторы имеют только два рабочих состояния (точки A и B), они работают как «переключатели». Важным параметром при этом является допустимый пиковый ток $I_{к.макс}$. У многих типов транзисторов при протекании $I_{к.макс}$ в рабочей точке A не достигается максимальная мощность потерь $P_{к.макс}$; у специальных же переключающих транзисторов следует принимать во внимание при данных условиях также и $P_{к.макс}$, так что R_H не должно превышать определенного значения.

Частота повторения импульсов мультивибратора данного типа может определяться по следующей формуле:

$$f = \frac{-1}{2C_{св}R_{св}K \left(1 + \frac{X}{n}\right) \ln \left[\left(\frac{1-A}{A}\right) \left(\frac{K + KX/n}{1-K - KX/n}\right) \right]}, \quad (3-24)$$

где

$$n = R_6/R_9; \quad (3-25)$$

$$K = \frac{R_6}{R_6 + R_{св} + R_H}; \quad (3-26)$$

$$X = R_H/R_9; \quad (3-27)$$

$$A = \Delta u_K/E_K; \quad (3-28)$$

$$B = \left| \frac{U_{б.э}}{E_K} \right| \frac{1}{K}. \quad (3-29)$$

Для того чтобы схема генерировала, нужно, кроме того, выполнить условие $KX < 1$. В уравнении (3-24) не принималось во внимание изменение параметров транзисторов в зависимости от частоты. Поэтому формула (3-24) справедлива выше граничной частоты для схемы с общим эмиттером только приближенно.

Максимальное значение генерируемой частоты примерно равно среднегеометрическому значению из граничных частот в схеме с общей базой и общим эмиттером:

$$f_{макс} \approx \sqrt{f_{\alpha\beta} f_{\alpha\delta}} \approx f_{\alpha\delta} / \sqrt{h_{21\beta}}. \quad (3-30)$$

Уравнение (3-24) справедливо для сплавных транзисторов. Для дрейфовых транзисторов, или транзисторов, полученных методом вытягивания, из-за отличия пара-

метров в области база — эмиттер справедливо несколько другое соотношение. Наконец, мы пренебрегали также эффектом насыщения в транзисторе. Несмотря на эти ограничения, уравнение (3-24) можно применять для практического расчета транзисторного мультивибратора.

Часто для генератора задается частота f , амплитуда напряжения Δu_{κ} , изменение коллекторного тока Δi_{κ} и напряжение питания E_{κ} . При этом нужно определить необходимые значения элементов схемы (рис. 3-36).

Прежде всего выбирается K [уравнение (3-26)] таким образом, чтобы

$$(1 - A) \text{ и } A > K \gg |U_{\text{бэ}}/E_{\kappa}|. \quad (3-31)$$

Затем устанавливают n :

$$n > \frac{(1 - K)^2}{1 - K - \frac{A}{\alpha_{\text{б}}(1 - B)}} \quad (3-32)$$

и

$$\alpha_{\text{э}} \gg n > \frac{A}{\alpha_{\text{б}}(1 - B)(A - K)(1 + K - A)}. \quad (3-33)$$

Для того чтобы устройство было не чувствительно к обратному коллекторному току, выбирают:

$$n \ll \Delta i_{\kappa} / I_{\text{к0 макс}}. \quad (3-34)$$

Теперь получается:

$$KX = n/2 - \sqrt{\left(\frac{n}{2}\right)^2 - \frac{nA}{\alpha_{\text{б}}(1 - B)}}. \quad (3-35)$$

Из уравнения (3-29) получают:

$$R_{\text{э}} = \frac{KE_{\kappa}(1 - B)}{\alpha_{\text{б}}\Delta i_{\kappa}}. \quad (3-36)$$

Из уравнения (3-27)

$$R_{\text{н}} = XR_{\text{э}}. \quad (3-37)$$

Из уравнения (3-25)

$$R_{\text{б}} = nR_{\text{э}}. \quad (3-38)$$

Из уравнений (3-25), (3-26), (3-27)

$$R_{св} = (n/K - n - X) R_0 \quad (3-39)$$

и из уравнения (3-24)

$$C_{св} = \frac{-1}{2fR_{св}K \left(1 + \frac{X}{n}\right) \ln \left[\left(\frac{1-A}{A} \left(\frac{K + KX/n}{1-K - KX/n} \right) \right) \right]} \quad (3-40)$$

Значение C_0 выбирают так, чтобы

$$\frac{1}{\omega R_0} > C_0 \gg \frac{1}{2\pi f \alpha_0 R_0} \quad (3-41)$$

Пример. Пусть выбраны частота генератора 5 кГц и напряжение $E_K = 12$ в. Амплитуда полезного сигнала (изменение коллекторного напряжения) должна быть $\Delta u_K = 8$ в, а изменение коллекторного тока $\Delta i_K = 3$ ма. Транзисторы, имеющиеся в распоряжении, имеют следующие параметры: $U_{бэ} = 0,2$ в, $f_{\alpha_0} = 1$ МГц, $\alpha_0 = 20$ и $\alpha_0 = 0,95$. Обратный ток коллектора I_{K0} , зависящий от окружающей температуры, имеет максимальное значение 50 мка.

Из уравнения (3-28) получаем прежде всего значение $A = 0,66$; тогда должно быть:

$$0,34 > K \gg 0,016.$$

Выбирается $K = 0,2$, тогда $B = 0,08$. Далее рассчитывается n . Должно быть $n > 6,4$. Затем обращаются к уравнению (3-33):

$$20 \gg n > 6,4.$$

При $n = 10$ это условие выполняется достаточно хорошо, но теперь нужно также принять во внимание тот факт, что для получения нечувствительности к изменению I_{K0} должно быть $n \ll 60$.

Из уравнения (3-35) получают $KX = 0,4$. Тогда величины сопротивлений и конденсаторов получаются:

$$R_0 = 0,77 \text{ ком}, R_n = 1,54 \text{ ком}, R_6 = 7,7 \text{ ком},$$

$$R_{св} = 29 \text{ ком}, C_{св} = 17500 \text{ пф}, C_0 = 4000 \text{ пф}.$$

б) *RL*-мультивибратор

Мультивибраторы с индуктивной связью (*RL*-мультивибраторы) используются преимущественно для получения прямоугольных колебаний большой мощности. Сердечник трансформатора должен иметь прямоугольную петлю гистерезиса, высокую индукцию насыщения и малую коэрцитивную силу. В основном *RL*-мультиви-

браторы применяются в преобразователях постоянного напряжения.

На рис. 3-39 показана принципиальная схема RL -мультивибратора. На рис. 3-40 изображено выходное напряжение на сопротивлении нагрузки R_H . Благодаря действию обратной связи между обмотками транзистора

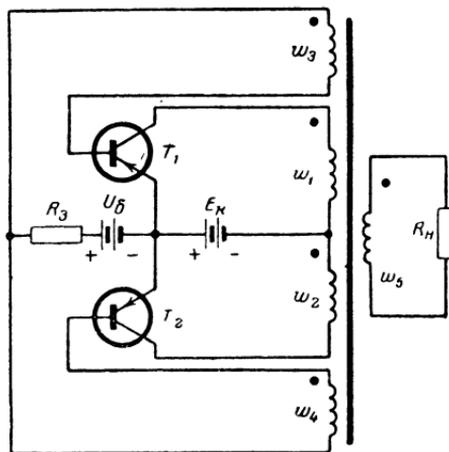


Рис. 3-39. Принципиальная схема RL -мультивибратора.

осуществляется поочередный переход транзисторов от открытого к закрытому состоянию. Таким образом, ток от источника питания E_K протекает попеременно через обмотки ω_1 и ω_2 . Если через транзистор T_1 протекает ток, то в обмотке ω_3 индуцируется напряжение, которое при соответствующем выборе полярности обмотки будет приложено минусом к базе T_1 , что обусловит создание положительной обратной связи. Обмотка ω_4 , однако,

включена таким образом, что база T_2 получает положительный потенциал, при этом T_2 остается запертым. Базовая обмотка ω_3 (соответственно ω_4) должна быть выбрана таким образом, чтобы под действием индуцированного напряжения транзистор работал с желаемым коллекторным током, а в нужный момент был надежно заперт.

Как показывает рис. 3-41, сердечник трансформатора во время пропускания тока транзистором T_1 управляется до состояния магнитного насыщения $+\Phi_M$. Как только наступает это состояние, изменение потока прекращается. При этом напряжения, индуцируемые в отдельных обмотках, а вместе с ними и отрицательный потенциал на базе T_1 , который вызывал прохождение тока через этот транзистор, пропадают. Как только ток в обмотке ω_1 изменит направление, наступает также изменение потока, которое хотя и невелико, но достаточно для того,

чтобы в обмотке ω_4 индуцировалось напряжение такой полярности, чтобы потенциал на базе T_2 стал отрицательным. Коллекторный ток, обусловленный этим напряжением, течет через обмотку ω_2 , намотанную таким об-

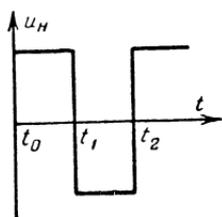


Рис. 3-40. Выходное напряжение RL -мультивибратора.

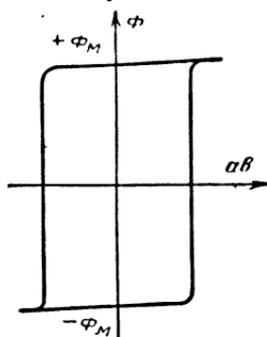


Рис. 3-41. Схематическое изображение петли гистерезиса.

разом, что отрицательный потенциал на базе T_2 будет увеличиваться, а на базе T_1 уменьшаться.

Благодаря этому ток, текущий через транзистор T_2 , увеличится еще больше, а T_1 запрется. Сердечник трансформатора управляется в этот полупериод до отрицательного насыщения — Φ_M . После достижения отрицательного магнитного насыщения индуцируемое напряжение пропадает и благодаря этому начинается новый период колебания.

Продолжительность первого полупериода легко может быть подсчитана. Прежде всего имеем:

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{E_K}{\omega_1}. \quad (3-42)$$

Интеграл по времени от t_0 до t_1 равен интегралу изменения потока от $-\Phi_M$ до $+\Phi_M$. Вычисление дает:

$$t_1 = 2\Phi_M \frac{\omega_1}{E_K}. \quad (3-43)$$

При этом время t_1 выражено в секундах, Φ_M — в веберах, а E_K — в вольтах. При одинаковом времени обоих полупериодов частота f будет равна:

$$f = \frac{1}{2t_1} = \frac{E_K}{4\Phi\omega_1}. \quad (3-44)$$

Для практического расчета имеется более удобная формула:

$$f = \frac{E_k \cdot 10^8}{4qB_{\max} \omega_1} \quad (3-45)$$

где E_k — в вольтах, q (поперечное сечение сердечника) — в квадратных сантиметрах и B_{\max} — в гауссах.

Уравнения (3-44) и (3-45) показывают, что частота прямо пропорциональна напряжению источника питания. Следовательно, при переходе на более высокое напряжение питания для сохранения прежней частоты нужно увеличить число витков в цепи коллектора. Вторичное напряжение определяется отношением витков ω_1/ω_5 . При этом из напряжения питания должно быть вычтено напряжение, соответствующее точке излома характеристики транзистора, и падение напряжения в обмотке ω_1 . При больших токах принимается во внимание также падение напряжения во вторичной обмотке ω_5 .

в) Мультивибратор с двумя устойчивыми состояниями

Часто используются схемы, которые переключаются последовательно поступающими импульсами, например, из состояния «включено» в состояние «выключено» или наоборот. Для этого используют схему мультивибратора с двумя устойчивыми состояниями, которая отличается от обычного RC -мультивибратора в основном наличием общего эмиттерного сопротивления (рис. 3-42) и называется триггером.

Пусть транзистор T_1 заперт, а T_2 отперт. На общем эмиттерном сопротивлении R_3 в этом случае возникает некоторое падение напряжения, так что эмиттер будет отрицателен относительно нулевой точки схемы. Делитель напряжения $R_{н2}$, $R_{св}$, $R_{б2}$ служит для того, чтобы потенциал базы T_2 был отрицательным относительно эмиттера до тех пор, пока через $R_{н2}$ течет незначительный дополнительный ток.

Падение напряжения на $R_{б2}$ должно быть немного больше, чем на R_3 . Делитель напряжения с такими же значениями сопротивлений находится также в цепи базы левого транзистора T_1 , который в начальном состоянии заперт. Так как через $R_{н1}$ течет ток коллектора T_2 , по-

тенциал базы T_1 будет положителен относительно эмиттера и через T_1 ток протекать не будет. Положительный импульс, подводимый к базе T_2 , запирает этот транзистор. При этом на R_{H1} возникает отрицательный импульс, подающийся через конденсатор связи $C_{св1}$ на базу транзистора T_1 , который отпирается. Ток, протекающий через T_1 , вызовет одновременно падение напряжения на

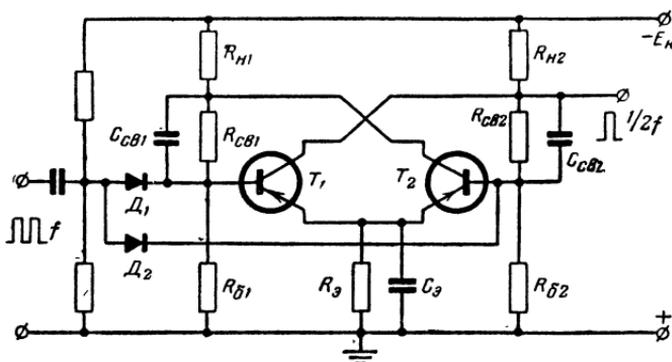


Рис. 3-42. Схема мультивибратора с двумя устойчивыми состояниями.

R_{H2} , которое будет передаваться как положительный импульс на базу T_2 и усиливать действие входного импульса, в результате чего схема очень быстро «опрокидывается». Следующий положительный импульс вновь вызывает запираение T_1 и т. д. Подача импульса может происходить, конечно, также на связанные друг с другом эмиттеры.

В цепи коллектора обоих транзисторов возникают прямоугольные колебания с одинаковым временным промежутком между импульсами, если запускающие импульсы следуют через равные промежутки. Однако здесь требуется всегда два импульса на входе, чтобы схема вновь пришла к начальному состоянию; подобный мультивибратор работает как делитель частоты в отношении 2:1.

Для расчета схемы можно использовать некоторые формулы, уже указанные для RC -мультивибратора. Прежде всего вводятся снова выражения для n , K , X ,

A и B [уравнения (3-25) — (3-29)]. Для триггерного режима должно быть выполнено условие:

$$(1 - A) \text{ и } A > K \gg [1/A(U_{бэ}/E_K)]. \quad (3-46)$$

Для n справедливо условие, данное уравнением (3-32) для расчета мультивибратора. Далее из уравнения (3-35) находят KX . Если требуется, чтобы падение напряжения на R_H , вызванное обратным током коллектора $I_{к0}$, сказывалось незначительно, необходимо, чтобы

$$i_{э.макс} \gg I_{к0}(n - KX)(1 - B). \quad (3-47)$$

Эмиттерное сопротивление вычисляется из выражения:

$$R_э = (E_K/i_{э.макс})(K - |U_{бэ}/E_K|). \quad (3-48)$$

Для R_H , $R_б$ и $R_{св}$ действительны уравнения (3-37), (3-38) и (3-39), данные для мультивибратора. Для конденсатора связи $C_{св}$ действительна формула:

$$C_{св} = \frac{1}{\pi f_{макс} R_{св} K (1 + X/n)}. \quad (3-49)$$

При этом $f_{макс}$ — наивысшая существующая частота запускающего импульса. Конденсатор $C_э$ должен быть достаточно малым, чтобы не препятствовать действию отрицательной обратной связи в течение периода повторения импульсов. В этом случае

$$\frac{1}{f_{макс} \pi R_э} > C_э \gg \frac{1}{R_э 2\pi f_{аб}}. \quad (3-50)$$

Пример. Пусть напряжение источника питания $E_K = 12$ в, а требуемое изменение коллекторного напряжения $\Delta u_K = 6$ в; наивысшая частота импульсов $f_{макс} = 100$ кГц. Транзисторы имеют следующие параметры: $U_{бэ} = 0,2$ в, $f_{аб} = 1$ МГц, $\alpha_б = 0,98$. Обратный ток $I_{к0}$ в рассматриваемом температурном диапазоне должен быть не более 25 мкА. Из уравнения (3-28) величина $A = 0,5$. Отсюда

$$0,5 > K \gg \frac{1}{0,5} \cdot 0,017.$$

Выбираем $K = 0,15$. Для n получаем согласно уравнению (3-33) следующее выражение:

$$50 \gg n > \frac{0,5}{0,98(1 - B) \cdot 0,35 \cdot 0,65}. \quad (3-29)$$

Подставляя в это соотношение найденное по формуле (3-29) $B=0,11$, выбираем $n=10$. Тогда $KX=0,6$ и $X=4$; $i_{э.макс}$ получается из уравнения (3-47):

$$i_{э.макс} \gg 25 \cdot 10^{-6} \cdot 9,4 \cdot 0,89.$$

Выбираем $i_{э.макс}=2$ ма.

Для сопротивлений и конденсаторов схемы (рис. 3-42) получаем:

$$R_э = \frac{12}{0,002} (0,15 - 0,017) = 800 \text{ ом};$$

$$R_н = \frac{0,6}{0,15} 800 = 3200 \text{ ом};$$

$$R_б = 10 \cdot 800 = 8000 \text{ ом};$$

$$R_{св} = 800 \left(\frac{10}{0,15} - 10 - 4 \right) = 42000 \text{ ом};$$

$$C_{св} = \frac{1}{3,14 \cdot 10^5 \cdot 4,2 \cdot 10^4 \cdot 0,15 \cdot 1,4} = 363 \text{ пф}$$

и, наконец, для $C_э$

$$\frac{10^{-5}}{3,14 \cdot 800} > C_э \gg \frac{10^{-6}}{800 \cdot 6,28}.$$

Это условие выполняется, если выбрать $C_э = 1000$ пф.

Рассмотрим далее различные способы подачи запускающих импульсов и максимально возможную частоту переключения. В схеме на рис. 3-42 положительный импульс подается на базы транзисторов. Благодаря диодам, включенным в промежуток между входом и базами, достигается разделение баз по постоянному току.

На рис. 3-43 показана схема, в которой два противоположно включенных диода подключаются через третий диод (D_3) к минусу источника питания. Положительный запускающий импульс через один из диодов по-

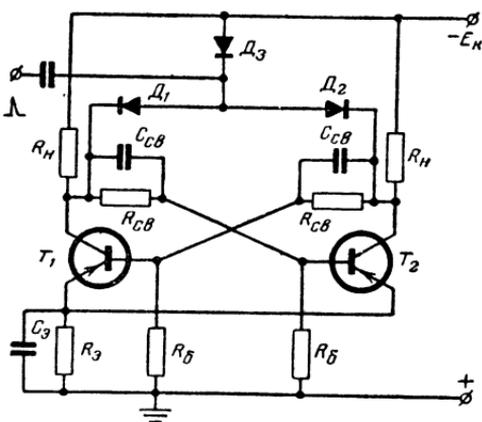


Рис. 3-43. Подача запускающего импульса на коллектор мультивибратора.

дается к коллектору запертого транзистора, а от него через элемент связи к базе проводящего транзистора, который под действием положительного импульса запирается и схема «опрокидывается». Диод D_3 служит для разряда конденсатора связи, для того чтобы на этом конденсаторе не мог накапливаться заряд, который ослаблял бы действие запускающего импульса.

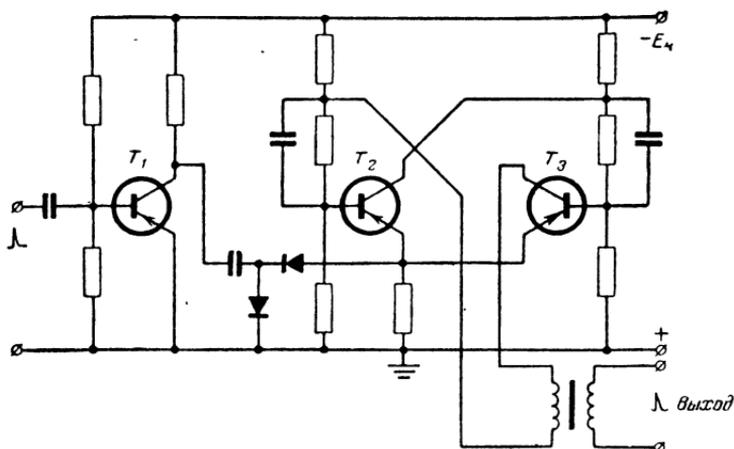


Рис. 3-44. Подача запускающего импульса на эмиттер через диодную схему.

Запускающий импульс может подводиться также и на эмиттер либо через импульсный трансформатор (см. рис. 8-1), либо через диодную схему (рис. 3-44). Диоды служат для того, чтобы импульсы другой полярности не вызывали запуска.

Часто стоит задача осуществить переключение в возможно короткое время. В этом случае нужно обращать внимание на то, чтобы избежать насыщения в проводящем транзисторе. Для этого могут быть использованы обычные методы, которые предотвращают «перегрузку» базы. Часто применяют схему фиксации уровня с диодами. Однако при этом следует обращать внимание на то, чтобы диоды имели малую инерционность запираения.

С помощью кремниевых стабилитронов можно достигнуть как фиксации уровня, так и уменьшения насыщения транзисторов. Подобная схема показана на рис. 3-45; запускающий импульс в ней подается через стабилитро-

ны на коллекторы транзисторов. Сопротивления, идущие от коллектора к базам, также заменяются стабилитронами. В стационарном состоянии один транзистор проводит, а другой заперт. Следовательно, между коллекторами существует разность потенциалов, которая не должна превышать пробивного напряжения стабилитрона.

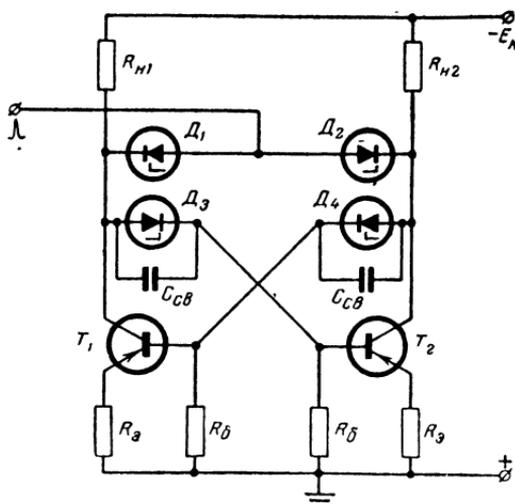


Рис. 3-45. Подача запускающего импульса к мультивибратору через кремниевые стабилитроны.

Стабилитроны в цепи связи (D_3 , D_4) создают постоянную разность потенциалов между коллектором T_1 и базой T_2 , а также между коллектором T_2 и базой T_1 . Стабилитроны D_1 и D_2 , включенные в цепь запуска, препятствуют уменьшению до нуля напряжения на коллекторах T_1 и T_2 , так как потенциалы D_1 и D_2 определяют рабочую точку схемы.

В предположении, что транзисторы не работают в области насыщения, можно подсчитать время нарастания и наибольшую частоту переключения. Время нарастания определяется как время, необходимое для нарастания напряжения от 10 до 100% конечного значения:

$$t_{0,9} = 2,3/\omega_{\text{об}} \quad (3-51)$$

Транзистор с граничной частотой $f_{\alpha\beta} = 1 \text{ Мгц}$ имеет, следовательно, время переключения примерно $0,37 \text{ мксек}$. Внешняя нагрузка и амплитуда запускаящего импульса имеют при этом, конечно, также определенное значение.

Хотя время переключения согласно уравнению (3-51) и может быть очень коротким, однако частота переключения будет значительно ниже, нежели граничная частота в схеме с общей базой. При этом останутся действительными формулы, приводившиеся для расчета мультивибратора. Транзистор с $f_{\alpha\beta} = 10 \text{ Мгц}$ и $\alpha\beta = 0,98$ будет, следовательно, как мультивибратор иметь наивысшую частоту переключения $1,4 \text{ Мгц}$, при этом может быть достигнута скорость переключения, соответствующая частоте входных импульсов $2,8 \text{ Мгц}$.

Можно последовательно включать любое число мультивибраторов с двумя устойчивыми состояниями и использовать подобные схемы, например, для деления частоты. При n ступенях получают таким образом деление в отношении $2^n : 1$. В других случаях применения последнюю ступень цепочки из n мультивибраторов с двумя устойчивыми состояниями связывают с паровой ступенью. При этом получается так называемый кольцевой счетчик. При надлежащей подаче переключающего импульса внутри цепочки при каждом импульсе будет переключаться всего только одна ступень. Подаваемый импульс передается таким образом внутри цепочки от ступени к ступени.

Мультивибраторы с двумя устойчивыми состояниями, или триггеры, являются важнейшими элементами электронной счетной машины. Эти схемы особенно удобны при применении двоичной системы счисления. При соответствующем совместном включении можно также осуществить десятичную систему счета. Для этого необходимо иметь четыре мультивибратора с двумя устойчивыми состояниями. При четырех счетных каскадах можно выполнить всего 2^4 счетные операции. Для достижения того, чтобы каждый десятый импульс на входе создавал один импульс на выходе, необходимо, следовательно, в процессе счета опустить шесть счетных операций. Для этого требуются схема совпадений или цепи возврата в исходное положение, которые, однако, ограничивают максимальную скорость счета.

г) Мультивибратор с одним устойчивым состоянием

Схема этого мультивибратора имеет только одну устойчивую рабочую точку; с помощью запускающего импульса она может быть переведена в неустойчивое состояние. При действии запускающего импульса в этом случае создается одиночный импульс, амплитуда и продолжительность которого определяются элементами схемы. Подобные схемы применяют, например, как импульсный усилитель и как схему задержки импульсов. Из большого количества возможных вариантов схем мы рассмотрим здесь только одну, так как известные схемы из ламповой техники можно перевести в соответствующие схемы на транзисторах.

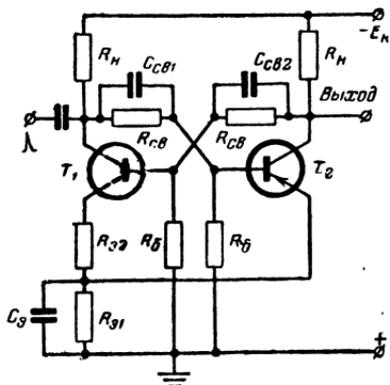


Рис. 3-46. Схема мультивибратора с одним устойчивым состоянием.

Мультивибратор с одним устойчивым состоянием или одновибратор может быть получен путем рассимметрирования схемы обычного мультивибратора, введением сопротивления $R_{э2}$ в эмиттерную цепь транзистора T_1 (рис. 3-46). Величина этого сопротивления должна быть такой, чтобы получить у схемы лишь одну стабильную рабочую точку. Сопротивление $R_{э2}$ обуславливает запирание транзистора T_1 при обычном состоянии схемы. Если теперь на коллектор T_1 подать положительный импульс, то он передается на базу T_2 , что вызовет его запирание. Благодаря этому потенциал коллектора увеличится в отрицательном направлении. Этот скачок потенциала передается на базу транзистора T_1 , который откроется еще больше. Схема остается в таком состоянии до тех пор, пока существует отрицательный потенциал, передающийся через цепь связи на базу T_1 . При этом через конденсатор $C_{св1}$ осуществляется обратная связь, обуславливающая усиление влияния запускающего импульса за счет падения напряжения на коллекторном сопротивлении транзистора T_1 . Зная постоянную времени разряда конденсатора, можно рассчитать продол-

жительность формирующегося импульса так же, как для мультивибратора с двумя устойчивыми состояниями.

При использовании вышеописанных уравнений для осуществления режима одновибратора необходимо выполнить условие:

$$|R_{э1}| > |KXR_{э2}|. \quad (3-52)$$

При большой величине запускающего импульса (сравнимой с амплитудой коллекторного напряжения на T_1), вырабатываемый импульс затягивается. Если это является нежелательным, нужно предусмотреть ограничение запускающего импульса.

Часто бывает желательно регулировать длительность генерируемого импульса. Схема, пригодная для этого, показана на рис. 3-47. Отрицательный запускающий импульс подается на базу транзистора T_1 . В стационарном состоянии T_1 заперт, а T_2 открыт; благодаря поданному на базу T_1 импульсу этот транзистор открывается. Положительное падение на-

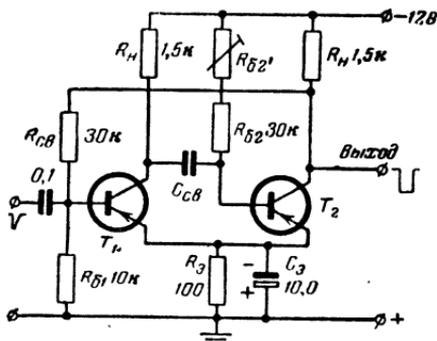


Рис. 3-47. Одновибратор с регулируемой продолжительностью импульса.

пряжения, возникающее на коллекторном сопротивлении, подается через $C_{св}$ на базу T_2 , что вызовет его запираение. Это состояние сохраняется до тех пор, пока $C_{св}$ не зарядится через $R_{б2}$, и потенциал на базе T_2 не станет вновь отрицательным, вследствие чего он вновь откроется. При этом на коллекторном сопротивлении транзистора T_2 возникнет положительный импульс напряжения, который подается через $R_{св}$ на базу и вызывает ускорение запираения этого транзистора. В результате этого формирование импульса заканчивается.

Продолжительность импульса приближенно подсчитывается из выражения:

$$t_{имп} = 0,69R_{б2}C_{св}. \quad (3-53)$$

Для запуска мультивибратора требуется запускающий импульс с амплитудой $\sim 0,5$ в.

ДРУГИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

4-1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ СОПРОТИВЛЕНИЯ

(эмиттерный повторитель)

Обычная схема с общим эмиттером имеет относительно низкое входное сопротивление. В том случае, когда требуется создать экономичную переносную аппаратуру, трансформатор не вполне удовлетворяет поставленным требованиям, а в случае усилителей постоянного напряжения, например для фотозлемента, использование трансформатора вообще исключается. В этом случае целесообразно применять ступень преобразования сопротивления на транзисторе, для выполнения которой имеются различные схемные возможности. Часто, например, используется схема с общим коллектором, которая имеет входное сопротивление, изменяемое в широких пределах. Хотя усиление по напряжению в схеме с общим коллектором меньше 1, оно создает некоторое усиление по мощности.

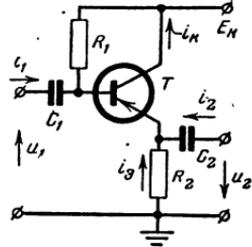


Рис. 4-1. Эмиттерный повторитель.

Принципиальная схема коллекторной ступени (эмиттерный повторитель) показана на рис. 4-1. Необходимая рабочая точка устанавливается с помощью сопротивления R_1 ; сопротивление R_2 , включенное в цепь эмиттера, представляет нагрузку каскада по постоянному току. Параллельное соединение сопротивления R_2 с входным сопротивлением последующей ступени определяет сопротивление нагрузки R_H преобразователя сопротивления. Входное сопротивление $r_{вх.к}$ эмиттерного повторителя определяется следующим выражением:

$$r_{вх.к} = \frac{h_{11к} + R_H \Delta h_k}{1 + h_{22к} R_H}, \quad (4-1)$$

где $\Delta h_k = h_{11к} h_{22к} - h_{12к} h_{21к}$.

Для транзистора ОС71 в схеме с общим коллектором ($h_{11к} = 1,6$ ком, $h_{12к} = 1$, $h_{21к} = -30$, $h_{22к} = 40$ ммо),

поскольку $h_{11K}h_{22K} \ll h_{12K}h_{21K}$ и $h_{12K} = 1$, можно записать $\Delta h_K \approx h_{21K}$. Поэтому уравнение (4-1) упрощается:

$$r_{вх.к} = \frac{h_{11K} + R_H h_{21K}}{1 + h_{22K} R_H}. \quad (4-1a)$$

Для используемой области характеристик, в которой выполняются условия $h_{11K} \ll R_H h_{21K}$ и $R_H h_{22K} \ll 1$, уравнение (4-1a) еще более упрощается:

$$r_{вх.к} \approx R_H h_{21K}.$$

Известно, что $h_{21K} = -(1 + h_{21Э})$, откуда следует:

$$r_{вх.к} \approx (-) R_H (1 + h_{21Э}) \quad (4-1б)$$

(знак не имеет значения).

Как видно из рис. 4-2, связь между входным сопротивлением $r_{вх.к}$ и сопротивлением нагрузки R_H в области 2—20 ком является линейной. Угол наклона кривой на этом участке определяется коэффициентом усиления по току $h_{21Э}$ [уравнение (4-1б)]. Для меньшего или большего значения R_H входное сопротивление $r_{вх.к}$ нужно рассчитывать по точной формуле (4-1).

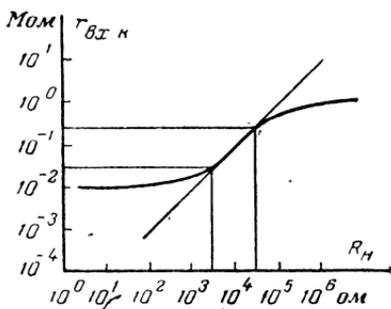


Рис. 4-2. Зависимость входного сопротивления от сопротивления нагрузки.

Из рис. 4-2 видно, что входное сопротивление может линейно изменяться от 20 до 200 ком. Для получения наиболее высокого входного сопротивления нужно использовать

транзисторы с большим коэффициентом усиления по току $h_{21Э}$. Теоретически можно изготовить эмиттерный повторитель с входным сопротивлением до нескольких мегом. У транзистора с $h_{21Э} = 100$ при $R_H = 100$ ком согласно уравнению (4-1) входное сопротивление $r_{вх.к} = 2$ Мом [из уравнения (4-1б). $r_{вх.к} = = 10$ Мом]. Однако нужно принять во внимание то, что для получения сопротивления нагрузки $R_H = 100$ ком в качестве следующей ступени необходимо иметь эмит-

терный повторитель, или схему с общим эмиттером, охваченную обратной связью. Наивысшее входное сопротивление, получаемое простыми средствами, достигает 1 *Мом*.

Пример. При сопротивлении нагрузки $R_{н}=3 \text{ ком}$ и входном сопротивлении следующей эмиттерной ступени 1,6 *ком* получится следующее действующее сопротивление нагрузки:

$$R'_{н} = \frac{3 \cdot 1,6}{3 + 1,6} = 1,04 \text{ ком.}$$

Для требуемого входного сопротивления $r_{вх.к}=100 \text{ ком}$ сопротивление нагрузки $R'_{н}$ должно быть:

$$R'_{н} = \frac{r_{вх.к}}{1 + h_{21э}} = \frac{100 \cdot 10^3}{1 + 100} \approx 1 \text{ ком.}$$

Это же значение сопротивления получается из параллельного соединения сопротивлений 3 *ком* и 1,6 *ком*.

Практическое применение принципа преобразования сопротивления с помощью схемы с общим коллектором показано на рис. 4-3. Входное сопротивление ступени имеет тот же порядок, что и внутреннее сопротивление пьезоэлектрического микрофона, выходное сопротивление $\sim 10 \text{ ком}$. Если последующий микрофонный усилитель имеет входное сопротивление 10—50 *ком*, то для связи с предусмотрителем можно применить длинный кабель (который, разумеется, должен быть экранированным).

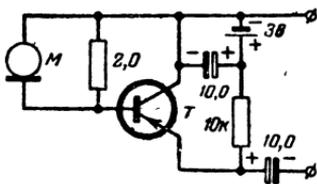


Рис. 4-3. Схема подключения пьезоэлектрического микрофона к транзистору.

4.2. ТРАНЗИСТОР В КАЧЕСТВЕ ДРОССЕЛЯ В ФИЛЬТРУЮЩЕЙ ЦЕПИ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

В соответствующей схеме и при выбранной определенной образом рабочей точке транзистор имеет малое сопротивление по постоянному току R и относительно большое сопротивление по переменному току r (динамическое сопротивление). В некоторых случаях, когда обычный дроссель в цепи фильтра имеет большие размеры, а в приборе для него мало места, вместо дросселя можно использовать транзистор.

На рис. 4-4 показано семейство характеристик мощного транзистора (СТР1111 с $P_K=12$ вт при соответствующей охлаждающей поверхности). Обычно в качестве параметра в семействе характеристик выбирается ток

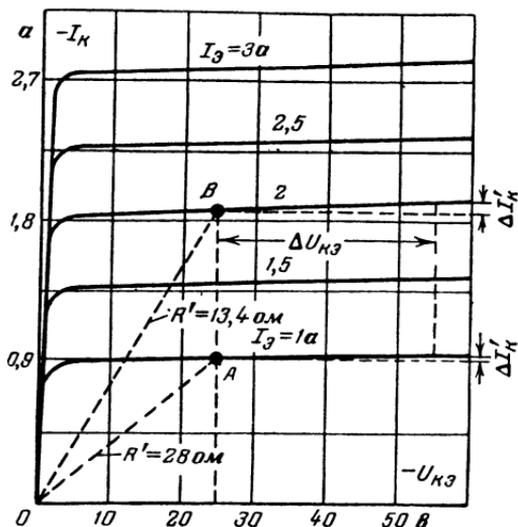


Рис. 4-4. Зависимость коллекторного тока от напряжения на коллекторе для транзистора СТР1111.

базы $-I_6$, но здесь выбран ток эмиттера $I_Э = -I_K - I_6$. Сопротивление по постоянному току в рабочей точке В ($-U_{K3} = 25$ в, $-I_K = 1,87$ а) равно $R' = 13,4$ ом, а сопротивление по переменному току при постоянном эмиттерном токе представляет наклон характеристики для $I_Э = 2$ а:

$$r = \frac{\Delta U_{K3}}{\Delta I'_K} = \frac{30}{0,079} = 380 \text{ ом.} \quad (4-2)$$

Отношение сопротивления по постоянному току к сопротивлению по переменному току получается еще больше в рабочей точке А ($-U_{K3} = 25$ в, $I_K \approx 0,9$ а); для этого случая сопротивление по постоянному току $R' = 28$ ом, а сопротивление по переменному току

$$r = \frac{30}{0,025} = 1200 \text{ ом.}$$

Принципиальная схема фильтра, использующего транзистор в схеме с общей базой, представлена на рис. 4-5. Напряжение между базой и эмиттером выбирается незначительным, так что этим напряжением можно пренебречь. Если обозначить напряжение на конденсаторе C через U_1 , то $U_1 = RI_3$. Практическая схема двухполупе-

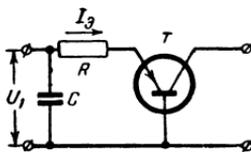


Рис. 4-5. Схема включения транзистора в качестве дросселя фильтра.

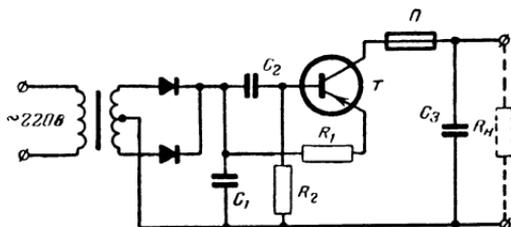


Рис. 4-6. Двухполупериодный выпрямитель с транзистором в качестве дросселя фильтра.

риодного выпрямителя с транзистором в качестве дросселя фильтра показана на рис. 4-6. Здесь C_1 — накопительный конденсатор, а C_3 — конденсатор фильтра, включенный параллельно сопротивлению нагрузки. Цепь C_2 , R_1 служит для стабилизации эмиттерного тока. Емкость конденсатора C_2 определяется из условия:

$$C_2 \geq \frac{1}{2fR_1}, \quad (4-3)$$

где f — частота пульсации напряжения (100 гц при двухполупериодном выпрямлении). При напряжении на трансформаторе 2×300 в можно установить значение эмиттерного тока $I_3 = 1$ а и падение напряжения на $C_2 = 100$ в. Тогда $R_1 = U_1/I_3 = 100$ ом, и из уравнения (4-3) значение C_2 будет равно:

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot 100 \cdot 100} = 0,5 \cdot 10^{-4} = 50 \text{ мкф.}$$

Так как сопротивление по постоянному току $R' = 25$ ом мало по отношению к сопротивлению по переменному току $r = 1200$ ом, то транзистор при $f = 100$ гц оказывает такое же действие, как дроссель с индуктивностью

$$L = \frac{r}{2\pi f} = \frac{1200}{2\pi \cdot 100} \approx 2 \text{ гн.}$$

Сопротивление R_2 на рис. 4-6 можно определить, зная коэффициент усиления по току α_6 , сопротивление нагрузки R_H , входное напряжение $U_{вх}$, обратный коллекторный ток $-I_{к0}$ и сопротивление переменному току r :

$$R_2 = \frac{\alpha_6 U_{вх} R_H}{(1 - \alpha_6) U_{вх} + (1 - \alpha_6 + R_H/r) U_{кэ} + R_H I_{к0}}. \quad (4-4)$$

Для транзистора СТР1111 ($\alpha_6 = 0,98$, $-I_{к0} = 2 \text{ ма}$, $-U_{кэ} = 20 \text{ в}$, $R_H = 250 \text{ ом}$) из уравнения (4-4) с учетом уже использованных значений $r = 1200 \text{ ом}$ и $U_{вх} = 300 \text{ в}$ получим:

$$R_2 = \frac{0,98 \cdot 300 \cdot 250}{0,02 \cdot 300 - (0,02 + 0,21) \cdot 20 - 250 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 81 \text{ ком.}$$

Для установления оптимального сопротивления в качестве R_2 целесообразно применить потенциометр 100 ком. В коллекторной цепи предусмотрен предохранитель, который выбирается с учетом $I_{к.макс}$.

4-3. СХЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА

Стабилизация низких напряжений или больших токов при низком напряжении вызывала ранее значительные трудности, так как схемы на лампах работают экономично только при повышенных напряжениях. Однако для многих целей, например для работы приборов, выполненных на транзисторах, требуются низкие напряжения с возможно большим их постоянством. Транзисторы позволяют выполнять подобные схемы стабилизации. При этом они работают преимущественно как усилители постоянного тока.

Принципиальная схема стабилизатора напряжения на транзисторах показана на рис. 4-7. Это так называемая схема последовательной стабилизации, т. е. последовательно с потребителем включен управляемый транзистор T_1 , внутреннее сопротивление которого при изменении выходного напряжения $U_{вых}$ изменяется таким образом, что напряжение $U_{вых}$ остается постоянным.

Схема, изображенная на рис. 4-7, стабилизирует напряжение как при колебаниях входного напряжения $U_{вх}$, так и при изменении тока нагрузки. Здесь производится сравнение номинального и фактического значения напряжений. При этом требуемое опорное напряжение

можно получать от кремниевого стабилитрона. При высоких требованиях в отношении стабилизации напряжения в качестве опорных элементов можно использовать стабилитроны с очень незначительным температурным коэффициентом ($<10^{-4}$ 1/град).

В качестве фактически имеющегося значения напряжения может использоваться часть выходного напряже-

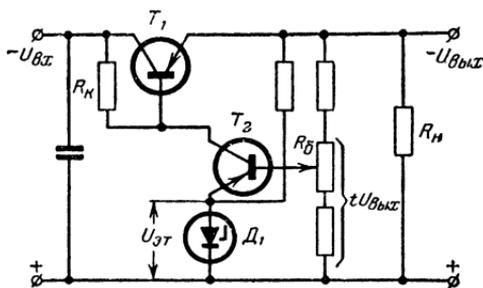


Рис. 4-7. Принципиальная схема стабилизатора напряжения.

ния $tU_{\text{вых}}$ или какое-либо напряжение, пропорциональное выходному току. Опорным служит эталонное напряжение $U_{\text{эТ}}$, получаемое от стабилитрона D_1 . Разностное напряжение усиливается и воздействует на внутреннее сопротивление последовательного транзистора T_1 таким образом, чтобы скомпенсировать имеющееся или возникающее отклонение.

Выходное напряжение и коэффициент стабилизации рассчитываются так же просто, как и в ламповых схемах. Очевидно, что

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - R_{\text{ист}}I - (U_{\text{эТ}} - tU_{\text{вых}})K - R_{\text{э}}I, \quad (4-5)$$

где $R_{\text{ист}}$ — внутреннее сопротивление источника питания, I — ток нагрузки, $R_{\text{э}}$ — дифференциальное сопротивление участка эмиттер — база транзистора T_1 и K — усиление транзистора T_2 .

После преобразования получим:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}}}{tK} + \frac{U_{\text{эТ}}}{t} - I \frac{R_{\text{э}} + R_{\text{ист}}}{tK}. \quad (4-5a)$$

Отсюда определяется коэффициент стабилизации s и внутреннее сопротивление $R_{вн}$ стабилизированного источника тока:

$$s = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} = tK; \quad (4-6)$$

$$R_{вн} = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta I} = \frac{R_0 + R_{ист.т.}}{tK}. \quad (4-7)$$

Как и следовало ожидать, колебания выходного напряжения будут зависеть от колебаний напряжения сравнения. Для этого случая справедливо соотношение

$$\frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{от}} = \frac{1}{t}. \quad (4-8)$$

Изменения $U_{от}$ будут входить, таким образом, с множителем $1/t$. Поэтому значение t необходимо выбирать по возможности ближе к 1.

При налаживании стабилизирующей схемы необходимо, чтобы у последовательного транзистора T_1 между эмиттером и коллектором было приложено постоянное напряжение 3—5 в даже в самом неблагоприятном случае (самое низкое напряжение сети при максимальной нагрузке). При постоянном напряжении, снимаемом с выпрямителя, это значение должно приниматься с учетом наложенного на него напряжения пульсации. При потреблении большого тока обязательно потребуется хорошая фильтрация, так как чем выше будет напряжение пульсации, тем больше должно быть среднее значение постоянного напряжения, прикладываемое к транзистору T_1 , так что в данном случае в нем будет выделяться значительное количество тепла. Чем лучше фильтрация, тем незначительнее может быть постоянное напряжение, прикладываемое к T_1 .

Как видно из уравнения (4-6), для хорошей стабилизации требуется большое усиление транзистора T_2 . Поэтому можно использовать в общем случае две, три или более усилительных ступеней, включенных по каскадной схеме. При $tK=100$ и при колебаниях питающего напряжения порядка 10% колебание выходного напряжения составляет 0,1% и внутреннее сопротивление источника питающего напряжения уменьшается в 100 раз.

Стабилизация зависит также от температурных соотношений в элементах схемы, необходимых для сравнения номинального и фактического значения напряжений, в особенности в стабилитроне D_1 и усилительном транзисторе T_2 (на участке база — эмиттер). Температурная зависимость напряжения $-U_{бэ}$ транзистора T_2 не устраняется простыми схемными мерами. Но температурный

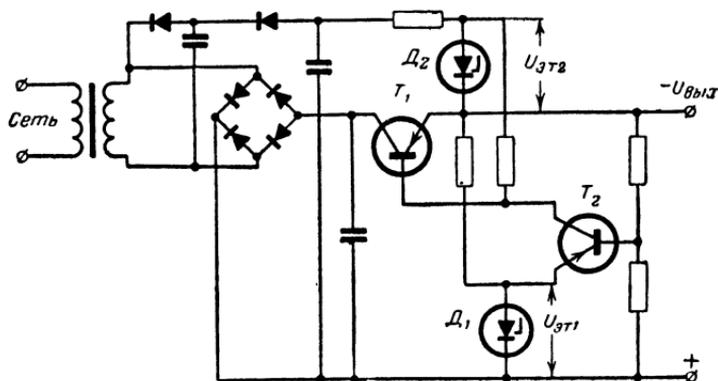


Рис. 4-8. Питание усилительного транзистора стабилизированным напряжением.

коэффициент стабилитрона можно выбрать таким, чтобы он был по знаку противоположен температурному коэффициенту участка база — эмиттер T_2 , так что оба эффекта будут взаимно компенсироваться. Температурный коэффициент стабилитрона при напряжении ~ 5 в проходит через нуль, однако при более низких или более высоких напряжениях он принимает некоторое определенное значение. Проверенная на практике комбинация состоит из стабилитрона ОА126/6 и транзистора ОС612 (T_2).

Если усилительный транзистор T_2 питать согласно рис. 4-8 от стабилизированного источника напряжения, то можно вообще исключить колебания напряжения питания. Для этого случая уравнение (4-5а) можно привести к виду

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{эТ2}}}{tK} + \frac{U_{\text{эТ1}}}{t} - \frac{IR_{\text{э}}}{tK}. \quad (4-9)$$

Наконец, одновременно можно уменьшить также и внутреннее сопротивление $R_{\text{вн}}$ (и даже свести его к нулю), если в цепь регулирования вновь ввести напряже-

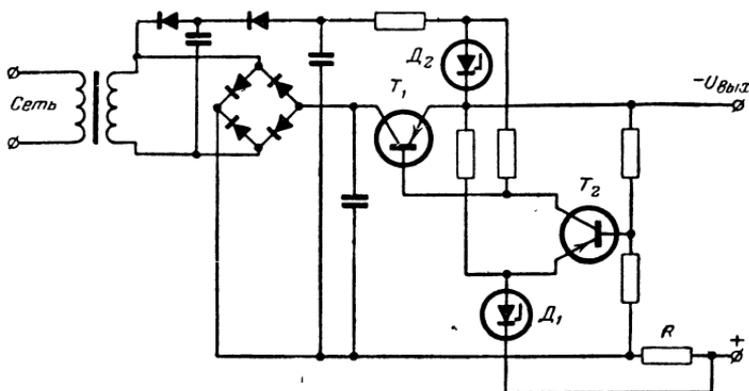


Рис. 4-9. Схема уменьшения внутреннего сопротивления.

ние, пропорциональное току нагрузки. Такая схема показана на рис. 4-9. Теперь уравнение (4-9) принимает следующую форму:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{эТ2}}}{tK} + \frac{U_{\text{эТ1}}}{t} - I \left[\frac{R_{\text{э}}}{tK} - \frac{R(1-t)}{t} \right], \quad (4-9a)$$

где R — сопротивление, включенное в цепь нагрузки. Для значения внутреннего сопротивления получаем:

$$R_{\text{вн}} = \frac{R_{\text{э}}}{tK} - \frac{R(1-t)}{t}. \quad (4-10)$$

Как видно, R можно выбрать таким, чтобы $R_{\text{вн}} = 0$. На рис. 4-10 показана другая схема уменьшения внутреннего сопротивления. Эта несколько упрощенная схема является в данном случае очень эффективной и особенно пригодна тогда, когда требуется лишь фиксированное напряжение. Внутреннее сопротивление этой схемы можно также довести до нуля.

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ можно регулировать в известных пределах с помощью потенциометра R_6 , включенного в цепь базы транзистора T_2 (рис. 4-7). При перемещении движка потенциометра вверх $U_{\text{вых}}$ будет

уменьшаться. Из ламповой техники известно, что невозможно снизить выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ ниже величины опорного напряжения $U_{\text{от}}$. Для того чтобы это все-таки осуществить, необходимо, чтобы напряжение сравнения лежало ниже «нулевого потенциала» схемы. Для этого напряжение $U_{\text{от}}$ получают от специального источника напряжения (рис. 4-11). В этом случае можно устанавливать очень низкие напряжения.

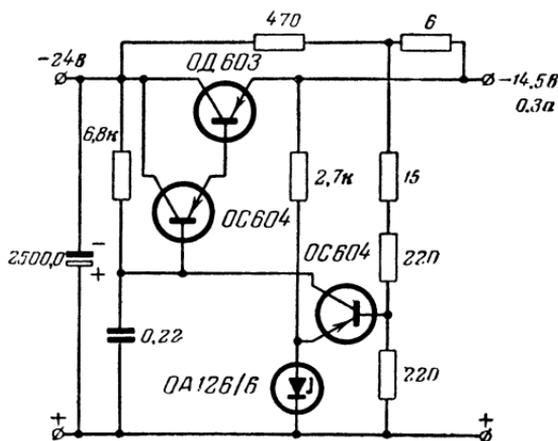


Рис. 4-10. Усовершенствованная схема уменьшения внутреннего сопротивления.

При коротком замыкании или при подключении больших конденсаторов (большие токи заряда) последовательный транзистор может перегружаться. Обычные предохранители или автоматы срабатывают недостаточно быстро, поэтому были разработаны специальные схемы защиты. Известную защиту дает включение сопротивления последовательно с управляемым транзистором, однако этот способ увеличивает внутреннее сопротивление источника питающего напряжения, и, как следствие, приводит к нежелательной потере мощности.

На рис. 4-12 представлена схема ограничения тока с транзистором-ограничителем, который не оказывает существенного влияния на внутреннее сопротивление источника питания. При нормальном и пониженных токах нагрузки транзистор работает с очень низким напряжением между эмиттером и коллектором, т. е. слева от

изгиба характеристики $-I_K = f(-U_{КЭ})$. При больших токах увеличивается падение напряжения на сопротивлении R и транзистор частично запирается, т. е. ток будет

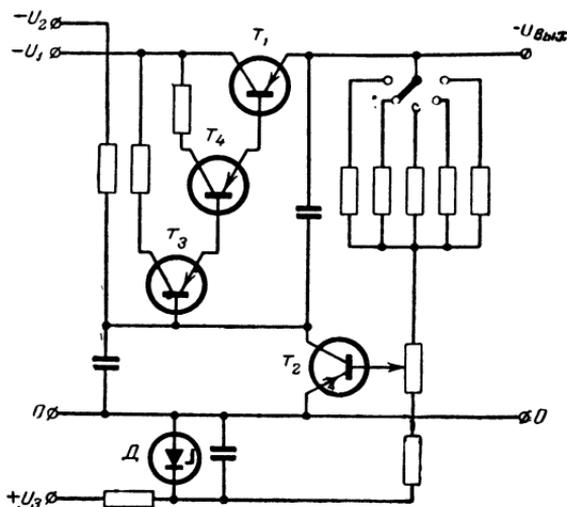


Рис. 4-11. Получение напряжения сравнения с помощью отдельного источника.

ограничиваться до некоторого значения до тех пор, пока не сработает имеющийся предохранитель. Этот транзистор-ограничитель не требует особого охлаждения, так как в нормальном режиме приложенное напряжение очень незначительно, а большой ток при перегрузке течет только в течение короткого времени.

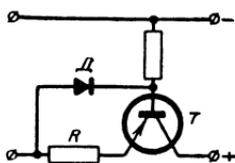


Рис. 4-12. Ограничитель тока для защиты от перегрузки.

В схеме, представленной на рис. 4-13, в качестве быстродействующей электронной защиты служит мультивибратор с двумя устойчивыми состояниями. Если ток нагрузки велик, то падение напряжения на сопротивлении $0,03 \text{ ом}$ вызывает опрокидывание мультивибратора.

Транзистор, подключенный к мультивибратору, будет действовать тогда на первый транзистор в цепи регулирования таким образом, что процесс усиления прерывается и благодаря этому очень сильно увеличивается внутреннее сопротивление последовательного

транзистора. Кнопкой Кн мультивибратор можно вновь привести в исходное положение.

Величина тока, отбираемого от стабилизированного источника тока, ограничивается мощностью потерь последовательного транзистора. В данном случае это по-

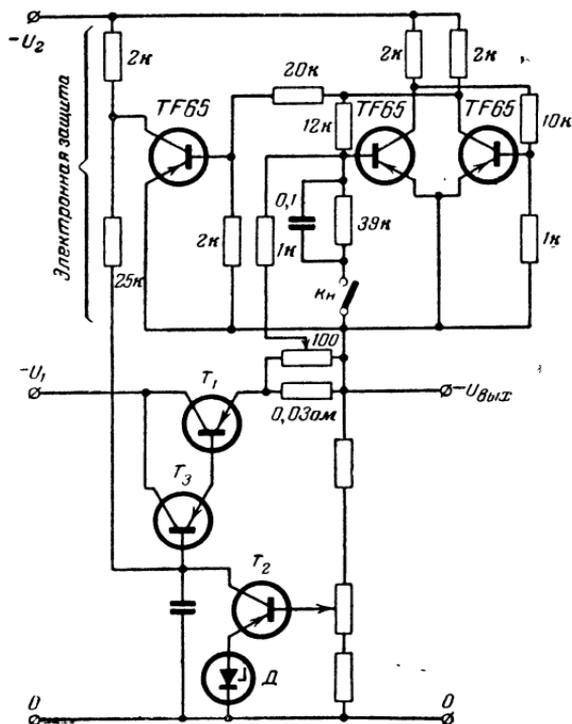


Рис. 4-13. Схема стабилизации с электронной защитой.

требует создания специальных теплоотводов. Лучшее использование последовательного транзистора получается, если работать в режиме переключения, как это показано на рис. 4-14.

В этой схеме сравнение номинального и фактического значений производится таким же образом, как в уже описанных примерах. Однако в этом случае цепь регулирования располагается за усилительным транзистором, и усиленное напряжение управляет триггером, выполненным по схеме с эмиттерной связью.

Конденсатор C , подключенный параллельно сопротивлению нагрузки, обуславливает механизм регулирования. Этот конденсатор заряжается через сопротивление R и управляемый транзистор и вновь частично разряжается через сопротивление нагрузки. Выходное напряжение имеет поэтому известную пульсацию (очевидно, сравнительно высокой частоты), которая запускает триггер, принимающий в зависимости от изменения ста-

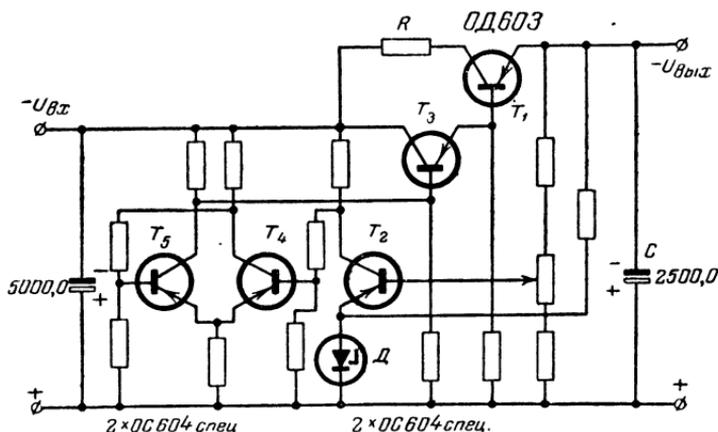


Рис. 4-14. Схема стабилизации с последовательным транзистором в режиме переключателя.

билизируемой величины одно из двух устойчивых состояний. Триггер через усилительную ступень (T_3) управляет последовательным транзистором T_1 , который при этом будет периодически открываться и закрываться. Пульсация на конденсаторе C будет тем меньше, чем выше усиление транзистора T_2 и чем выше чувствительность триггера. Из-за конечного времени переключения мощных транзисторов требуется относительно большое значение емкости конденсатора C .

Так как в момент заряда ток через последовательный транзистор будет больше, чем ток нагрузки, то при расчете схемы следует обращать внимание на то, чтобы не был превзойден допустимый пиковый коллекторный ток. Хотя схема, изображенная на рис. 4-14, имеет известные преимущества в отношении нагрузочной способности по-

следовательного транзистора, ей присущи и недостатки: более высокая пульсация, большие затраты (вследствие необходимости подключения на выходе конденсатора большой емкости), а также ухудшенная способность стабилизации. С точки зрения нагрева у этой схемы также нет значительного выигрыша, поскольку тепло, выделявшееся ранее в последовательном транзисторе, будет выделяться теперь в сопротивлении R .

У схем, описанных до сих пор, управляемый транзистор включался последовательно с сопротивлением нагрузки.

Но иногда встречаются схемы, у которых транзистор-регулятор включен параллельно нагрузке. Подобную схему называют схемой параллельной стабилизации. На рис. 4-15 показана подобная схема в упрощенном исполнении. В качестве эталона сравнения вновь применен кремниевый стабилитрон. Эта схема особенно пригодна для стабилизации напряжения питания с постоянным током нагрузки.

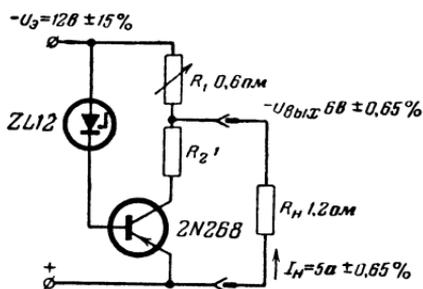


Рис. 4-15. Схема параллельного регулирования.

В данной схеме ток нагрузки был принят равным $I_n = 5$ а. Почти такой же ток течет и через транзистор. Если теперь напряжение питания будет повышаться, то через транзистор будет протекать больший ток, при этом на сопротивлении R_1 будет возникать дополнительное падение напряжения, что приведет к компенсации появившегося превышения напряжения. Коэффициент стабилизации этой схемы равен примерно 23.

В то время как источники постоянного напряжения должны иметь по возможности низкое внутреннее сопротивление, для источников постоянного тока требуется высокое внутреннее сопротивление. Подобный источник, отдающий постоянный ток, показан на рис. 4-16. Сравнение номинального и фактического значений здесь вновь происходит в транзисторе T_2 . Однако теперь напряжение U_R (на сопротивлении R), пропорциональное току нагрузки, сравнивается с опорным напряжением $U_{эТ}$

стабилитрона D . С помощью сопротивления R устанавливают необходимый ток.

Для выяснения принципа действия предположим, что сопротивление нагрузки увеличилось на малую величину. Благодаря этому уменьшится падение напряжения на сопротивлении R , и потенциал на базе транзистора T_2 ста-

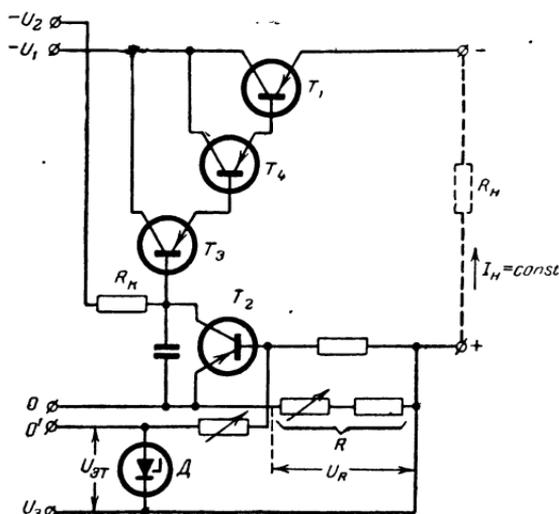


Рис. 4-16. Схема стабилизированного источника постоянного тока.

нет более положительным. Но это вызовет уменьшение коллекторного тока T_2 и уменьшение падения напряжения на R_H . Внутреннее сопротивление управляемого транзистора T_1 становится меньше благодаря действию транзисторов T_3 и T_4 , так что к нагрузке будет прикладываться большее напряжение, стабилизирующее ток до прежнего значения.

4-4. ТРАНЗИСТОР КАК РЕГУЛИРУЕМОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Если использовать участок эмиттер — база транзистора как диодный промежуток, то можно изменять в некоторых пределах его свойства с помощью переменного омического сопротивления, включенного между коллектором и базой. При уменьшении омического сопротивле-

ния между коллектором и базой уменьшается как прямое, так и обратное сопротивление диода. Предельные значения регулируемого сопротивления лежат между нулем и бесконечностью, что, с одной стороны, соответствует прямому соединению коллектора и базы, а с другой — разрыву. Таким образом, можно изменять обратное сопротивление, например, у транзистора GFT32 в отношении 2,5 : 1, а у GFT45 даже в отношении 4 : 1. Применение транзистора в качестве регулируемого сопротивления представляет интерес тогда, когда нужно использовать в схеме много однотипных диодов. Если при этом заменить один диод транзистором, то можно легко согласовать свойства его диодного промежутка со вторым (обычным) диодом.

Дальнейшее применение этого принципа может иметь место там, где малой изменяющейся мощностью нужно управлять значительно большей мощностью потребителя. На рис. 4-17 показана пригодная для этой цели схема. Транзистор работает в схеме с общим эмиттером, так как при этом можно достигнуть большого усиления по току и по мощности. Следовательно, в этом случае можно обойтись особенно малым управляющим током и соответственно малой управляющей мощностью. Потребителем (R_H) может быть, например, электродвигатель, лампа накаливания и т. д.

Величина напряжения питания U_2 соответствует максимальному рабочему напряжению потребителя. Однако это напряжение не должно перегружать транзистор ($U_2 \approx U_{кэ}$). Кроме того, необходимо также, чтобы максимальное потребление тока потребителем не превышало максимально допустимого коллекторного тока выбранного транзистора. Мощность, необходимая для управления транзистором, отбирается от второго источника напряжением U_1 через потенциометр R . Движок потенциометра может приводиться во вращение как от руки, так и от механического привода.

Эта схема представляет пример простого транзистора-регулятора, в которой отбираемая потребителем мощность зависит от соответствующего положения движка

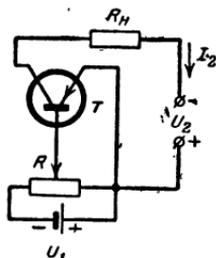


Рис. 4-17. Транзистор как регулируемое сопротивление.

потенциометра. При этом управляющая мощность для транзистора может подводиться от другого источника, например от фотосопротивления, измерительного моста и т. д. Осуществить управление можно не только постоянным током или постоянным напряжением, но вследствие выпрямляющего действия участка эмиттер — база возможно осуществить также управление переменным током или соответственно переменным напряжением.

Зависимости при управлении наглядно изображаются на семействах характеристик соответствующего транзистора (рис. 4-18). В правом верхнем квадранте семейства характеристик $I_K = f(U_{КЭ})$ проведена нагрузочная прямая R_H потребителя (здесь $R_H = 7,5 \text{ ом}$ при напряжении питания 15 в). Максимальная мощность потерь транзистора GFT4012 $P_{K, \text{ макс}} = 20 \text{ вт}$ при температуре шасси $T_{ш} = 25^\circ \text{ С}$. Характеристика позволяет установить, что допустимая мощность потерь для транзистора не превышает до температуры $T_{ш} = 60^\circ \text{ С}$.

Далее из рис. 4-18 можно определить необходимый управляющий ток для создания необходимого тока потребителя и распределение напряжения между потребителем и транзистором. Эти величины будут характеризовать точку A , в которой прямая нагрузочного сопротивления пересекается как с ординатой соответствующего тока потребителя $-I_K$, так и с соответствующей кривой управляющего тока $-I_B$. Если, например, ток потребителя $-I_K = 0,95 \text{ а}$, то необходимый управляющий ток будет равен $-I_B = 30 \text{ ма}$. Для того чтобы определить управляющее напряжение, соответствующее управляющему току, нужно от рассматриваемой точки A в семействе характеристик $I_K = f(U_{КЭ})$ перейти к рассмотрению лежащих ниже характеристик $U_{КЭ} = f(U_{БЭ})$ (для чего на рис. 4-18 из точки A проведена пунктиром прямая линия). Линия, соответствующая току потребителя $0,95 \text{ а}$ и току базы 30 ма , пересекает характеристику ($-I_B = 30 \text{ ма}$) в точке при $-U_{БЭ} = 0,4 \text{ в}$. Зная величины управляющего тока $-I_B$ и напряжения $-U_{БЭ}$, можно получить необходимую управляющую мощность:

$$P_{упр} = (-I_B)(-U_{БЭ}) = 0,03 \cdot 0,4 = 0,012 \text{ вт}.$$

Вертикаль, опущенная из рабочей точки на ось $-U_{КЭ}$, разделяет полное напряжение батареи на напряжение, выделяющееся на транзисторе (расположено слева от

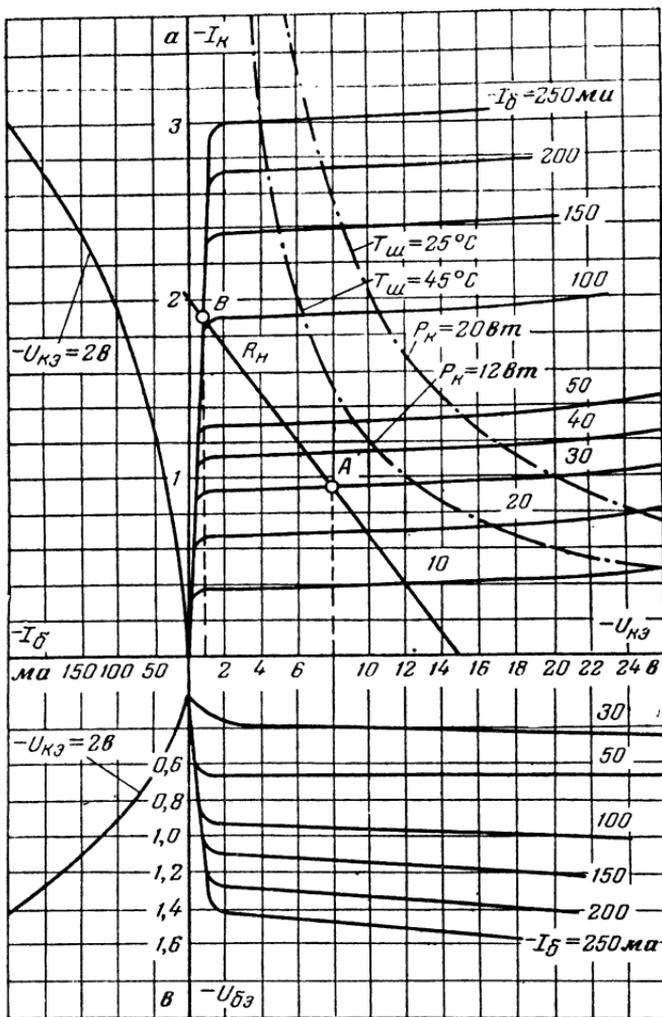


Рис. 4-18. Семейства характеристик транзистора GFT4012.

рабочей точки и равно 8 в), и напряжение, выделяющееся на потребителе (справа от рабочей точки и равно $15 - 8 = 7$ в). При заданном токе 0,95 а потребляемая транзистором мощность равна $8 \cdot 0,95 = 7,6$ вт, а отдаваемая потребителю $7 \cdot 0,95 = 6,65$ вт. Если управление транзистором осуществлять с помощью больших токов, то

отбираемая потребителем мощность будет увеличиваться с повышением тока, мощность потерь в транзисторе, напротив, уменьшится. Следовательно, его «сопротивление» становится меньше.

С помощью нагрузочной прямой можно установить, наконец, значение наименьшего падения напряжения на транзисторе, которое для случая полного управления транзистором нельзя превосходить при заданном токе

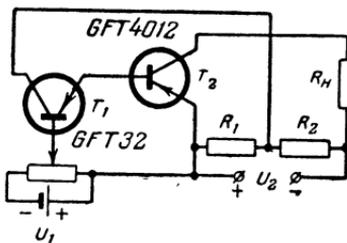


Рис. 4-19. Регулируемое сопротивление с дополнительным управляющим транзистором.

потребителя. Это наименьшее значение определяется точкой пересечения нагрузочной прямой R_H с поднимающейся ветвью характеристики. На рис. 4-18 этой точкой является точка B , в которой нагрузочная прямая и характеристика пересекаются при $-U_{кэ}=0,6$ в (напряжение, соответствующее точке изгиба характеристики).

Если мощности, отбираемой от источника управления, оказывается недостаточно для

управления мощным транзистором, то можно подключить второй транзистор (рис. 4-19). При этом между обоими транзисторами T_1 и T_2 целесообразно применить гальваническую связь, для которой не требуется дополнительных элементов связи. В этой схеме транзистор T_1 , служащий для усиления, управляется так же, как в схеме на рис. 4-17, однако здесь возможно и другое управление. Делители напряжения R_1 и R_2 требуются в том случае, когда напряжение U_2 превосходит допустимое коллекторное напряжение для транзистора T_1 . Но если напряжение U_2 ненамного больше допустимого коллекторного напряжения, то вместо делителя напряжения можно включить соответственно большее сопротивление для ограничения тока в коллекторной цепи T_1 .

Если применить, например, в качестве управляющего транзистор T_1 типа GFT32, а в качестве мощного транзистора выбрать GFT4012, то для управления коллекторным током транзистора T_2 , взятым в предыдущем примере равным $0,95$ а, достаточно будет к транзистору T_1 при $-U_{кэ}=1$ в подвести базовый ток $\sim 0,4$ ма при напряжении на базе $\sim 0,2$ в, т. е. мощность управления со-

ставит всего 80 мквт. Если имеющаяся в распоряжении мощность управления очень мала, то для полного управления окончательным транзистором можно создать предварительные цепи усиления на двух или трех транзисторах. В этом случае вместо гальванической связи часто применяется RC-связь, так как при этом легко стабилизируется рабочая точка транзистора. Очевидно, в этом случае управление происходит на переменном токе.

Дальнейшее возможное применение транзистора в качестве регулируемого сопротивления можно найти при построении стабилизаторов постоянного напряжения. Простая схема такого типа показана на рис. 4-20. Здесь $U_{вх}$ означает колеблющееся входное напряжение и $U_{вых}$ — напряжение на нагрузке R_H , которое по возможности должно быть постоянным. Напряжение U является постоянным опорным напряжением, которое подается от никель-кадмиевой батареи, нагруженной на сопротивление R_2 , или от стабилитрона, для которого R_1 служит добавочным сопротивлением. Потенциометр R_2 устанавливают так, чтобы к нагрузке R_H подавалось необходимое напряжение. Так как зависимости здесь являются такими же, как в схеме на рис. 4-17, то входное напряжение $U_{вх}$ должно быть больше выходного напряжения $U_{вых}$ на величину падения напряжения на транзисторе, т. е. транзистор подобно соответствующей ламповой схеме действует как последовательно включенный. Следует обратить внимание на то, что часть напряжения, падающая на транзисторе, должна быть выше напряжения изгиба.

Колебания входного напряжения у этой простой схемы сглаживаются относительно хорошо, так как коллекторный ток мало изменяется при колебаниях коллекторного напряжения, поскольку это напряжение значительно превышает напряжение изгиба. Напряжение на потребителе остается постоянным даже при больших колебаниях $U_{вх}$. Равным образом $U_{вых}$ будет тем меньше изменяться в зависимости от потребления соответствующего тока, чем больше область прямолинейного управления у транзистора. Поэтому для некоторых транзисторов

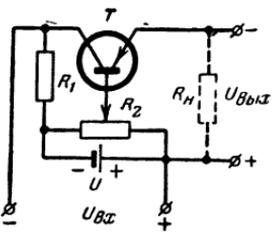


Рис. 4-20. Электронный стабилизатор напряжения.

бывает необходимо включение дополнительного сопротивления нагрузки в том случае, когда потребителем отбирается слишком малый ток.

Если простую схему регулирования, изображенную на рис. 4-20, дополнить усилительной ступенью, то получается схема, показанная на рис. 4-21, обладающая значительно лучшими стабилизирующими свойствами.

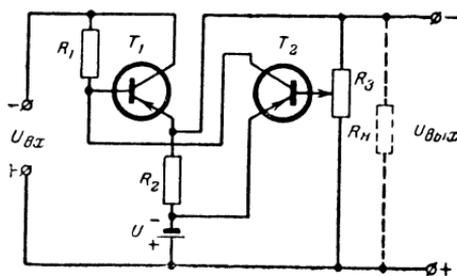


Рис. 4-21. Двухкаскадный стабилизатор напряжения.

Здесь транзистор T_1 соответствует транзистору T в схеме рис. 4-20, в то время как дополнительный транзистор T_2 сравнивает напряжение, снимаемое с части выходного напряжения потенциометром R_3 с опорным напряжением U и управляет током базы транзистора T_1 . Так как коллекторный ток T_2 должен соответствовать току базы T_1 , то выбор T_2 осуществляется таким же образом, как в схеме рис. 4-19 транзистора T_1 . Сопротивление R_2 соответствует сопротивлению R_1 на рис. 4-20, в то время как R_1 определяет рабочую точку транзистора T_2 . U этой схемы выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ можно изменять в широких пределах с помощью потенциометра R_3 . Высокая эффективность схемы получается в том случае, когда с помощью сопротивления R_1 будет выбрана оптимальная рабочая точка для транзистора T_2 , т. е. будет установлен не слишком малый коллекторный ток.

Высокая эффективность схемы получается в том случае, когда с помощью сопротивления R_1 будет выбрана оптимальная рабочая точка для транзистора T_2 , т. е. будет установлен не слишком малый коллекторный ток.

4-5. ТРАНЗИСТОР КАК ЭЛЕКТРОННЫЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ

Одним из наиболее важных применений транзистора является его использование в качестве электронного переключателя. Транзистор применяется как малогабаритный коммутационный элемент для схем мультивибраторов в вычислительных приборах, телевизионной технике, в электронных преобразователях и в приборах управления и регулирования.

Перед управляемым переключателем (на лампе или транзисторе) ставятся следующие требования: малая управляющая мощность, малое сопротивление коммутационного участка в проводящем состоянии, высокое со-

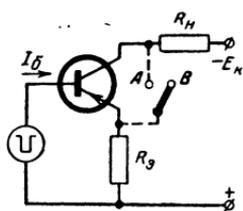


Рис. 4-22. Принцип действия электронного переключателя на транзисторе.

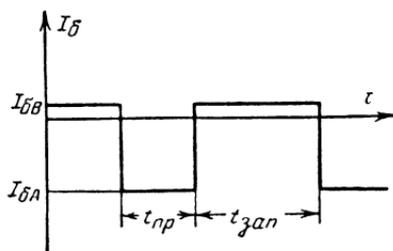


Рис. 4-23. Изменение тока I_B .

противление коммутационного участка в запертом состоянии и малое время перехода от закрытого состояния к открытому. Однако транзистор выполняет не все эти требования одинаково хорошо. Например, время перехода из одного состояния в другое из-за большей инертности носителей зарядов в транзисторе больше, чем в электронной лампе. Кроме того, темпера-

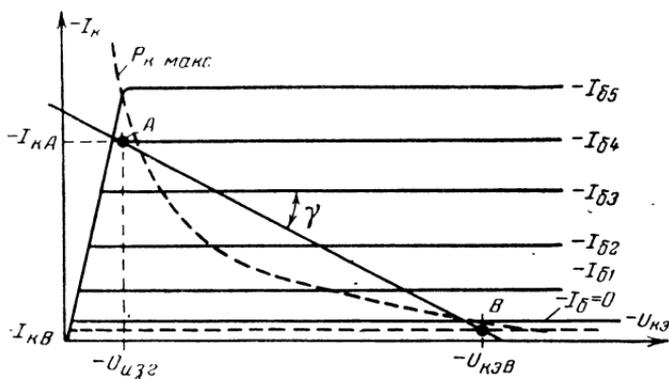


Рис. 4-24. Коллекторные характеристики и нагрузочная прямая.

турная зависимость полупроводника требует принятия соответствующих мер для осуществления компенсации. Преимущество транзистора по сравнению с лампой со-

стоит в низком напряжении питания, малом объеме, виброустойчивости и высоком к. п. д.

На рис. 4-22 показана простая схема переключателя. К базе плоскостного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, подводится управляющий импульс; сопротивление нагрузки R_H включено в цепь коллектора. Принцип действия переключателя поясняется рис. 4-23.

Сопротивлению нагрузки в семействе характеристик $I_K=f(U_K)$ соответствует нагрузочная прямая, наклон которой определяется величиной $\operatorname{ctg} \gamma$ (рис. 4-24). Тем самым при заданной амплитуде управляющего тока базы определяются рабочие точки для положений переключателя A и B . Положение A (малое сопротивление участка коллектор — эмиттер) соответствует открытому состоянию (переключатель замкнут), положение B (большое сопротивление участка коллектор — эмиттер) — закрытому (переключатель разомкнут).

Из рис. 4-24 можно определить, что в открытом состоянии транзистора прямое сопротивление равно:

$$R_{\text{пр}} = \frac{-U_{\text{изг}}}{-I_{\text{кА}}}, \quad (4-11)$$

где $U_{\text{изг}}$ — напряжение в точке изгиба характеристики. Это напряжение у транзистора-переключателя следует понимать также и как остаточное напряжение; чем оно меньше, тем меньше сопротивление $R_{\text{пр}}$ в прямом направлении. В общем случае напряжение в точке излома достигает, например, нескольких сот милливольт (для ОС76 — 400 мв, при $-I_K=125$ ма). Мощность $P_{\text{кА}}$, отбираемая в открытом состоянии, определяется как произведение напряжения $-U_{\text{изг}}$ на коллекторный ток $-I_{\text{кА}}$:

$$P_{\text{кА}} = (-U_{\text{изг}})(-I_{\text{кА}}). \quad (4-12)$$

Транзистор в рабочей точке B заперт, его сопротивление запираения имеет значение:

$$R_{\text{зап}} = \frac{-U_{\text{кэВ}}}{-I_{\text{кВ}}}. \quad (4-13)$$

Для того, чтобы получить по возможности высокое обратное сопротивление, рабочую точку B нужно установить так, чтобы ток $-I_{\text{кВ}}$ был равен обратному коллек-

торному току $-I_{кэ0}$. В закрытом состоянии транзистор потребляет мощность:

$$P_{кВ} = (-U_{кэВ})(-I_{кВ}). \quad (4-14)$$

Транзистор, используемый как переключатель, не будет перегружаться при любом времени переключения, если обе рабочие точки *A* и *B* лежат ниже кривой мощности потерь $P_{макс}$. Однако при достаточно высокой частоте следования импульсов будет играть роль только средняя коллекторная нагрузка, прикладываемая к транзистору. Если время переключения обозначить на рис. 4-23 через $t_{пр}$ и $t_{зап}$ (время пропускания и время запира-ния), то среднее значение мощности потерь при периодическом следовании прямоугольных импульсов равно:

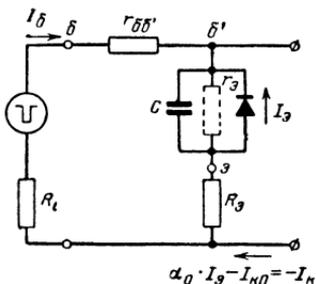


Рис. 4-25. Эквивалентная схема транзистора, используемого как переключатель.

$$P_{к} = \frac{P_{кА} t_{пр} + P_{кВ} t_{зап}}{t_{пр} + t_{зап}}. \quad (4-15)$$

До тех пор, пока средняя мощность потерь, рассчитанная по уравнению (4-15), не будет превышать максимально допустимого значения, транзистор не будет перегружаться. Однако при этом переходы из состояния *A* в состояние *B* и наоборот должны происходить очень быстро.

Под «мощностью переключения» транзистора следует понимать такую мощность P_0 , которая отбирается от сопротивления нагрузки R_n во время пропускания:

$$P_0 = R_n (-I_{кА})^2 = (E_k - U_{изг}) I_{кА}. \quad (4-16)$$

Для расчета временной зависимости эмиттерного или коллекторного тока примем за основу эквивалентную схему, изображенную на рис. 4-25. Прежде всего следует определить емкость C . Учитывая, что для схемы с общей базой

$$-\alpha_б = \frac{I_{к}}{I_{эб}}, \quad (4-17)$$

а

$$-\alpha_{об} = \frac{I_{к}}{I_э}, \quad (4-17a)$$

для случая, когда частота очень мала и ток при этом через емкость C не протекает, получим следующее выражение для отношения токов:

$$\frac{I_{\alpha\beta}}{I_{\alpha}} = \frac{r_{\alpha} + 1/j\omega C}{1/j\omega C} = 1 + j\omega Cr_{\alpha} = \frac{\alpha_{\beta}}{\alpha_{\alpha}}; \quad (4-18)$$

$$\left| \frac{\alpha_{\beta}}{\alpha_{\alpha}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega Cr_{\alpha})^2}}. \quad (4-18a)$$

Согласно определению для граничной частоты f_{α} имеем:

$$\frac{\alpha_{\beta}}{\alpha_{\alpha\beta}} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (4-19)$$

Тогда

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_{\alpha} Cr_{\alpha})^2}}$$

или

$$\omega_{\alpha} Cr_{\alpha} = 1; \quad \omega_{\alpha} = \frac{1}{Cr_{\alpha}}.$$

С учетом того, что граничная частота $f_{\alpha} = \frac{\omega_{\alpha}}{2\pi}$, получим:

$$f_{\alpha} = \frac{1}{2\pi Cr_{\alpha}}.$$

Отсюда находим искомую емкость:

$$C = \frac{1}{2\pi f_{\alpha} r_{\alpha}}, \quad (4-20)$$

т. е. емкость C определяется граничной частотой. Так как граничная частота при одинаковом изменении эмиттерного тока транзистора в схеме с общим эмиттером изменяется сильнее, чем в схеме с общей базой, целесообразно определять значение граничной частоты для схемы с общей базой; тогда граничная частота для схемы с общим эмиттером определяется из уравнения

$$f_{\alpha\beta}/f_{\alpha\beta} \approx \alpha_{\beta}/\alpha_{\alpha},$$

а отсюда уже можно определить значение емкости C .

Для характеристики эмиттерного диода с достаточной точностью справедливо следующее соотношение:

$$I_{\text{э}} = I_{\text{э0}} e^{U_{\text{эб}'}/U_{\text{T}}} - 1, \quad (4-21)$$

где $I_{\text{э0}}$ — теоретическое значение тока насыщения фиктивного диодного промежутка $\text{б}' - \text{э}$ в транзисторе в направлении запириания, $U_{\text{эб}'}$ — напряжение между внутренней точкой базы $\text{б}'$ и эмиттером э , а $U_{\text{T}} = kT_j/e$ — температурное напряжение.

Для изображенной на рис. 4-22 простой схемы переключателя коллекторная цепь по переменному току замкнута накоротко, так что в этом случае получаются простые и достаточно наглядные соотношения. Так как в цепи эмиттера включено, кроме того, сопротивление $R_{\text{э}}$, то величина эмиттерного тока при включении будет равна:

$$I_{\text{э}} = I_{\text{э0}} + i_{\text{э}}(1 - e^{-t/\tau}). \quad (4-22)$$

При этом $i_{\text{э}}$ — величина, зависящая главным образом от потенциала управляющего импульса. Постоянную времени τ рассчитываем из соотношения:

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_{\alpha}} \frac{R_{\text{вн}} + r_{\text{б,б}'} + R_{\text{э}}}{(1 - \alpha)(R_{\text{вн}} + r_{\text{б,б}'}) + R_{\text{э}} + r_{\text{э}}}. \quad (4-23)$$

Все величины можно определить с помощью параметров выбранного транзистора или измерить непосредственно. Важно то, что постоянная времени с ростом граничной частоты уменьшается. Можно еще больше уменьшить τ , если выбрать эмиттерное сопротивление $R_{\text{э}}$ достаточно большим. А именно, если $R_{\text{э}} \gg (R_{\text{вн}} + r_{\text{б,б}'})$, а $R_{\text{э}} \gg r_{\text{э}}$, то в предельном случае постоянная времени τ будет определяться только граничной частотой:

$$\tau = \frac{1}{2\pi f_{\alpha}} = \frac{1}{Cr_{\text{э}}}. \quad (4-24)$$

Однако при этом следует учитывать, что увеличение эмиттерного сопротивления $R_{\text{э}}$ потребует увеличения напряжения батареи из-за увеличения падения напряжения на этом сопротивлении. Результатом этого явилось бы увеличение мощности, потребляемой ступенью, и вытекающее отсюда уменьшение к. п. д.

4-6. ТРАНЗИСТОРЫ В ТЕХНИКЕ РЕГУЛИРОВАНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ

В технике автоматического регулирования цепь регулирования состоит из датчика, регулятора, исполнительного органа и регулируемого объекта. В технике сильного тока характерно наличие элементов, в которых вырабатываются команды, и элементов, в которых усиливается мощность. При этом элементы, вырабатывающие команды, служат для преобразования отклонений регулируемой величины в команды управления, а элементы, усиливающие мощность, служат для преобразования малой мощности команд управления до значення, необходимого для регулируемого объекта. В качестве элементов, усиливающих мощность, обычно используются магнитные усилители, электромашинные усилители и т. д.

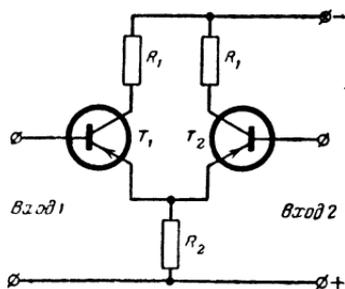


Рис. 4-26. Двухтактная схема — с эмиттерной связью.

Рассмотрим усилитель-регулятор, выполненный на транзисторах, имеющий большой коэффициент уси-

ления по току и разработанный для схем с положительной и отрицательной обратной связью. Для того чтобы усилитель мог усиливать любые низкие частоты, он должен быть выполнен, как усилитель постоянного тока. Для получения достаточно высокого коэффициента усиления по току необходимо иметь по крайней мере двухкаскадный усилитель. Входная и оконечная ступени должны работать по двухтактной схеме. Для входной ступени это необходимо для того, чтобы гарантировать высокое постоянство рабочей точки, а в оконечной ступени — для получения положительной и отрицательной обратной связи, поскольку усилитель имеет два выхода.

Для уменьшения влияния разброса параметров транзисторов целесообразно применять двухтактную схему с общим эмиттерным сопротивлением (рис. 4-26). Принцип действия схемы с эмиттерной связью заключается в следующем: так как напряжение на участках эмит-

тер — база обоих транзисторов очень мало, то входы имеют такой же потенциал, как эмиттер. Потенциалы на входе определяются напряжением на общем эмиттерном сопротивлении R_2 и тем самым суммой эмиттерных токов, а следовательно, в первом приближении суммой коллекторных токов. Это означает, что входные потенциалы обеспечивают постоянное значение суммы коллекторных токов. Поэтому коллекторные токи транзисторов T_1 и T_2 могут изменяться только в противофазе.

Для управления схемой возможны два случая:

а) Оба входных напряжения изменяются в противофазе на одну и ту же величину. Это ведет к противоположному управлению обоими транзисторами, а сумма коллекторных токов и эмиттерный потенциал остаются постоянными. Оба транзистора ведут себя, как в обычной схеме с общим эмиттером с соответствующим высоким усилением.

б) Оба входных напряжения изменяются в фазе на одну и ту же величину. Так как в этом случае оба транзистора управляются напряжениями, находящимися в фазе, то изменяется сумма коллекторных токов. Но достаточно незначительного изменения тока для того, чтобы потенциал на эмиттере мог следовать за изменением напряжения на обоих входах и тем самым препятствовать дальнейшему процессу управления. Оба транзистора работают, как в схеме с общим коллектором, и практически не имеют усиления. В общем случае схема находится под воздействием разности управляющих напряжений, которые подаются ко входам.

Эта схема имеет ряд преимуществ. Так, потребляемый ток не зависит от процесса управления усилителя, а изменение напряжения батареи проявляется как влияние синфазного управления, которое не вызывает смещения рабочей точки. Поэтому здесь не требуется стабилизации напряжения батареи. Если транзисторы имеют одинаковые температурные свойства, то изменение окружающей температуры проявляется как синфазное управление. Таким образом, двухтактная схема обладает высокой электрической и тепловой стабильностью. Если усилитель работает с симметричным входом, то помехи одинаковой величины, действующие на входах и обусловленные паразитной емкостной связью, не оказывают влияния на процесс регулирования.

Ниже описывается двухпозиционный регулятор на транзисторах. В предусмотренной области применения регулятора требуется выходная мощность ~ 100 вт, которая из-за ограниченной мощности потерь на коллекторе у существующих типов транзисторов не может быть получена для непрерывного режима работы схемы. Поэтому транзисторы работают как переключатели, у которых управляемая мощность ограничивается не мощностью потерь на коллекторе, а максимально допустимыми значениями коллекторного тока и коллекторного напряжения. Режим работы переключателя на транзисторе аналогичен работе двухпозиционного регулятора, однако эта аналогия не будет иметь места, если постоянная времени регулируемого объекта будет больше частоты переключения.

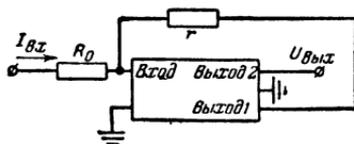


Рис. 4-27. Схема усилителя с положительной обратной связью.

Регулятор содержит тактовый датчик и окончную ступень. Тактовый датчик должен преобразовывать сигнал рас-

согласования (постоянное напряжение или постоянный ток) в команды для управления окончной ступенью. В качестве команд используется управляемая длительность импульсов прямоугольного напряжения, коэффициент заполнения которых определяет вместо непрерывной выходной величины меру воздействия на регулятор. Подобный тактовый датчик может быть выполнен на основе усилителя постоянного тока.

На рис. 4-27 показана блок-схема усилителя с положительной обратной связью. Управляющий сигнал подводится на вход. Выход 1 находится в фазе, а выход 2 — в противофазе по отношению к входу. Таким образом, положительную обратную связь можно подавать с выхода 1.

На рис. 4-28,а показана статическая характеристика усилителя без обратной связи (выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ в зависимости от входного тока $I_{\text{вх}}$). Крутизна характеристики определяет сопротивление передачи

$$R_{\text{п}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вх}}} = 10 \text{ Мом.}$$

На рис. 4-28, б, в и г представлены характеристики усилителя, охваченного положительной обратной связью через сопротивление r (рис. 4-27). Для $r > R_{\Pi}$

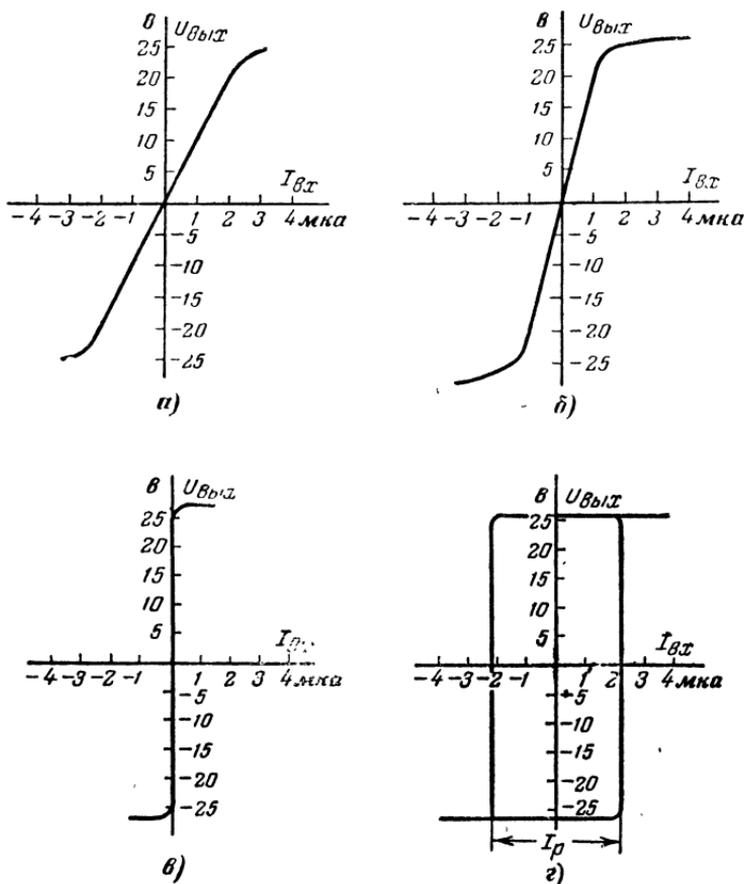


Рис. 4-28. Статические характеристики усилителя.
 а — без обратной связи ($r = \infty$); б — обратная связь ниже критической ($r = 2R_{\Pi}$); в — критическая обратная связь ($r = R_{\Pi}$); г — обратная связь выше критической ($r = 0,5 R_{\Pi}$).

(рис. 4-28, б) за счет положительной обратной связи характеристика усилителя становится более крутой. Если $r = R_{\Pi}$ (рис. 4-28, в), то крутизна характеристики достигает значения, равного ∞ . При $r < R_{\Pi}$ (рис. 4-28, г) уси-

литель имеет опрокидывающуюся характеристику с так называемой шириной реагирования I_p , равной:

$$I_p = U \left(\frac{1}{r} - \frac{1}{R_{\Pi}} \right). \quad (4-25)$$

Если ввести отрицательную обратную связь, как показано на рис. 4-29, то в предположении, что R_{Π} достаточно велико по отношению к сумме сопротивлений $R_1 + R_2$, получаем выражение для частотной характеристики схемы:

$$F = K (1 + pT), \quad (4-26)$$

где K — пропорциональное усиление,

$$K = \frac{R_1 + R_2}{R_0}; \quad (4-27)$$

T — время обратного действия,

$$T = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_2. \quad (4-28)$$

При изменении входного напряжения на величину $\Delta U_{\text{вх}}$ происходит наложение дифференцированного импульса, пропорционального $K \Delta U_{\text{вх}}$, изменение формы которого соответствует $KT \Delta U_{\text{вх}}$.

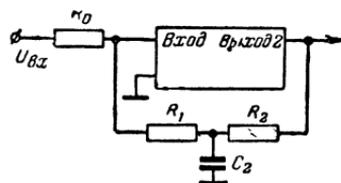


Рис. 4-29. Схема усилителя с отрицательной обратной связью.

На рис. 4-30 приводится статическая характеристика такого усилителя. Крутизна ее соответствует величине пропорционального усиления K .

В своем простейшем варианте схема с тактовым датчиком содержит комбинацию из безынерционной положительной обратной связи и инерционной отрицательной обратной связи (рис. 4-31). Положительная обратная связь придает усилителю свойство двухпозиционности, а совместное действие обоих видов связи обуславливает непрерывное опрокидывание усилителя из одного устойчивого состояния в другое. Для характеристики статических свойств тактового датчика на рис. 4-32 приведена зависимость среднего значения выходного напряжения $U_{\text{вых, ср}}$ от входного напряжения

$U_{\text{вх}}$. Практически она имеет такой же вид, как и характеристика, изображенная на рис. 4-30.

На рис. 4-33 показана частота переключения f как функция среднего значения выходного напряжения. Для максимума, имеющего место при $U_{\text{вх.ср}}=0$, частота переключения f' будет равна:

$$f' = \frac{U}{4I_p R_1 R_2 C_2}. \quad (4-29)$$

Путем введения интегрирующей емкости C_1 (рис. 4-34) и безынерционной сверхкритической положительной обратной связи (рис. 4-35) получают интегрирующий усилитель со свойствами интегрально-пропорционального двухпозиционного регулятора. На рис. 4-36 приведены

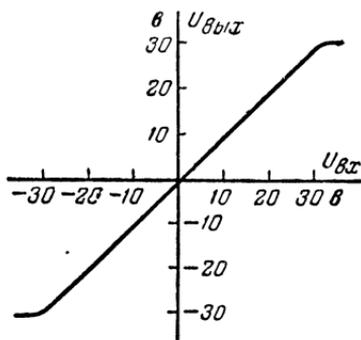


Рис. 4-30. Статическая характеристика усилителя с пропорциональной обратной связью.

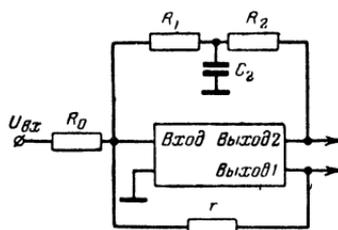


Рис. 4-31. Тактовый датчик с пропорциональной характеристикой.

статические характеристики этого тактового датчика.

В оконечной ступени, следующей за тактовым датчиком, напряжение прямоугольной формы, поступающее с датчика, усиливается тремя каскадами на транзисторах до требуемой мощности переключения 100 вт. Между собой каскады связаны гальванически, поэтому возможна передача прямоугольного импульса любой длительности. Оконечная ступень имеет время переключения ~ 10 мксек и может работать вплоть до частоты 1 кГц без опасения, что выделяющаяся при переключении мощность потерь повредит транзистор. На рис. 4-37 показано соединение оконечной ступени с обмотками управления магнитного усилителя или генератора Леонарда.

Диод, включенный параллельно нагрузке, служит для устранения перенапряжений, имеющих место в случае переключения при индуктивном характере нагрузки. Применение симметричного каскада с оконечной ступени (рис. 4-37,б) дает возможность повысить выходную мощность регулятора до 200 вт.

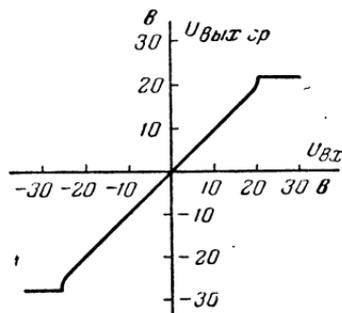


Рис. 4-32. Статическая характеристика пропорционального тактового датчика.

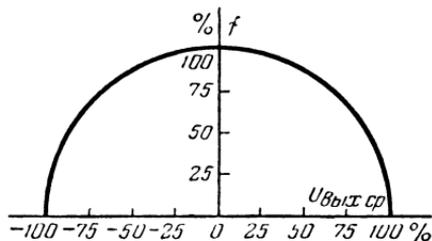


Рис. 4-33. Зависимость частоты переключений от среднего значения выходного напряжения.

На рис. 4-38 приведен пример применения двухпозиционного регулятора на транзисторах для регулирования числа оборотов привода, питаемого по схеме Леонарда. Оконечные ступени работают в противофазе

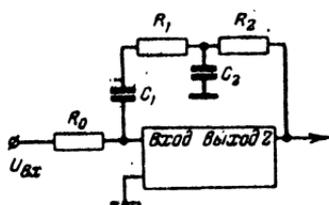


Рис. 4-34. Интегрально-пропорциональный регулятор непрерывного действия.

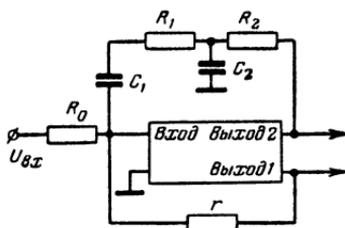


Рис. 4-35. Двухпозиционный интегрально-пропорциональный регулятор.

с полем генератора Леонарда. Постоянная времени возбуждения генератора $T_{\text{возб}} = 230$ мсек, а механическая постоянная времени мотора $T_{\text{м}} = 120$ мсек компенсируются в регуляторе.

Для безынерционного управления ртутными выпрямителями можно с успехом использовать системы управ-

ления, также выполненные на транзисторах. Ртутный выпрямитель может служить не только для целей преобразования переменного тока в постоянный, с его по-

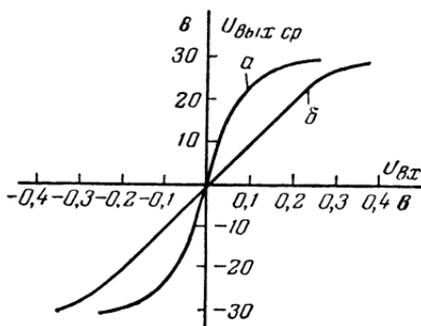


Рис. 4-36. Статическая характеристика интегрально-пропорционального двухпозиционного регулятора (а) в сравнении с характеристикой усилителя, не охваченного обратной связью (б).

мощью открываются широкие возможности длительного и безынерционного управления создаваемым постоянным напряжением. Для этого на сетку выпрямителя подводится в определенной фазе поджигающийся импульс от системы управления. Среднее значение выпрямленного напряжения зависит от фазы поджигающего импульса относительно анодного напряжения. Система

управления вырабатывает эти поджигающие импульсы и изменяет их фазу в зависимости от входной величины.

Ртутный выпрямитель делает возможным осуществить очень быстрое управление выпрямленным напряжением. Поскольку на зажегшийся анод больше невозможно воздействовать, получается затяжка во времени, среднее значение которой при обычно употребляемой шестифазной схеме с отсасывающей катушкой составляет 1,7 мсек. Употреблявшиеся до сих пор магнитные системы управления имели еще большую постоянную времени (15—20 мсек),

превосходившую на порядок постоянную времени выпрямителя. Для снижения добавочной постоянной времени была разработана безынерционная система управ-

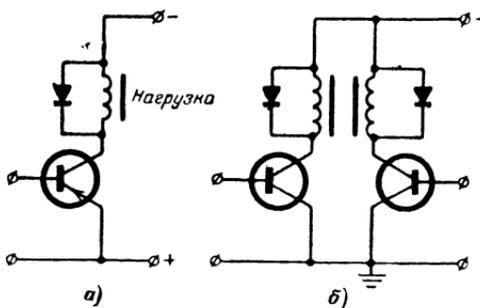


Рис. 4-37. Оконечные каскады. а — несимметричный; б — симметричный.

ления, построенная на транзисторах. Она требует очень малой входной мощности, так как мощность, необходимая для управления выпрямителем, вырабатывается только в выходной ступени. Поэтому становится возможным применить регулятор малой мощности, подобно вышеописанному регулируемому усилителю на транзисторах.

Собственно управляющее устройство состоит из шести одинаковых управляющих блоков (для шести фаз), вырабатывающих поджигающие импульсы. Каж-

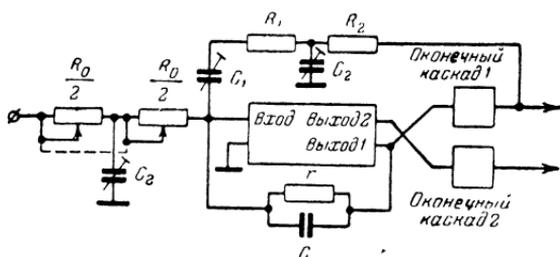


Рис. 4-38. Блок-схема агрегата Леонарда, управляемого с помощью транзисторов.

дый блок содержит три плоскостных транзистора *p-n-p* типа, работающих в режиме переключения, т. е. находящихся либо в открытом, либо в закрытом состоянии. Схема выполнена таким образом, что граничные параметры транзисторов в любом случае не могут быть превышены. На рис. 4-39,а показана принципиальная схема блока управления. На одно из анодных напряжений выпрямителя, пропорциональное переменному напряжению u , накладывается входное управляющее напряжение u_y , определяющее фазу поджигающего импульса. Сумма этих напряжений управляет транзистором T_1 . Ток базы $i_{б1}$, протекающий во время действия отрицательной полуволны суммарного напряжения, обуславливает появление коллекторного тока $i_{к1}$, величина которого определяется сопротивлением коллектора R_1 . Во время действия положительной полуволны суммарное напряжение запирает T_1 , отчего коллекторный ток становится равным нулю. В первом случае происходит разряд конденсатора C через сопротивление R_3 и транзистор T_1 , во втором — заряд его через участки эмиттер—

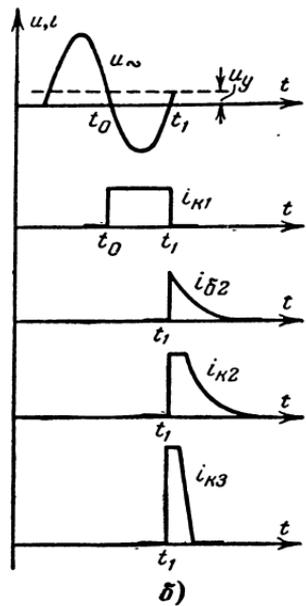
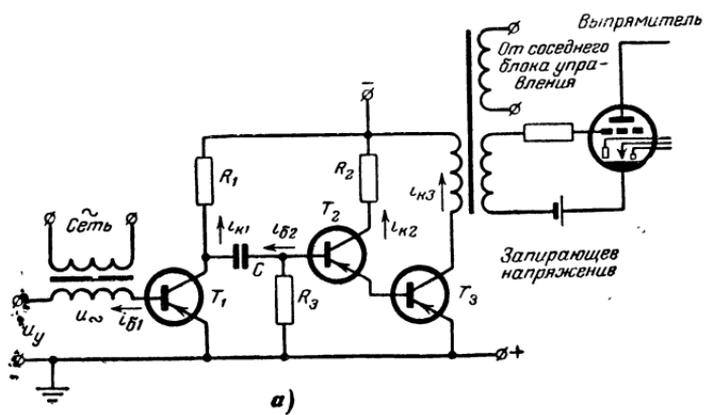


Рис. 4-39. Принципиальная схема блока управления ртутным выпрямителем (а) и соответствующая временная диаграмма (б).

база транзисторов T_2 и T_3 и сопротивление R_1 . Этот ток заряда i_{62} , продолжительность которого обуславливается постоянной времени R_1C , управляет транзисторами T_2 и T_3 , включенными по каскодной схеме, в результате чего через первичную обмотку сеточного трансформатора протекает мощный токовой импульс $i_{кз}$. На вторичной обмотке его создается поджигающий импульс для управляющей сетки с фазой, определяемой временем t_1 (рис. 4-39,б).

Сдвиг во времени поджигающего импульса происходит в результате изменения управляющего напряжения u_y . Это приводит к изменению времени нахождения в открытом состоянии транзистора T_1 , что в свою очередь изменяет момент окончания заряда или разряда конденсатора C . Таким образом, происходит сдвиг во времени тока i_{62} . С помощью второй первичной обмотки сеточного трансформатора, по которым протекает импульсный ток, вырабатываемый соседним блоком управления, возникает двоянный импульс, поступающий на сетку выпрямителя, благодаря чему выпрямитель при полном управлении может проводить ток тотчас же после подключения противоположного напряжения.

При повреждениях, имеющих место в результате коротких замыканий или обратного зажигания, для отключения постоянного тока приходится снимать зажигание с неповрежденных анодов путем прекращения подачи поджигающих импульсов на управляющую сетку. До сих пор отключение этих импульсов осуществлялось с помощью быстродействующих механических реле, которые, однако, обладали временем срабатывания порядка нескольких миллисекунд. И прежде чем реле прекратит подачу поджигающих импульсов на последующие аноды, ток короткого замыкания успевает достигнуть значительной величины. Поэтому в блоке управления на транзисторах предусмотрена бесконтактная блокировка сетки, которая мгновенно срывает поджигающий импульс после превышения током определенной величины. Сеточная блокировка состоит из опрокидывающейся схемы на двух транзисторах. В своем нормальном состоянии она не оказывает никакого действия на поджигающий импульс. При какой-либо неисправности, происходящей, например, в первичной обмотке выпрямительного трансформатора, схема опрокидывается во

второе устойчивое состояние, осуществляя при этом либо подавление импульса, либо сдвиг его во времени. Вспомогательное реле, стоящее за сеточной блокировкой, дает команду для соответствующего сообщения о неисправности и для контроля.

Поскольку характеристики германиевых транзисторов изменяются в зависимости от температуры, схема блока управления должна выполняться таким образом, чтобы исключить влияние температуры на положение фазы поджигающего импульса вплоть до 40°C . На работу транзистора в режиме переключателя изменение его характеристик не оказывает никакого влияния. Необходимо лишь в достаточной степени уменьшить величину обратного тока коллектора с тем, чтобы транзистор не терял своих запирающих свойств также и при высоких температурах.

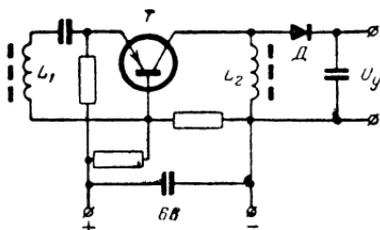


Рис. 4-40. Схема сигнального устройства.

Перед регистрирующим прибором часто ставится требование, чтобы после достижения заранее установленного показания осуществлялось срабатывание сигнального или регулирующего механизма. Для этого используются болометрические, фотоэлектрические, емкостные или индуктивные датчики. Аппаратура подобного рода до сегодняшнего дня выполнялась в своей электронной части на лампах. Здесь также можно предложить использовать транзистор как очень удобный схемный элемент; при этом в приборе с малыми габаритами можно разместить всю электронную часть, а переключающийся сигнал снимать непосредственно с клемм прибора. Практически такие устройства целесообразно выполнять из двух блоков: а) высокочастотного с контурами и электроникой и б) переключающих схем, использующих транзисторные переключатели и реле на мощность переключения до 60 вт.

Основу схемы составляют две высокочастотные катушки L_1 и L_2 (рис. 4-40), имеющие малые габариты и намотанные на ферритовых стержнях, связанных друг с другом. Эти катушки представляют собой индуктив-

ность колебательного контура и катушку обратной связи высокочастотного генератора с индуктивной обратной связью, собранного на транзисторе. Действие этого высокочастотного датчика состоит в том, что при достижении стрелкой прибора определенного показания в пространство между катушками вводится экранирующая пластина, жестко связанная с помощью рычага со стрелкой прибора, что приводит к срыву колебаний высокой частоты. С выпрямительного выхода высокочастотного генератора снимается напряжение около 1 в, после срабатывания устройства колебания срываются и постоянное напряжение на выходе становится равным нулю. Такой способ работы обеспечивает высокую надежность, так как выход из строя электронного блока будет также обуславливать появление аварийного сигнала. Экранирующая пластинка должна быть очень легкой, с тем чтобы в незначительной степени повышать момент инерции чувствительного прибора. Добавочный крутящий момент при этом не создается, так что у этого датчика реакция практически отсутствует. Вследствие жесткой механической связи экрана со стрелкой связь между показанием и сигналом является однозначной.

В одном приборе можно разместить несколько таких датчиков, реагирующих, например, на верхние или нижние граничные значения. Полоса реагирования обуславливается шириной экрана. В практических случаях она составляет 10% ст шкалы прибора. Часто бывает необходимым поддерживать сигнал выше максимального или ниже минимального значения. Малые размеры устройства дают возможность построить из этих элементов двойной датчик. Такой датчик содержит два электрически независимых высокочастотных генератора, пары контуров которых жестко связаны друг с другом. Датчик работает как общий элемент схемы с двумя устойчивыми состояниями. Вследствие этого положение переключения его будет зависеть от направления движения стрелки индикатора.

С сигнальной электронной схемы сигнал в виде постоянного напряжения поступает на переключающую схему и осуществляет управление опрокидывающейся ступенью переключающего транзистора. При таком способе работы при малой мощности рассеяния в транзисторах можно управлять относительно высокой выход-

ной мощностью, так что имеется возможность подключения сильноточного реле с контактами, рассчитанными на мощность переключения 60 вт. Переключающая схема создает также постоянное напряжение, необходимое для эксплуатации высокочастотного датчика. Для построения обычного датчика граничного значения используют схему с одним устойчивым состоянием с последующим подсоединением транзистора-переключателя; для построения сигнального устройства, чувствительного и к направлению, используют схему с двумя устойчивыми состояниями. В слаботочных цепях в данном случае можно использовать также чувствительное поляризованное реле. Поскольку сигнальное устройство создает сигнал в виде постоянного напряжения, его связь со схемой переключения может осуществляться сколь угодно длительное время.

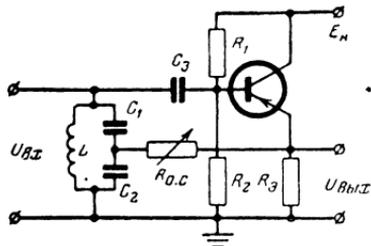


Рис. 4-41. «Умножитель Q » с параллельным контуром.

В качестве переключающихся элементов электронных устройств, в особенности в телемеханике, часто используются частотно-избирательные элементы, которые должны срабатывать на какой-либо одной частоте низкочастотного диапазона (ширина полосы колеблется от 10 до 100 гц). Поскольку добротность LC -контуров на низких частотах весьма мала, целесообразно применять здесь умножители добротности (так называемые «умножители Q »), собранные на транзисторах. Соответствующая схема приведена на рис. 4-41. Резонансное напряжение, возникающее на контуре L, C_1, C_2 , управляет транзистором. Выходным напряжением является падение напряжения на эмиттерном сопротивлении R_3 , одновременно оно служит для создания обратной связи, подающейся на контур через переменное сопротивление. Обозначая через $R_{вх}$ входное сопротивление резонансного контура, а через $R_{рез} = Q_0 \omega_0 L$ резонансное сопротивление контура на резонансной частоте ω_0 (Q_0 — добротность на частоте ω_0), получим действительное значение резонансного сопротивления из параллельного соединения $R_{вх}$ и $R_{рез}$:

$$R'_{рез} = \frac{R_{вх} R_{рез}}{R_{вх} + R_{рез}}. \quad (4-30)$$

Зная величину сопротивления $R'_{рез}$ и сопротивление в цепи обратной связи $R_{о.с.}$, можно получить коэффициент увеличения добротности:

$$k = \frac{Q_{эфф}}{Q_0} = \frac{R_{о.с.}}{R_{о.с.} - 0,25 R'_{рез}} = \frac{1}{1 - 0,25 \frac{R'_{рез}}{R_{о.с.}}}. \quad (4-31)$$

При очень малых значениях $R_{о.с.}$ значение коэффициента k приближается к нулю, при больших $k=1$. При промежуточных значениях k может принимать относительно высокие значения, например, при $R'_{рез}/R_{о.с.}=3,5$ $k=8$. Однако $R_{о.с.}$ нельзя выбирать слишком малым, т. к. могут возникнуть неустойчивости из-за самовозбуждения контура.

Входное сопротивление схемы, изображенной на рис. 4-41, определится из выражения:

$$\frac{1}{R_{вх}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{\alpha R_3} \quad (4-32)$$

(α — коэффициент усиления по току). Это выражение справедливо, если эмиттерное сопротивление R_3 мало и произведение $SR_3 \gg 1$ ($S = -\frac{\alpha}{h_{11}}$). Для обычных низкочастотных транзисторов эти условия всегда выполняются. Второе условие — так называемое требование стабильности:

$$SR_3 > 2k. \quad (4-33)$$

Произведение SR_3 можно взять из справочных данных транзистора, тем самым можно вычислить k . Зная требуемую добротность контура $Q_{эфф}$ (например, $Q_{эфф} = 500$), можно рассчитать необходимую добротность колебательного контура:

$$Q_0 = \frac{Q_{эфф}}{k} = \frac{2Q_{эфф}}{SR_3}. \quad (4-34)$$

Эта добротность должна быть создана за счет изготов-

ления контура с малыми потерями. В ненагруженном состоянии добротность будет равна:

$$Q_0 = \frac{R_{рез}}{\omega_0 L}. \quad (4-35)$$

После нагрузки на входное сопротивление $R_{вх}$ транзисторной схемы она уменьшается до значения:

$$Q'_0 = \frac{R'_{рез}}{\omega_0 L}. \quad (4-36)$$

Чтобы получить минимальное значение величины $R_{вх}$, определим из уравнений (4-35) и (4-36)

$$\begin{aligned} R_{рез} &= Q_0 \omega_0 L, \\ R'_{рез} &= Q'_0 \omega_0 L \end{aligned}$$

и подставим эти значения в уравнение (4-30), решенное относительно $R_{вх}$:

$$R_{вх} = \frac{R_{рез} R'_{рез}}{R_{рез} - R'_{рез}}.$$

В этом случае получим:

$$R_{вх.мин} = \omega_0 L \frac{Q_0 Q'_0}{Q_0 - Q'_0}. \quad (4-37)$$

В принципе безразлично, в каком резонансном контуре уменьшать потери: последовательном или параллель-

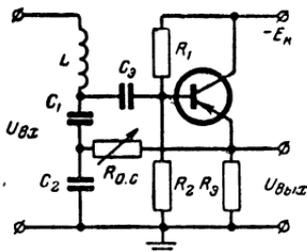


Рис. 4-42. «Умножитель Q » с последовательным контуром.

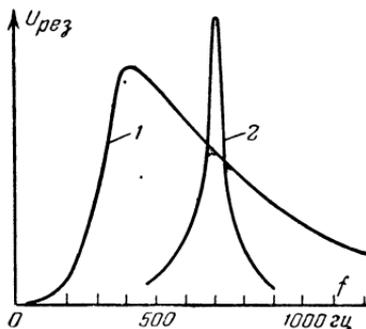


Рис. 4-43. Резонансные кривые LC-контура (1) и электронного фильтра (2).

ном. В телемеханике наиболее часто встречается случай, когда из спектра частот в широкой полосе нужно отфильтровать много отдельных значений частот, т. е. при этом большое число однотипных фильтров должно работать параллельно. В этом случае более целесообразно в противоположность рис. 4-41 применить последовательные резонансные контуры (рис. 4-42), тогда будет увеличиваться избирательность по соседнему каналу. С помощью подобного рода умножителя Q величину k получают до значений $k=100$. На рис. 4-43 кривая 1 соответствует напряжению, снимаемому с индуктивности L (рис. 4-42), а кривая 2 с крутыми фронтами и узкой полосой пропускания — выходному напряжению электронного фильтра в целом.

4-7. ТРАНЗИСТОРЫ В ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ

Различные положительные свойства транзисторов уже давно дали толчок исследовательским работам, направленным на выяснение возможности применения их в сильноточной аппаратуре. Мощность, которой можно управлять с помощью транзистора, ограничивается его допустимыми внутренними потерями при наивысшей рабочей температуре. Однако эта мощность потерь (рассеивания) является одним из важнейших параметров транзистора не только при применении их в сильноточной технике. При современном уровне развития она составляет для германиевых транзисторов ~ 150 вт.

Допустимая мощность потерь зависит в первую очередь от условий охлаждения, задание определенной величины ее имеет смысл поэтому лишь для вполне определенных условий охлаждения. Кроме того, эта мощность всегда должна рассматриваться совместно с другими характерными величинами, такими как усиление, предельные эксплуатационные данные по коллекторному току (у некоторых типов до 12 а) и коллекторному напряжению (у некоторых типов допустимое рабочее напряжение доходит до 100 в). Транзисторы с одинаковой мощностью потерь в зависимости от схемы и условий работы могут использоваться для съема совершенно различных мощностей. Например, в усилительных схемах в нагрузку обычно отбирается примерно четвертая часть

от мощности потерь. В особенности хорошее использование мощности получается при применении транзистора в режиме переключателя. При этом через транзистор протекает либо большой ток при очень малом падении напряжения на нем, либо к нему прикладывается полностью все напряжение батареи при протекании через него ничтожных токов. Мощность, передаваемая в нагрузку при работе с большими токами и малыми падениями напряжений, определяется как произведение значений максимального тока на максимальное напряжение. Она может в 20—100 раз превышать номинальное значение мощности потерь. Следовательно, с транзистора с номинальной мощностью рассеяния 15 вт при работе в режиме переключения можно отби-

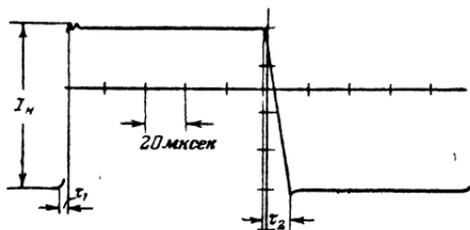


Рис. 4-44. Осциллограмма коллекторного тока при мгновенном включении и выключении управляющего тока.

рвать мощность около 1 кВт. Поэтому такие схемы представляют особый интерес и являются предметом интенсивных исследовательских работ. Важным шагом при этом явилось создание усилителей на транзисторах с непрерывным управлением, работающих в режиме переключения.

Динамический режим транзистора будет обуславливаться тем, насколько быстро ток в нагрузке будет следовать за скачкообразным изменением тока управления. На рис. 4-44 приведена переходная характеристика одного из мощных транзисторов. Время переключения для него составляет ~ 10 мксек. Поэтому в практике работы с сильноточной аппаратурой он может рассматриваться как безынерционный. Несмотря на это, с временем переключения необходимо считаться, поскольку в течение этого времени потери в транзисторе могут повыситься примерно до 25% от переключаемой мощности. Число переключений в 1 сек может быть различным в зависимости от конкретной схемы. При правильном расчете для имеющихся в настоящее время транзисторов вполне достижима частота переключений в несколько тысяч герц.

При применении транзисторов в сильноточных установках нет полной гарантии в их абсолютной эксплуатационной надежности. Поэтому прежде всего ставится вопрос о том, каким образом следует считаться с ограниченным сроком службы транзистора. К этому следует добавить, что у современных транзисторов не наблюдается изменений микроструктуры, вызывающих повышение сопротивления в прямом направлении и обусловленных различными факторами, прежде всего повышенной температурой (старение), как это имеет место у старых селеновых выпрямителей. Решающий прогресс в деле обеспечения эксплуатационной надежности был достигнут в отношении запирающихся свойств транзистора уже давно, его обусловил переход от выполнения неполностью защищенных от проникновения влаги транзисторов к изготовлению полностью герметизированных образцов. У транзисторов такого рода, поверхность которых, кроме того, перед герметизацией тщательно обрабатывается, эксплуатационная надежность настолько велика, что срок службы испытывавшегося длительное время транзистора ограничивался величиной какой-либо из перегрузок: тепловой, токовой или перегрузкой по напряжению.

В сильноточной технике транзистор во многих случаях может заменить электронные лампы или магнитные усилители. Благодаря своему малому прямому и высокому обратному сопротивлению он является идеальным переключателем. Из всех трех основных схем включения для работы в режиме переключения наиболее подходит схема с заземленным эмиттером. Она обладает тем преимуществом, что наряду с усилением напряжения она обеспечивает и усиление по току, в то время как схемы с заземленной базой и заземленным коллектором не обеспечивают усиления либо по току, либо по напряжению.

На рис. 4-45 показан цикл переключения транзистора, работающего в режиме периодического переключателя. В течение времени $\tau_{\text{зап}}$ транзистор заперт. Протекающий по нему ток $I_{\text{зап}}$ и напряжение $U_{\text{зап}}$ обуславливают мощность потерь $P_{\text{зап}} = I_{\text{зап}} U_{\text{зап}}$. Переход от режима запирающего к режиму пропуска происходит в течение времени переключения $\tau_{\text{п}}$, зависящего от крутизны базового тока или физических свойств транзисто-

ра. При этом рабочая точка переходит через «запрещенную» область, так что мощность потерь на короткое время достигает довольно большого значения. В течение последующего времени $\tau_{пр}$, когда транзистор работает в режиме пропускания тока, потери будут равны $P_{пр} = I_{пр} U_{пр}$. При этом $U_{пр}$ мало, а $I_{пр}$ велико по сравнению со случаем запираания. Вслед за этим наступает переход из области проводимости в область запираания, продолжительность которого можно принять равной времени $\tau_{п}$. Из общего цикла переключения можно получить граничные значения для температуры запирающего слоя коллектора при заданном напряжении и токе. Если не переходить эти границы, транзистор не будет перегружаться ни в один из моментов времени.

Одной из новых развивающихся областей применения транзисторов в сильноточной технике является создание преобразователей постоянного тока в переменный для питания люминесцентных ламп, если в распоряжении имеется аккумуляторная батарея с малой емкостью и низким напряжением, например, в автобусах. Такой преобразователь может иметь к. п. д. около 65%. На частотах в несколько килогерц к. п. д. лампы будет примерно на 20% выше, чем при питании от обычной сети с частотой 50 гц, кроме того, полностью исчезает мерцание лампы.

На рис. 4-46 приведена схема двухтактного преобразователя для питания люминесцентной лампы. Трансформатор Tr_1 создает на вторичной обмотке приблизительно прямоугольное напряжение. При этом мощность по переменному току получается относительно большой,

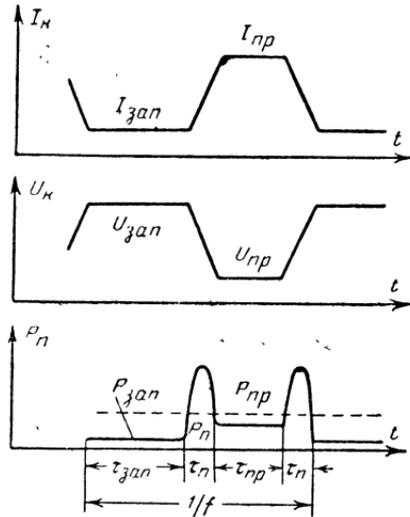


Рис. 4-45. Коллекторный ток, коллекторное напряжение и мощность потерь при переключении омической нагрузки.

так как на одном транзисторе, работающем в режиме прямого пропускания, падает очень малое напряжение, а через другой транзистор, который в это время заперт и к которому приложено значительное напряжение, протекает лишь весьма незначительный ток утечки. Только при коммутации через транзистор протекает заметный ток при одновременном приложении к нему повышенного напряжения. Особенно тщательно следует произвести расчет делителя напряжения R_1 и R_2 , так как величина смещения на обеих базах относительно эмиттеров очень критична. Генерируемая частота определяется индуктивностью холостого хода первичных обмоток трансформатора ω_1 и ω_2 , а также нагрузкой, напряжением питания, характеристиками и параметрами применяемых транзисторов.

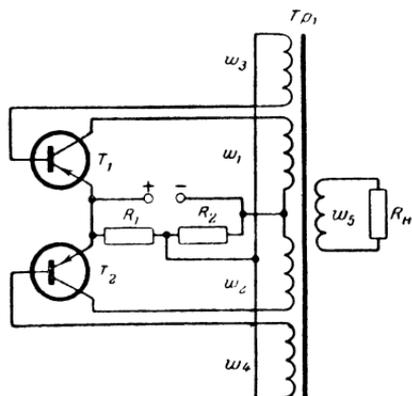


Рис. 4-46. Принципиальная схема двухтактного преобразователя.

Сопrotивление R_H на рис. 4-46 нельзя, однако, сразу заменить на люминесцентную лампу, поскольку потенциалы зажигания и горения у нее различны. Если бы с ненагруженного трансформатора снималось более высокое напряжение по сравнению с напряжением зажигания лампы, то транзисторы при нормальном горении лампы работали бы с недогрузкой и схема, следовательно, была бы неэкономичной. С помощью разогрева электродов током накала или путем нанесения проводящих полос на внешней стороне ламп, к которым подводится напряжение зажигания, можно достигнуть выравнивания напряжений зажигания и горения лампы.

В отличие от омического сопротивления нагрузки R_H , изображенного на рис. 4-46, люминесцентная лампа имеет падающую зависимость тока от напряжения, т. е. она представляет не постоянное, а зависящее от тока сопротивление. Как только происходит зажигание лампы, мгновенное значение коллекторного тока начинает

очень быстро повышаться, а частота увеличиваться, и работа преобразователя становится нестабильной. Этот вредный эффект можно, однако, уменьшить путем включения дросселя последовательно с лампой.

Практическая схема преобразователя на транзисторах для питания люминесцентной лампы показана на рис. 4-47. При этом ω_6 и ω_7 — накаливающие обмотки для разогрева электродов, ω_8 — добавочная обмотка для по-

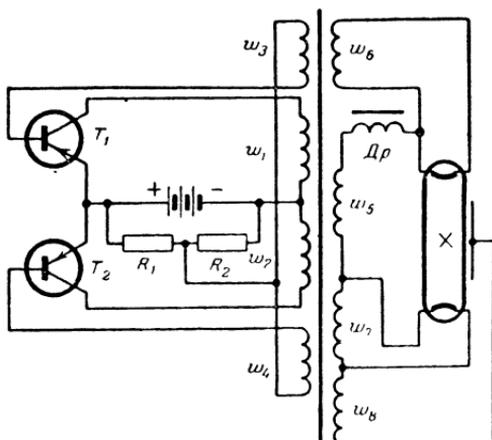


Рис. 4-47. Преобразователь для питания люминесцентной лампы.

лучения относительно высокого напряжения, подаваемого на проводящие полосы, нанесенные с внешней стороны лампы, $Др$ — стабилизирующий дроссель.

Если частота преобразователя достигает несколько килогерц, а для изготовления трансформатора и дросселя применены сердечники из феррита (ферроксида), то наряду с высоким к. п. д. лампы получается и высокий к. п. д. преобразователя. Устройство подобного рода было выполнено фирмой «Philips» для использования в автобусах и железнодорожных вагонах.

Подводя итоги, можно сказать, что транзистор вполне пригоден для применения в сильноточных установках. Исследовательские работы, проводившиеся в последнее время, имели целью выяснить, каким образом можно использовать транзистор в области управления сильны-

ми токами. С помощью транзистора можно построить простой и надежный регулятор для управления большими мощностями.

4-8. ФОТОТРАНЗИСТОРЫ

Принцип действия фотодиода и фототранзистора основывается на светочувствительности, или как принято говорить, на чувствительности к излучению граничного слоя $p-n$. Излучение, попадающее на $p-n$ граничный слой, к которому приложено напряжение в направлении запирания, обуславливает появление в нем носителей заря-

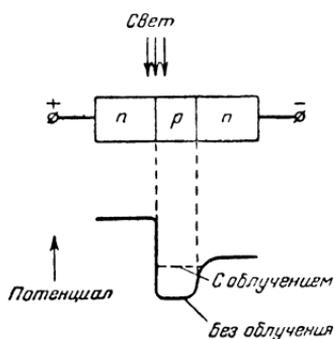


Рис. 4-48. Принцип действия фототранзистора.

да: электронов и дырок. Поэтому ток в направлении запирания будет повышаться, и для маленьких мощностей излучения он будет пропорционален падающей мощности излучения. Темновой ток, текущий в отсутствие излучения, составляет всего несколько микроампер. Фототок, текущий при действии облучения (например, световым потоком) будет больше на один-два порядка. Действующая светочувствительная поверхность у фотодиодов и

фототранзисторов очень тонка; правда, носители, создаваемые в кристалле вблизи запирающего слоя, будут также увеличивать фототок.

В общем случае применяют фототранзисторы типа $n-p-n$. База фототранзистора в противоположность обычным транзисторам не имеет проволочного вывода. На этот участок фокусируется световой луч. В среднем на каждый квант излучения приходится примерно 100 носителей заряда. На рис. 4-48 показана схема фототранзистора и диаграмма, показывающая изменение потенциала при отсутствии и наличии облучения.

Современные исследования направлены на то, чтобы сделать обычные $p-n-p$ плоскостные транзисторы чувствительными к световому потоку. Слой p формируется эмиттером: если освещать только p -слой, то световой

поток будет управлять коллекторным током транзистора.

Фототранзистор из-за его безынерционности применяется для многих технических целей. Например, в схеме переключения на ночное освещение при коллекторном напряжении 25 в можно управлять током около 4 ма, который вполне достаточен для срабатывания реле.

Возможно также изготовление транзисторов с двумя светочувствительными участками на эмиттере и коллекторе. При этом можно осуществить чувствительную мостовую схему, позволяющую измерять изменение света с высокой точностью. Фото-

транзисторы реагируют и на инфракрасное излучение; это свойство фототранзистора является очень важным. Такому преимуществу фототранзистора, как большая чувствительность, противостоят, правда, и некоторые недостатки. Так, например, собственные шумы фототранзистора являются весьма значительными. Кроме того, отсутствует линейная зависимость между током фототранзистора и освещенностью: вначале ток увеличивается примерно прямо пропорционально освещенности, а затем после некоторого значения освещенности он начинает возрастать очень быстро.

На рис. 4-49 показана схема фототранзистора включенного на входе однокаскадного усилителя. Так как оба транзистора имеют гальваническую связь, то можно измерять или регистрировать очень медленные изменения освещенности. Аналогичное устройство можно использовать для автоматического включения и выключения электрического освещения в помещениях или на улице в зависимости от интенсивности дневного света. Подобные схемы применяются также для считывания с перфокарт.

В соединении с выпрямителем эту схему можно использовать для измерения числа оборотов (рис. 4-50). С помощью вращающегося диска с отверстием на граничный слой фототранзистора попадают световые им-

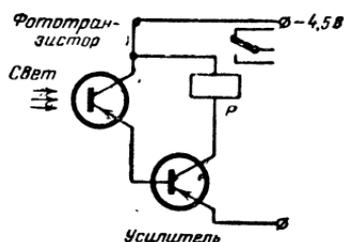


Рис. 4-49. Фототранзистор с усилителем.

пульсы с частотой, пропорциональной числу оборотов, которые преобразуются в соответствующие импульсы тока. Усиление фототранзистора выбрано таким образом, чтобы следующий транзистор ОС71 сильно перегружался и на его коллекторе возникало напряжение практически прямоугольной формы с амплитудой, соответствующей напряжению питания 4,5 в. При воздействии света на фототранзистор напряжение на коллекторе уменьшается до 0,3 в, в то время как в период затемнения к коллектору приложено почти полное напряжение батареи (при этом коллекторный ток очень мал).

С увеличением числа оборотов частота следования импульсов возрастает, а временная продолжительность

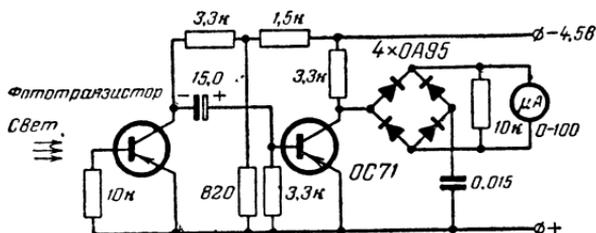


Рис. 4-50. Счетчик числа оборотов.

отдельных импульсов уменьшается. Таким образом, импульсы имеют наименьшую ширину при максимальных измеряемых оборотах. Включенный за выпрямителем конденсатор выбирается так, чтобы он успевал полностью заряжаться за время действия импульса наименьшей ширины, соответствующего максимальным измеряемым оборотам. В следующей фазе (при падении света) коллекторное напряжение сильно уменьшается. За это время конденсатор почти полностью разряжается. Каждый импульс тока, обусловленный зарядом и разрядом конденсатора, протекает через стрелочный прибор, шкала которого проградуирована в числах оборотов. Таким образом, прибор осуществляет временное интегрирование импульсов тока, форма которых не зависит от частоты, а частота следования прямо пропорциональна числу оборотов. При указанных на рис. 4-50 величинах элементов схемы область линейных показаний прибора лежит в пределах от 0 до 3 000 об/мин.

С фототранзистором работает также прибор, предназначенный для измерения температуры, который был разработан для испытания радиоламп (рис. 4-51). Чувствительный к световому излучению германиевый фототранзистор ОСР71 служит для определения температуры катода электронных ламп. Оптическая часть устройства состоит из камеры с зеркальным отражателем, линза которой создает в районе диафрагмы изображение исследуемого объекта в натуральную величину. За диафрагмой находится светочувствительная часть транзистора. Таким способом можно «прощупать» электроды радиолампы и измерить их температуру.

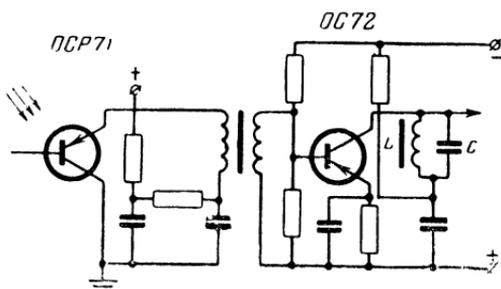


Рис. 4-51. Фототранзистор с резонансным усилителем, применяемый для измерения температуры.

Тепловое излучение объекта прерывается вращающимся диском 175 раз в 1 сек. Благодаря этому через транзистор течет переменный ток с частотой 175 гц, амплитуда которого определяет степень интенсивности теплового излучения. Переменный ток усиливается резонансным усилителем, настроенным на частоту 175 гц, и измеряется стрелочным прибором. Благодаря периодическому прерыванию теплового излучения измерение почти не зависит от падающего от постороннего источника света и особенно от случайного изменения тока транзистора. Кроме того, избирательность резонансного усилителя улучшает отношение сигнал/шум, поскольку вне области пропускания усилителя составляющие шума подавляются. Таким способом можно сдвинуть нижнюю границу измеряемого диапазона температуры до 200° С.

Ошибка при измерении достигает всего 1°C ; она имеет тот же порядок, что и у оптического пирометра. Для стабилизации температуры транзистор заключается в алюминиевый блок, который охлаждается проточной водой с температурой 16°C . Эта низкая температура также благоприятно действует на отношение сигнал/шум.

Усилитель, один каскад которого показан на рис. 4-51, может быть выполнен из нескольких каскадов, если необходимо поднять чувствительность. Оконечная ступень, не обладающая избирательностью, соединяется через трансформатор и выпрямитель с миллиамперметром.

ЧАСТЬ II

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

ГЛАВА ПЯТАЯ

УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ И ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

5-1. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ОПТИЧЕСКОЙ ЗВУКОЗАПИСИ

Схема, показанная на рис. 5-1, применяется в качестве фотоэлектрического усилителя для кинопроектора с оптической звукозаписью. Здесь применены фотоэлектрический диод TP55 и два транзистора TF65. При расчете

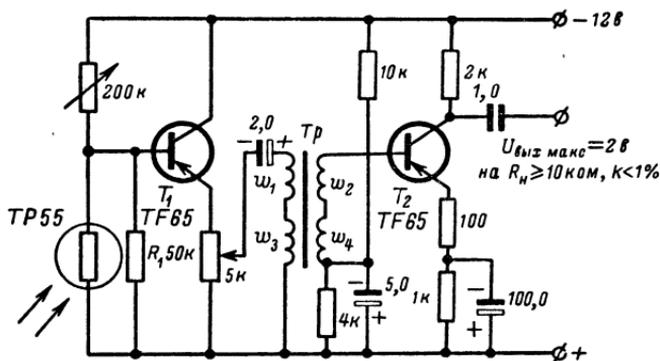


Рис. 5-1. Фотоэлектрический усилитель для воспроизведения оптической звукозаписи.

схемы особое внимание обращают на надежность работы при колебаниях температуры и на получение наименьшего значения коэффициента нелинейных искажений. Для достижения хорошей температурной стабильности фотоэлектрический диод включен так, чтобы компенсировать температурную зависимость транзистора T_1 , работающего в схеме с общим коллектором. Сопротивле-

ние $R_1 = 50 \text{ ком}$ обеспечивает верхнюю частоту усилителя $\sim 15 \text{ кгц}$. Между обоими каскадами, безусловно, необходим трансформатор, так как в противном случае изменение постоянного напряжения на транзисторе T_2 привело бы к большим искажениям. Так как высокое входное сопротивление ступени с общим коллектором лишь незначительно нагружает диод, то он, несмотря на высокое внутреннее сопротивление, может отдавать относительно большое напряжение сигнала ($\sim 300 \text{ мв}$).

5-2. УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ ПРОИГРЫВАТЕЛЯ

На рис. 5-2 показана схема усилителя для проигрывателя. Усилитель содержит предварительную ступень, предоконечную ступень и двухтактный оконечный каскад. Выходной трансформатор рассчитывается на под-

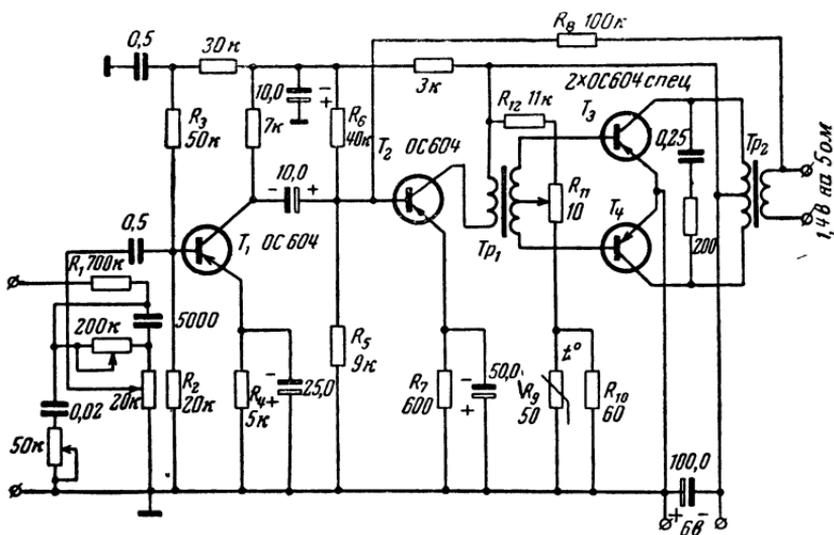


Рис. 5-2. Усилитель для проигрывания грампластинок.

ключение громкоговорителя с сопротивлением звуковой катушки 5 ом. На частоте 1 кгц сопротивление между коллекторами транзисторов T_3 и T_4 равно 128 ом. На базы этих транзисторов с температурно-зависимого делителя напряжения $R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}$ подается такое смещение, чтобы коллекторный ток покоя, устанавливаемый

сопротивлением R_{11} , был почти независимым от окружающей температуры. При напряжении батареи 6 в с двух транзисторов ОС604 в оконечной ступени можно снять ~ 400 мвт выходной мощности при коэффициенте нелинейных искажений 4% (1,4 в на 5 ом).

Первичная обмотка трансформатора Tr_2 шунтируется последовательно включенной цепочкой RC для коррекции в области высоких частот. С учетом потерь в трансформаторе Tr_1 необходимая управляющая мощность для полного управления двухтактной ступени составляет ~ 1 мвт; для этого на вход T_2 требуется подать управляющее напряжение 0,1 в. Ступень низкой частоты, подключенная перед предоконечным каскадом, повышает чувствительность схемы настолько, что входного сигнала 5 мв достаточно для получения выходной мощности 400 мвт. Такая чувствительность позволяет осуществить подключение пьезоэлектрического звукоснимателя через корректирующие RC -цепи и сопротивление $R_1 = 700$ ком.

5-3. УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ КОНТРОЛЬНОГО ПРОСЛУШИВАНИЯ МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ

При работе с магнитофоном, имеющим отдельные головки записи и воспроизведения, часто желательно с помощью небольшого добавочного усилителя осуществить

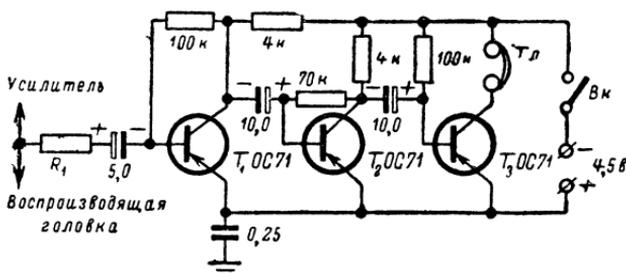


Рис. 5-3. Усилитель для контрольного прослушивания магнитной записи.

прослушивание во время записи. На рис. 5-3 показана схема подобного вспомогательного усилителя, который выполнен на трех транзисторах. Так как прослушивание нужно вести только на головные телефоны, то мощных транзисторов не требуется. Чтобы составить пред-

ставление об уровне записи, регистрируемой на пленку, нужно сделать несколько пробных записей. Сопротивление R_1 , включенное в цепь базы транзистора T_1 , должно иметь 100—200 ком; его точное значение подбирается в соответствии с имеющимися головными телефонами.

Усилитель питается от батареи напряжением 1,5 в, однако лучше использовать батарею для карманного фонаря с э. д. с. 4,5 в. В случае применения батареи 1,5 в потребляемый ток равен 2 ма, для батареи 4,5 в потребление тока возрастает до 5 ма, так что ее хватит для работы усилителя в течение длительного времени. Размеры усилителя не больше спичечной коробки, и поэтому он легко может быть смонтирован вблизи главного усилителя, встроенного в магнитофон. Все проводники, в том числе и подходящие к батарее, должны быть по возможности короткими и удаленными от источников наводок. Входной провод целесообразно делать экранированным.

5.4. УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ МАГНИТОФОНА

На рис. 5-4 показаны входные ступени усилителя магнитофона, который работает с универсальной головкой и используется как для записи, так и для воспроизведения.

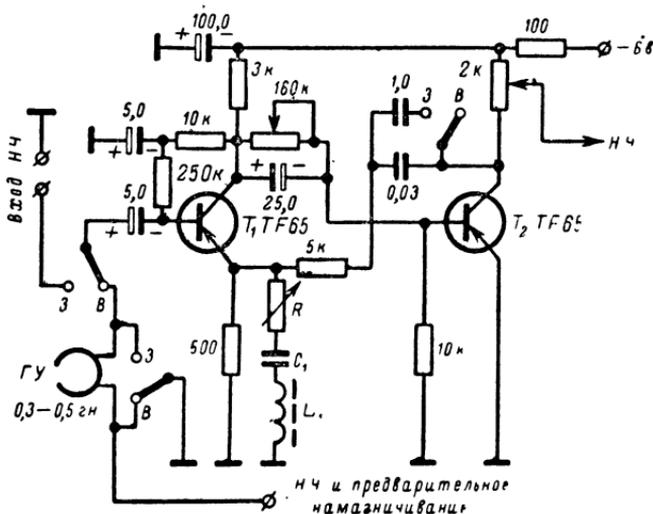


Рис. 5-4. Схема предварительных ступеней комбинированного записывающего и воспроизводящего усилителя с коррекцией.

Скорость движения пленки составляет 9,5 и 19 см/сек. Универсальная головка имеет индуктивность 0,3—0,5 гн и ширину зазора 5 мк.

Низкочастотный вход выполнен таким образом, чтобы можно было подключать предварительный усилитель к радиовещательному приемнику. Сильная отрицательная обратная связь от коллектора транзистора T_2 на эмиттер T_1 (1 мкф, 5 ком) служит для получения сравнительно высокого входного сопротивления. Последовательный резонансный контур в эмиттерной цепи T_1 обеспечивает требуемый подъем напряжения на верхнем конце частотного диапазона при записи. Этот контур должен быть согласован с соответствующей скоростью движения пленки. С помощью регулятора R_1 можно изменять коррекцию напряжения в широких пределах. На рис. 5-5 изображены некоторые кривые коррекции напряжения, достигаемые в подобных схемах.

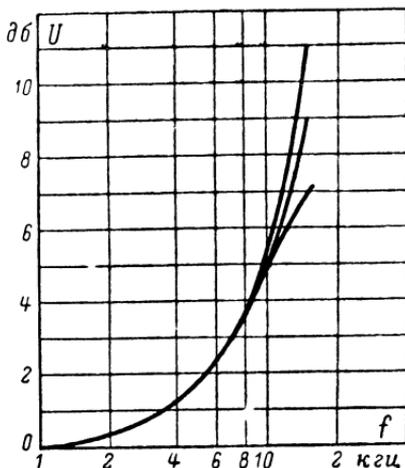


Рис. 5-5. Действие коррекции, осуществляемой последовательным резонансным контуром в цепи эмиттера.

Стабилизация по постоянному току осуществляется с помощью параллельной отрицательной

обратной связи с коллектора транзистора T_1 , с которого снимается напряжение для базы как T_1 , так и T_2 . Для уничтожения отрицательной обратной связи по переменному току сопротивление в цепи база—коллектор T_1 разделено и зашунтировано. Транзистор T_1 не имеет сопротивления между базой и эмиттером с тем, чтобы входное сопротивление осталось большим. У транзистора T_2 имеется делитель базового напряжения. Сопротивление в цепи коллектора T_2 используется как регулятор. Благодаря отрицательной обратной связи с коллектора этого транзистора на эмиттер T_1 выходное сопротивление становится малым, так что следующая ступень даже при включен-

ном регуляторе представляет незначительную нагрузку для T_2 .

В положении B (воспроизведение) универсальная головка подключается к базе T_1 . Так как сопротивление головки в основном индуктивное, то с ростом частоты оно увеличивается и одновременно повышается отдаваемое напряжение. Чтобы выровнять эту частотную зависимость напряжения воспроизведения, необходимо ввести схему коррекции искажения при воспроизведении, которая служит для согласования частотной характеристики усилителя и э. д. с. воспроизводящей головки. Но так как э. д. с., получаемая от воспроизводящей головки, будет возрастать лишь до определенной частоты, выше которой из-за влияния ширины зазора и других причин наступает завал, то на высоких частотах вновь необходимо обеспечить подъем для того, чтобы получить прямолинейную частотную характеристику (от универсальной головки и предварительного усилителя).

Подъем низких частот достигается применением отрицательной обратной связи с коллектора T_2 на эмиттер T_1 , которая при воспроизведении обуславливается последовательно включенной RC -цепью ($0,03 \text{ мкф}$, 5 ком). Благодаря этому усиление снижается с повышением частоты. Одновременно изменяется также и входное сопротивление транзистора T_1 : на высоких частотах оно увеличивается. Это соответствует подъему индуктивного сопротивления универсальной головки.

Как уже упоминалось, усиление на высоких частотах уменьшается лишь до некоторой частоты, далее оно вновь должно увеличиваться из-за резонансных свойств контура C_1, L_1 , включенного параллельно эмиттерному сопротивлению транзистора T_1 . Благодаря этому происходит подъем напряжения записи в положении $З$ (запись). Этот резонансный контур уменьшает значение собственного эмиттерного сопротивления при резонансной частоте и вблизи ее, так что отрицательная обратная связь при этом частично уменьшается, а усиление транзистора T_1 увеличивается.

Полная схема усилителя показана на рис. 5-6; на этой схеме первые две ступени с коррекцией изображены в виде квадрата. Как уже упоминалось, сопротивление в цепи коллектора транзистора T_2 служит регулятором уровня. Далее следует транзистор T_3 , который благода-

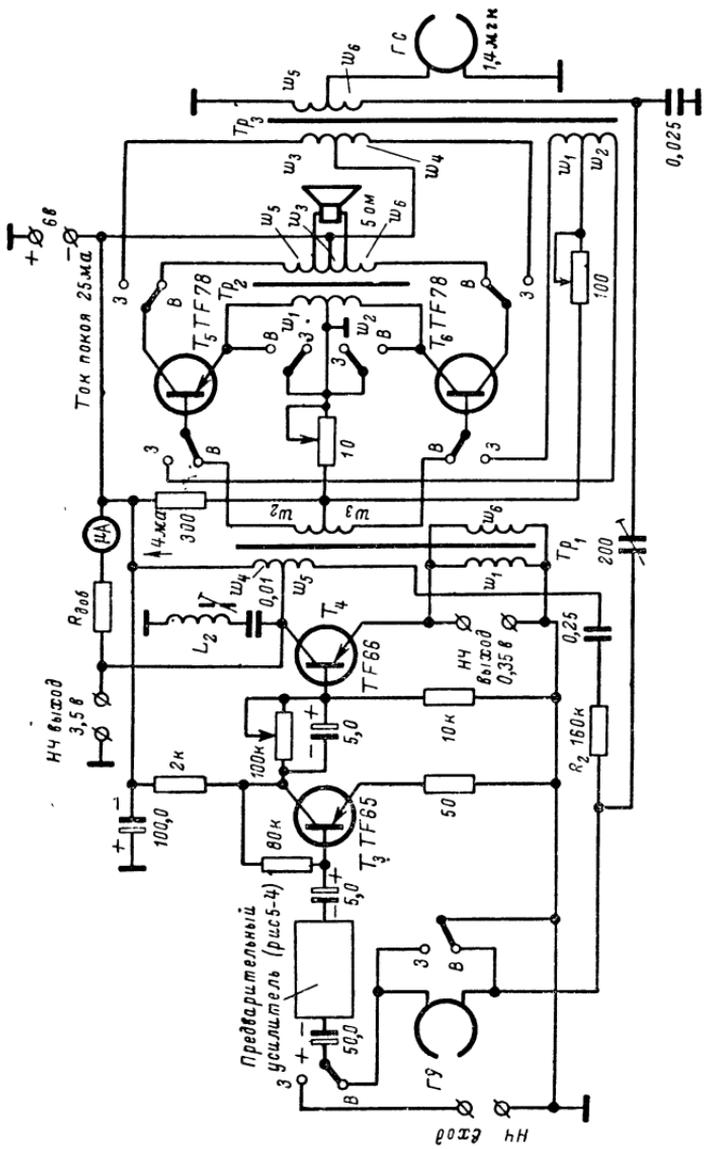


Рис. 5-6. Схема усилителя с генератором высокой частоты для магнитофона.

ря небольшому эмиттерному сопротивлению (50 ом) имеет несколько увеличенное входное сопротивление. Стабилизация по постоянному току транзисторов T_3 и T_4 выполняется так же, как у транзисторов T_1 и T_2 , т. е. напряжение смещения на базу T_3 и T_4 снимается с коллектора T_3 . В то время, как ток базы транзистора T_3 обуславливается только сопротивлением смещения, у T_4 имеется делитель напряжения.

Транзистор T_4 работает в положении $З$ как окончательная ступень усилителя записи. В его коллекторной цепи включен трансформатор Tr_1 . Так как универсальная головка имеет сравнительно большую индуктивность, то необходимо повышать напряжение сигнала с помощью трансформатора. Головка питается от обмотки ω_5 ; конденсатор 0,25 мкф разделяет постоянное напряжение, в то время как R_2 (160 ком) служит для того, чтобы ток звуковой частоты не зависел от индуктивного сопротивления головки. Параллельно соединенные обмотки ω_1 и ω_6 включены в цепь эмиттера T_4 и создают отрицательную обратную связь, которая служит для уменьшения искажений. С этих обмоток, кроме того, можно снимать напряжение низкой частоты ($\sim 0,35$ в) для контроля во время записи или в положении $В$ — для передачи к усилителю мощности.

Так как на коллекторе T_4 создается напряжение низкой частоты $\sim 3,5$ в (без учета подъема), то его можно снимать также и с этой точки. Переменное напряжение с коллектора подается одновременно на индикатор уровня записи, в качестве которого используется микроамперметр с выпрямительным мостом, чувствительность которого устанавливается сопротивлением $R_{доб}$. При превышении уровня записи может быть допущена известная погрешность в показании индикатора, так как у большинства источников звука (особенно в речи) доля высоких частот относительно мала. Между коллектором T_4 и корпусом включен последовательный резонансный контур, настроенный на частоту подмагничивания (55 кГц), который предохраняет транзистор T_4 от попадания этой частоты.

Мощные транзисторы T_5 и T_6 в положении $В$ работают как низкочастотный усилитель мощности (выходная мощность 0,8 вт). В этом положении транзистор T_4 работает как предоконечный каскад. Напряжение низкой

частоты подается с обмоток ω_2 и ω_3 трансформатора Tr_1 на базы транзисторов T_5 и T_6 , включенных по двухтактной схеме. Выходной трансформатор Tr_2 имеет на коллекторной обмотке отводы для подключения громкоговорителя с полным сопротивлением 5 ом. Обмотки ω_1 и ω_2 , включенные в цепь эмиттера, служат для создания отрицательной обратной связи и значительно уменьшают искажения.

В положении 3 транзисторы T_5 и T_6 подключаются к трансформатору Tr_3 . В этом случае они работают в схеме двухтактного генератора для получения тока стирания и тока подмагничивания ($f=55$ кГц). Стирающая головка (индуктивность 1,4 мГн) присоединяется непосредственно к обмотке ω_5 , в то время как ток подмагничивания проходит через подстроечный конденсатор 200 пФ от обмотки ω_6 к универсальной головке. От этой обмотки на землю включается конденсатор 0,025 мкФ, который вместе с ω_6 представляет последовательный резонансный контур, настроенный на 55 кГц. Так возникает повышенное напряжение, достаточное для того, чтобы обеспечить универсальную головку требуемым током подмагничивания.

5-5. УСИЛИТЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Так как ферритовая антенна создает меньшее напряжение по сравнению с наружной, то при выполнении приемника с ферритовой антенной возникает необходимость в дополнительной усилительной ступени высокой частоты. Кроме того, эта ступень служит для согласования ферритовой антенны с высокой избирательностью с входом приемника. Это приводит к тому, что ступень высокой частоты с ферритовой антенной следует выполнять как транзисторный усилитель.

На рис. 5-7 показана распространенная схема на транзисторе ОС612 (или АФ 101). База транзистора через конденсатор C_2 соединяется с отводом антенной катушки. Коллектор через C_3 с помощью 60-омного коаксиального кабеля соединяется с сеточным контуром смесительной лампы, а следовательно, со статором конденсатора настройки приемника. У некоторых типов приемников выход предварительного усилителя можно подсоединить к антенному входу радиовещательного приемни-

ка с помощью коаксиального кабеля через конденсатор C_3 . В качестве антенны используется ферритовый сердечник длиной 140 мм и диаметром 8 мм. Антенная катушка L_1 содержит 100 витков ПЭВ 0,1 или литцендрата с отводом от 30-го витка (отсчитывается от заземленного

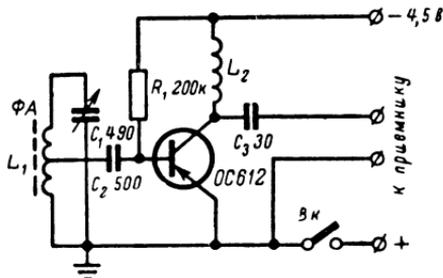


Рис. 5-7. Усилитель высокой частоты для ферритовой антенны.

конца катушки). Настройка антенного контура осуществляется обычным переменным конденсатором с воздушным диэлектриком с максимальной емкостью 490 пф. L_2 —высокочастотный дроссель на 100 Мгц.

Ферритовый сердечник экранируется медным электростатическим экраном. Экран представляет собой цилиндр, крепящийся к изолирующим кольцам. При этом должен быть предусмотрен открытый продольный паз шириной 5 мм, необходимый для предотвращения действия цилиндрического экрана в качестве короткозамкнутого витка.

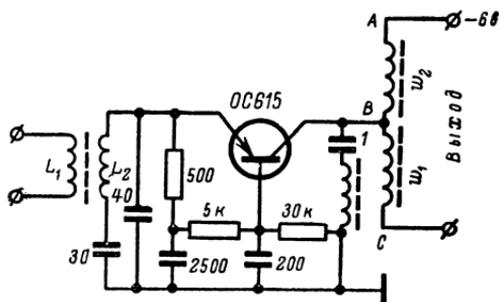


Рис. 5-8. Каскад усилителя высокой частоты.

На рис. 5-8 показана схема ступени высокой частоты для частот до 100 Мгц, которая может, например, найти применение во входной ступени УКВ приемника. Высокочастотный транзистор OC615 работает в не нейтрализованной схеме с общей базой. При этом действительная часть входного сопротивления $r_{вх.б} = 50 \text{ ом}$, действитель-

ная часть внутреннего сопротивления больше 5 ком и крутизна $|S|=17 \text{ ма/в}$ (все значения относятся к рабочей точке $I_0=1,2 \text{ ма}$). Для внутреннего сопротивления генератора $R_r=60 \text{ ом}$ (например, антенный кабель) получается следующий коэффициент трансформации входного трансформатора:

$$n_1 = \sqrt{\frac{r_{\text{вх.б}}}{R_r}} = \sqrt{\frac{50}{60}} = 0,91.$$

Резонансное сопротивление промежуточного контура, который нагружается следующей ступенью, принимается равным $R_{\text{рез}}=7 \text{ ком}$. Коэффициент трансформации между верхней точкой промежуточного контура A и точкой подключения коллектора B примем:

$$n_2 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{\omega_1} = 2,75;$$

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = 1,75.$$

Для $\omega_1=2$ витка получаем, таким образом, $\omega_2=3,5$ витка. Сопротивление нагрузки в коллекторной цепи транзистора равно:

$$R_H = \frac{R_{\text{рез}}}{n_2^2} = \frac{7000}{2,75^2} = 930 \text{ ом}.$$

Усиление по напряжению входной ступени

$$K_u = \frac{n_1}{n_2} |S| R_{\text{рез}} = \frac{0,91 \cdot 17 \cdot 10^{-3} \cdot 7 \cdot 10^3}{2,75} \approx 40.$$

Усиление по мощности

$$K_p = K_u^2 \frac{R_r}{R_{\text{рез}}} = 1600 \cdot \frac{60}{7000} = 13,7 \text{ (11,3 дб)}.$$

5.6. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

а) Усилители промежуточной частоты амплитудно-модулированных сигналов

На рис. 5-9 показана схема ступени промежуточной частоты, настроенной на 465 кГц. На первую ступень обычно подается напряжение АРУ для ослабления влияний колебаний напряженности поля. В качестве элемен-

та связи между отдельными ступенями промежуточной частоты (в общем случае от двух до трех ступеней) служат полосовые фильтры с емкостной связью, но могут также применяться и полосовые фильтры с индуктивной

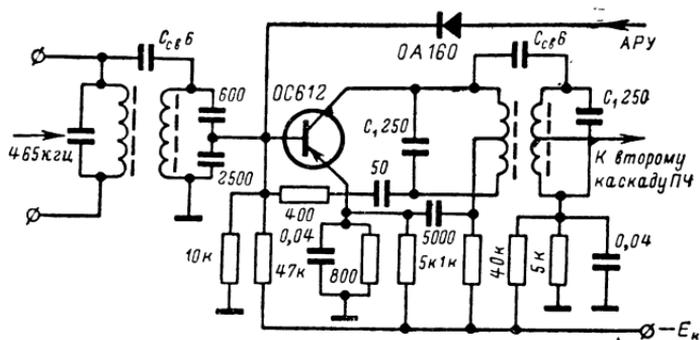


Рис. 5-9. Каскад усилителя промежуточной частоты на 465 кГц.

связью или одиночные контуры. Все фильтры, однако, должны быть рассчитаны таким образом, чтобы достигнуть при требуемой полосе пропускания максимально возможного усиления на ступень. Для заданной схемы рассчитывают оптимальную величину емкости контура C для критической связи из уравнения

$$C = \frac{1}{\frac{\pi h_{11\beta} h_{22\beta}}{\Delta h_{\beta}} (\sqrt{2} B_1 - 2b_0)}. \quad (5-1)$$

Здесь $\Delta h_{\beta} = h_{11\beta} h_{22\beta} - h_{12\beta} h_{21\beta}$, B_1 — ширина рабочей полосы фильтра, b_0 — ширина полосы пропускания ненагруженного одиночного контура, используемого в фильтре.

При оптимально рассчитанном фильтре для рабочей частоты $f = 465$ кГц можно считать добротность при холостом ходе $Q_0 = 160$. Тогда полоса пропускания при холостом ходе равна:

$$b_0 = \frac{f}{Q_0} = \frac{465}{160} = 2,9 \text{ кГц.}$$

Для рабочей полосы нужно принять несколько большее значение. Оно зависит от требуемой общей полосы про-

пускания $B_{\text{общ}}$ усилителя промежуточной частоты и числа ступеней n и рассчитывается из уравнения

$$B_1 = \frac{B_{\text{общ}}}{\sqrt[4]{\sqrt[n]{2} - 1}}. \quad (5-2)$$

При $B_{\text{общ}} = 7$ кГц и $n = 3$ получают значение для рабочей ширины полосы пропускания фильтра $B_1 \approx 10$ кГц.

Если первичный и вторичный контуры полосового фильтра одинаковы, то коэффициент трансформации вторичного контура относительно базового вывода равен:

$$n = \sqrt{\Delta h_3}, \quad (5-3)$$

а емкость конденсатора связи

$$C_{\text{св}} = \frac{CB_1}{\sqrt{2}f}, \quad (5-4)$$

где C — емкость контура, которая рассчитывается из уравнения (5-1).

В знаменатель уравнения (5-1) входит отношение $h_{113}/\Delta h_3$, которое для транзистора ОС612 имеет значение $h_{113}/\Delta h_3 = r_{03} = 110$ ком и представляет собой внутреннее сопротивление транзистора при короткозамкнутой базе на высокой частоте или в схеме с нейтрализацией. Если подставить все найденные значения в уравнение (5-1), то получим:

$$C = \frac{1}{\pi 110 \cdot 10^3 (\sqrt{2} \cdot 10 - 5,8) \cdot 10^3} = 350 \text{ пф}.$$

Оба конденсатора C_1 в схеме на рис. 5-9 имеют величину 250 пф, около 100 пф составляет емкость монтажа. При найденном значении C емкость конденсатора связи получается из уравнения (5-4):

$$C_{\text{св}} = \frac{350 \cdot 10^{-12} \cdot 10 \cdot 10^3}{\sqrt{2} \cdot 465 \cdot 10^3} \approx 6 \text{ пф}.$$

Если первая ступень промежуточной частоты должна охватываться АРУ, нужно выбирать коллекторный ток по возможности малым ($-I_K \approx 0,2$ ма для ОС612), так как тогда требуется значительно меньшая мощность

АРУ, нежели при больших токах коллектора. Кроме того, токовая и частотная зависимость реактивной проводимости транзистора при малых токах коллектора оказывает малое влияние на согласование контура на входе и выходе ступени. В следующих нерегулируемых ступенях промежуточной частоты можно работать с повышенными коллекторными токами ($\sim 0,5$ ма) для обеспечения большей надежности против перегрузок.

б) Усилители промежуточной частоты частотно-модулированных сигналов

При повышенной рабочей частоте усилителя промежуточной частоты УКВ приемника ($f=10,7$ Мгц) целесообразно применять схему с общей базой (рис. 5-10).

Частотно-модулированный передатчик с наивысшей частотой модуляции 15 кгц и индексом частотной моду-

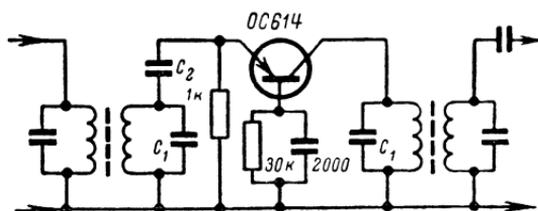


Рис. 5-10. Каскад усилителя промежуточной частоты на 10,7 Мгц.

ляции $m=5$ имеет максимальное отклонение частоты $\pm 5 \cdot 15 = \pm 75$ кгц. Таким образом, минимальная полоса пропускания усилителя равна 150 кгц. Однако для неискаженной передачи и обеспечения качественного приема вследствие ухода частоты гетеродина приемника целесообразно выбирать большую ширину полосы пропускания (обычно выбирают примерно 240 кгц).

Ступень усилителя промежуточной частоты на рис. 5-10 имеет усиление по напряжению

$$K_u = \frac{|S|}{2} \sqrt{\frac{r_{вх.б}}{2\pi C_1 b_1} \left(1 - \frac{b_{02}}{b_2}\right)}, \quad (5.5)$$

здесь $|S| = |y_{21б}| e^{j\varphi_{21}}$ — крутизна транзистора, C_1 — общая емкость контура полосового фильтра и $r_{вх.б}$ — входное

сопротивление транзистора. Полосы пропускания b_1 , b_2 и b_{02} связаны с полосой пропускания B при критической связи следующим соотношением:

$$B = \frac{1}{\sqrt{2}} (b_1 + b_{02} + b') = \frac{b_1 + b_2}{\sqrt{2}} \quad (5-6)$$

(b_1 и b_2 — полосы пропускания соответственно первичного и вторичного контуров полосового фильтра). Уравнение (5-6) можно заменить уравнением

$$B = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(b_1 + b_{02} + \frac{1}{2\pi n^2 C_2 r_{вх.б}} \right). \quad (5-6a)$$

При этом коэффициент трансформации равен:

$$n = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}, \quad (5-7)$$

т. е. корню квадратному из отношения емкостей первичного и вторичного контуров. При резонансе имеется только действительная (омическая) входная и соответственно выходная проводимость, которая благодаря емкостной связи трансформируется в контур. Если $R_{рез}$ означает резонансное сопротивление, то для коэффициента трансформации получаем:

$$n = \sqrt{R_{рез} \omega C_{вх}} \quad (5-7a)$$

($C_{вх}$ — входная емкость транзистора).

Из-за малого усиления одной ступени в схеме с общей базой при промежуточной частоте 10,7 Мгц целесообразно включать последовательно четыре ступени. Для того чтобы получить полосу пропускания 240 кГц, необходимо рабочую полосу пропускания B_1 каждой ступени определить из условия:

$$B_1 = \frac{B}{\sqrt[n]{\sqrt{2}-1}}, \quad (5-8)$$

где n — число ступеней промежуточной частоты. Для $n=4$ из уравнения (5-8) полоса пропускания получается $B_1=560$ кГц. Добротности обоих контуров фильтра делают одинаковыми: практически достижимое значение

их равно $Q_1=Q_2=110$. Транзистор ОС614 имеет при токе эмиттера $I_э=0,75$ ма крутизну $|S|=20$ ма/в и входное сопротивление $r_{вх.б}=50$ ом. При принимаемом значении $b_1=90$ кГц из уравнения (5-6) для $B=240$ кГц получается:

$$b_2 = \sqrt{2}B - b_1 = \sqrt{2} \cdot 240 - 90 = 250 \text{ кГц.}$$

Теперь можно определить из уравнения (5-6) b_{02} и, наконец, из уравнения (5-5) получают усиление по напряжению для одной ступени $K_u=10$. При четырех ступенях промежуточной частоты усиление $K_u \text{ общ} = 10^4$ (80 дБ).

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ПРИЕМНИКИ, ГЕНЕРАТОРЫ, МОДУЛЯТОРЫ

6-1. ДЕТЕКТОРНЫЕ ПРИЕМНИКИ

Так как у регенеративного детекторного приемника чувствительность, обусловленная усилением по низкой частоте, должна быть доведена до уровня шума, то необходим многоступенчатый усилитель низкой частоты (три ступени). Изготовление детекторного приемника целесообразно поэтому только тогда, когда имеются в распоряжении дешевые низкочастотные транзисторы.

Из-за незначительного усиления детекторного транзистора на высокой частоте потери колебательного контура должны быть по возможности минимальными. Поэтому при изготовлении его следует применять литцендрат, сердечники с высокой проницаемостью, переменные конденсаторы с керамической изоляцией.

При этих условиях удается, например, на транзисторе ОС612 в схеме с общим эмиттером построить достаточно удовлетворительную детекторную схему. Схема на рис. 6-1 соответствует по существу регенеративной ламповой схеме. Но в то время как обратная связь у лампового генератора большей частью регулируется переменным конденсатором, у транзисторного регенератора целесообразно использовать для этого переменное сопротивление $R_{0.c}=5$ ком. Последовательное соединение этого сопротивления с конденсатором $C=500$ пф обеспечивает эффективное регулирование обратной связи.

Установка обратной связи изменением рабочего напряжения не рекомендуется, так как частота очень сильно изменяется от напряжения питания. Кроме того, в подобных схемах напряжение батареи будет использо-

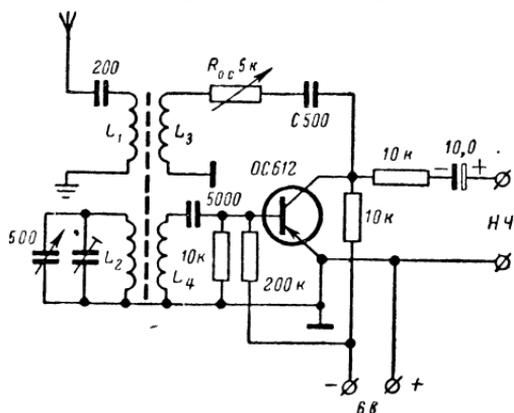


Рис. 6-1. Регенеративный детектор на транзисторе.

L_1 — 40 витков ЛЭШО, L_2 — 18 витков ЛЭШО, L_3 — 11 витков ПЭЛ, L_4 — 3 витка ЛЭШО.

ваться только частично. В описываемой схеме транзистор выполняет следующие функции: усиление высокой частоты, детектирование на участке база — эмиттер и усиление низкой частоты.

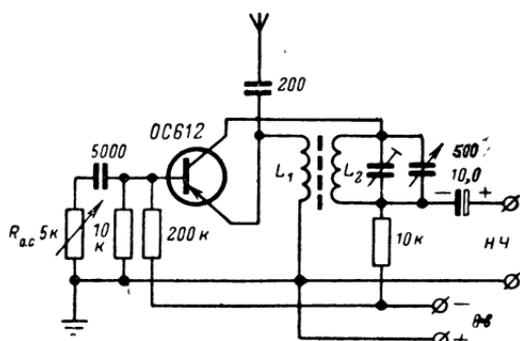


Рис. 6-2. Регенеративный детектор с обратной связью.

L_1 — 20 витков ЛЭШО, L_2 — 75 витков ЛЭШО.

Сердечник для ферритовой антенны состоит из трёх соединенных вместе обычных ферритовых стержней. Благодаря этому получается большее действующее поперечное сечение сердечника и этим самым увеличивается входное напряжение, если желательно работать без внешней антенны.

Транзистор, выполняющий функции регенеративного детектора (рис. 6-2), работает для высокой частоты в схеме с общей базой, а для низкой — с общим эмиттером.

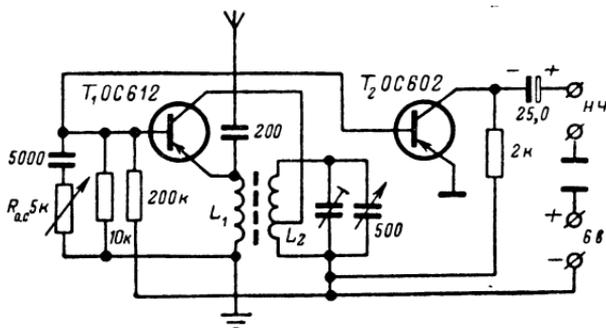


Рис. 6-3. Регенеративный детектор с каскадом усилителя низкой частоты.

Переменное сопротивление $R_{0.c}$ служит также для установления обратной связи. В противоположность схеме, изображенной на рис. 6-1, положительная обратная связь устанавливается за счет различной степени связи коллектора и базы. В качестве сердечника катушки связи L_1 для эмиттерной цепи и катушки колебательного контура L_2 целесообразно применять сердечник диаметром 6 мм.

Если желательно выполнить более чувствительную регенеративную схему, то рекомендуется разделить усиление высокой и низкой частоты, т. е. для этого нужно использовать второй транзистор для усиления низкой частоты (рис. 6-3). Благодаря относительно низкому коллекторному напряжению низкочастотного транзистора шумы этой ступени сильно понижаются. Катушки L_1 и L_2 имеют те же данные, что и в схеме на рис. 6-2. Отвод к коллектору должен составлять 30—50% от числа витков L_2 (отсчитывается от верхнего конца).

6-2. СУПЕРГЕТЕРОДИННЫЕ ПРИЕМНИКИ ДЛЯ СРЕДНИХ И ДЛИННЫХ ВОЛН

При анализе описанных в литературе схем переносных приемников на транзисторах можно заключить, что в них (как и в ламповых приемниках) достаточно иметь четыре усилительные ступени: смеситель с совмещенным гетеродином, усилитель промежуточной частоты, предварительную ступень низкой частоты и оконечный каскад. Но часто в оконечной ступени используются два транзистора, работающие в двухтактной схеме для получения достаточной мощности. Наряду с получением большей громкости при этом удается лучше использовать батарею, так как двухтактная схема потребляет ток, пропорциональный установленной громкости. Таким образом, стандартный переносный приемник будет иметь по крайней мере пять транзисторов. Кроме того, для детектирования требуется диод (или два диода при отдельном получении напряжения АРУ). Но нужно обратить внимание на то, что малогабаритный супергетеродин на четырех лампах, питающийся от батарей, имеет значительно более высокую чувствительность и более высокую выходную мощность, нежели аналогичный приемник на четырех или пяти транзисторах. Еще несколько лет назад утверждали, что вместо одной лампы требуется два транзистора; в настоящее время это утверждение, правда, не остается в силе, однако из-за необходимой для управления транзисторами мощности (в лампах для управления требуется только напряжение) для получения одинаковой чувствительности и выходной мощности транзисторов требуется больше, чем ламп.

В качестве примера рассмотрим простой переносный приемник «Транзистор-бокс 59» с достаточной выходной мощностью (рис. 6-4). Приемник служит для приема средних волн. Конструктивно схема усилителей высокой и промежуточной частоты отделена от усилителя низкой частоты. Каждая часть схемы монтируется на печатных платах, которые располагаются справа и слева на боковых стенках кожуха. Для работы служат шесть малогабаритных источников питания общим напряжением 9 в. Относительно большой громкоговоритель (диаметр 115 мм), определяющий размеры приемника, обеспечивает хорошее качество воспроизведения звука. Обе платы с помощью рамочной конструкции соединяются

с громкоговорителем. Двухтактная оконечная ступень на двух транзисторах отдает при полном управлении около 100 мвт; ток покоя при пониженной громкости составляет только 3 ма.

Схема рассматриваемого приемника имеет некоторые особенности. Как обычно у приемников этого класса первый транзистор работает в схеме с общим эмиттером как смеситель с совмещенным гетеродином, к которому подводится напряжение с отвода антенной катушки. Напряжение промежуточной частоты (460 кГц), выделяющееся в коллекторном контуре T_1 , подводится к базе усилителя промежуточной частоты T_2 через трехконтурный миниатюрный фильтр, а оттуда через согласованный контур промежуточной частоты с катушкой на кольцевом сердечнике и отдельной катушкой связи к диоду D_1 . После детектирования сигнал низкой частоты проходит от регулятора громкости R_{13} к базе первого транзистора низкой частоты T_3 , который через трансформатор управляет двухтактной оконечной ступенью.

За счет применения трехконтурного фильтра промежуточной частоты, средний контур которого слабо шунтируется транзисторами T_1 и T_2 , оказалось возможным получить у приемника высокую избирательность, устраняющую возможность появления помехи от интерференционного свиста.

Другие элементы приемника являются стандартными. Так, например, антенный контур должен тщательно согласовываться с малым входным сопротивлением транзистора T_1 , чтобы не получить в этом месте значительных потерь в чувствительности. Оказалось, что наиболее рационально иметь коэффициент трансформации 12:1 (нормальное число витков ферритовой антенны 50—60). Отвод к базе транзистора осуществляют от четвертого витка.

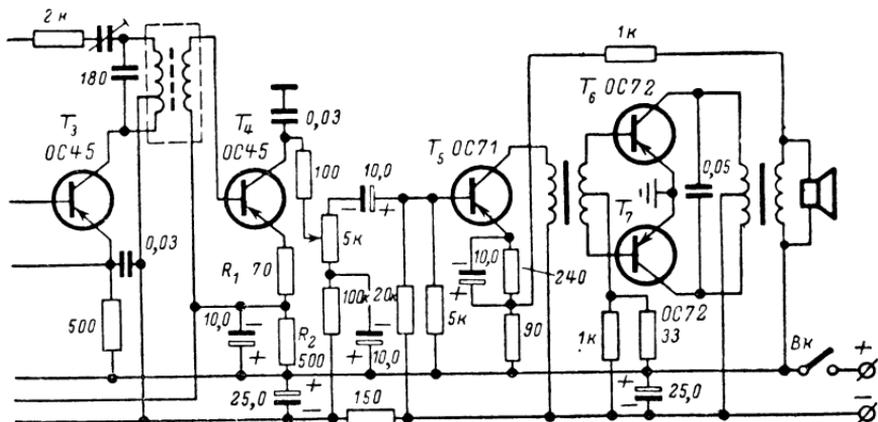
Подобные проблемы возникают и при согласовании усилителя промежуточной частоты. В общем случае здесь также база и коллектор присоединяются к отводам соответствующих контуров (рис. 6-4). Но иногда делают отвод только со стороны фильтра, как показано на рис. 6-5, где только коллекторная сторона полосового фильтра присоединяется к отводу, в то время как база следующего транзистора и диод полностью подключены ко вторичным обмоткам. Ступени промежуточной частоты

ступень с совмещенным гетеродином, очевидно, не должна охватываться АРУ, так как колебания гетеродина при малых эмиттерных токах могут срываться. В общем случае охватывают АРУ только ступени промежуточной частоты.

В некоторых случаях детекторный диод не может обеспечить необходимого напряжения АРУ (0,3 в). Тогда нужно подсоединить к диоду отдельный маломощный транзистор, который будет усиливать выпрямленное напряжение. Для этой цели могут использоваться такие транзисторы, как ОС71, ОС602, GFT21.

Как показано на рис. 6-6, детектирование можно осуществить и с помощью транзистора; он же служит для получения напряжения АРУ. Продетектированное напряжение низкой частоты снимается с коллектора T_4 , напряжение АРУ — с отвода эмиттерного сопротивления (R_1, R_2). Отфильтрованное электролитическим конденсатором (10 мкф) напряжение АРУ подается к базе первого транзистора усилителя промежуточной частоты (T_2) и одновременно к базе транзистора T_4 .

При больших выходных мощностях и низких рабочих напряжениях (6—9 в) в оконечных транзисторах появляются большие пиковые токи. Так как при линейном токовом управлении коэффициент нелинейных искажений сильно возрастал бы, то целесообразно осуществлять управление транзистором линейно изменяющимся напряжением от источника с очень малым внутренним со-



с транзистором в качестве детектора.

противлением. Тогда нагрузочная прямая в третьем квадранте (семейство характеристик транзистора $-I_6 = f(-U_{6,3})$) проходит примерно параллельно оси абсцисс (ось $-U_{6,3}$), и транзистор управляется по этой оси. Напротив, нагрузочная прямая при очень большом сопротивлении генератора проходила бы почти вертикально и перемещалась в такт с управляющим током генератора относительно рабочей точки. Транзистор в этом случае управлялся бы по

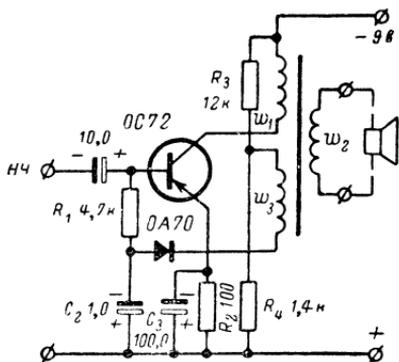


Рис. 6-7. Оконечная ступень со скользящей рабочей точкой.

оси $-I_6$. Управление линейно изменяющимся напряжением имеет еще то преимущество, что оба транзистора для двухтактной оконечной ступени не обязательно подбирать с одинаковыми значениями коэффициента усиления по току. Очевидно, тогда нужно иметь очень малое выходное сопротивление предоконечного транзистора с тем, чтобы для

мощных транзисторов оконечной ступени всегда имелась достаточная мощность управления. Поэтому иногда предоконечную ступень выполняют по схеме с общим коллектором, потому что здесь с уменьшением входного сопротивления оконечной ступени при больших токах выходное сопротивление предоконечной ступени становится меньше.

Без дополнительных схемных мер в одноконтной оконечной ступени независимо от установленной громкости всегда будет протекать неизменный коллекторный ток, тогда как в двухтактной схеме в режиме В ток покоя при малой громкости является незначительным. Однако с помощью дополнительного каскада можно таким образом управлять одноконтной оконечной ступенью, что коллекторный ток будет согласован с соответствующим управляющим сигналом. Это достигается перемещением рабочей точки на семействе характеристик в зависимости от управления.

На рис. 6-7 показана схема, в которой выходной

трансформатор имеет дополнительную третью обмотку ω_3 , соединенную с диодом ОА70. При малой амплитуде сигнала база транзистора ОС72 подсоединяется через сопротивление R_1 , прямое сопротивление диода и обмотку ω_3 к отводу делителя напряжения R_3, R_4 . Делитель напряжения рассчитывается таким образом, чтобы база транзистора при отсутствии или малом сигнале имела небольшое отрицательное напряжение смещения, которое вызывает незначительный коллекторный ток. Если сигнал увеличивается, то появляющееся в обмотке ω_3 напряжение выпрямляется диодом, и конденсатор C_2 заряжается отрицательно относительно корпуса. База транзистора получает благодаря этому более высокое отрицательное напряжение смещения по сравнению со случаем малого сигнала или его отсутствия, и рабочая точка смещается в направлении более высокого коллекторного тока. При правильном определении элементов схемы рабочая точка при полном управлении находится на месте, необходимом для нормальной работы в режиме А.

6-3. КВ И УКВ ПРИЕМНИКИ

На рис. 6-8 показана схема смесительного каскада для КВ приемника на транзисторах. Настраиваемый входной контур C_1, L_1 с помощью L_2 связан с базой смесительного каскада с совмещенным гетеродином, выполненного на транзисторе ОС170. Контур гетеродина L_3, C_2 с помощью катушки обратной связи L_4 возбуждается на частоте, которая лежит выше принимаемой на величину промежуточной частоты (450 кГц). Необходимое напряжение гетеродина ($\sim 0,3$ в) подается через обмотку L_5 для смещения в эмиттерный контур. В результате преобразо-

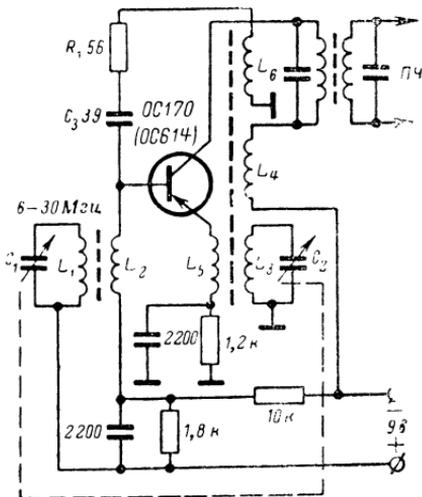


Рис. 6-8. Смесительный каскад для КВ диапазона.

вания в коллекторном контуре возникает промежуточная частота. Смесительную ступень нужно обязательно нейтрализовать из-за относительно незначительного различия между принимаемой частотой и частотой гетеродина. Для этого напряжение, снимаемое с обмотки L_6 , через цепь R_1, C_3 подается на базу транзистора.

Схема переносного супергетеродина «Долли» для приема коротких и средних волн показана на рис. 6-9. Гетеродин выполнен на дрейфовом транзисторе 2N371. Из-за трудностей, которые возникают при применении смесителя на транзисторе (взаимодействие между входным контуром и контуром гетеродина, трудности при получении достаточного постоянного амплитуды гетеродина в диапазоне 5,9—18,5 Мгц, нежелаемый фазовый сдвиг и т. п.) в этом приемнике применяется диодный смеситель, который при повышенных частотах имеет лучший фактор шума; из-за незначительной собственной емкости связь между входным контуром и контуром гетеродина получается в приемлемых границах. Смесительный диод D_1 включен между входным контуром и катушкой

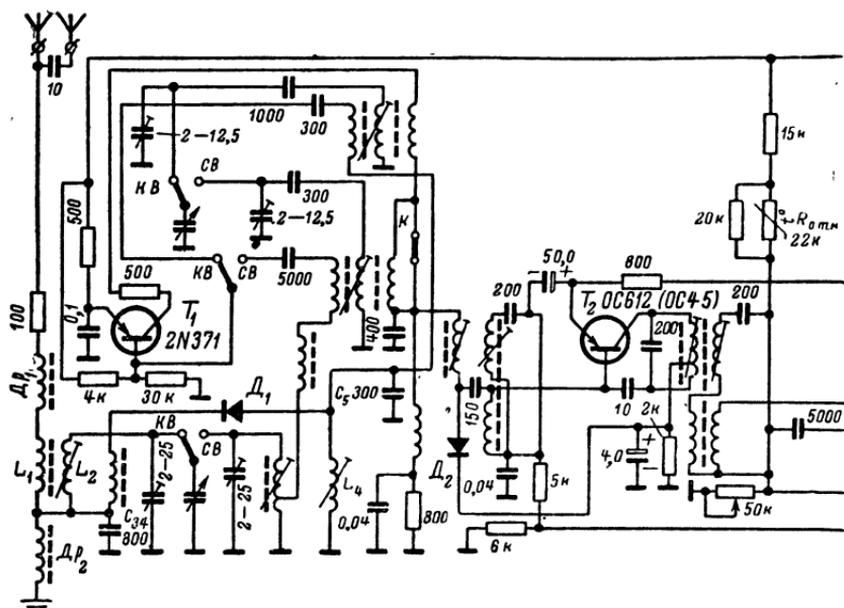


Рис. 6-9. Схема супергетеро

Транзистор T_3 выполняет также две задачи. Он служит прежде всего в качестве второго (или третьего) каскада промежуточной частоты и, кроме того, работает как преобразователь сопротивления для правильного согласования высокоомного контура диода (полное сопротивление $\sim 25 \text{ ком}$) с предоконечным транзистором T_4 . С помощью этих мер чувствительность приемника в КВ диапазоне составляет 20 мкв (при выходной мощности 50 мвт).

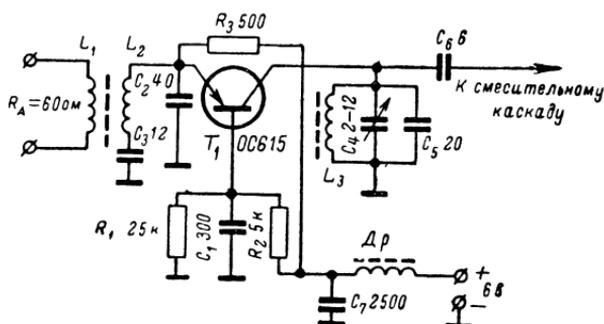


Рис. 6-10. Ступень УКВ без нейтрализации.

L_1 — 2 витка ПЭЛШО 0,4; L_2 — 7 витков, L_3 — 2,5 витка, обе катушки намотаны медным посеребренным проводом диаметром 0,8 мм, сердечники М6ГВ6/12FR.

Диод D_2 при большом входном сигнале уменьшает усиление первой ступени усилителя промежуточной частоты. Диод D_3 служит для детектирования принимаемого сигнала. Низкочастотная часть приемника является обычной. Предоконечный каскад на транзисторе T_4 управляет с помощью двухтактного трансформатора Tr_1 оконечной ступенью (T_5 и T_6). Между отводом вторичной обмотки трансформатора Tr_2 и базой T_4 включена частотно-зависимая цепь обратной связи (R_{29} , C_{32}).

С помощью сплавных и дрейфовых транзисторов ОС615 и ОС171 можно выполнить полностью на транзисторах приемник для УКВ диапазона (87—100 Мгц). Большей частью промежуточная частота принимается равной 10,7 Мгц, но в некоторых случаях она может быть 6,75 Мгц. В общем случае супергетеродин для УКВ диапазона состоит из ступени высокой частоты, смесительной ступени с совмещенным гетеродином, усилителя

промежуточной частоты (две или три ступени), детектора отношений, предоконечной ступени усилителя низкой частоты и оконечной ступени. Таким образом, схема будет содержать от 8 до 9 транзисторов и два германиевых диода.

Связь между антенной и первой ступенью выбирается фиксированной для достижения равномерного усиления и хорошей предельной чувствительности для всего диапазона. Вторичная обмотка L_2 антенного трансформатора (рис. 6-10) образует с конденсаторами C_2 и C_3 П-образное звено, которое настраивается на среднюю частоту диапазона 93,5 Мгц. Рабочую точку транзистора выбирают при $-U_{кэ} = 6$ в, $I_0 = 1,4$ ма. При этом действительная часть входного сопротивления имеет значение $r_{вх} = 52$ ом (измеренное значение). Для антенны с входным сопротивлением $R_A = 60$ ом значение коэффициента трансформации будет равно:

$$n_A = \sqrt{\frac{r_{вх}}{R_A}} = \sqrt{\frac{52}{60}} = 0,93.$$

Настраиваемый промежуточный контур высокой частоты включен в коллекторную цепь входного каскада. Для перекрытия общей полосы УКВ диапазона применяется конденсатор переменной емкости с двумя секциями с пределами изменения емкости от 2 до 12 пф. Через конденсатор C_6 усиленная высокая частота подводится к эмиттеру смесительной ступени.

С особой тщательностью нужно добиваться правильного согласования входной ступени со смесителем с совмещенным гетеродином для того, чтобы достигнуть оптимального усиления напряжения входной ступени. При этом будет иметь место соотношение:

$$K_u = S \sqrt{r_{вх}} \sqrt{\frac{1}{2\pi C B^2} \left(B - B_0 - \frac{G_{вн}}{2\pi C} \right)}. \quad (6-1)$$

Здесь S — крутизна в рабочей точке, C — общая емкость контура, $r_{вх}$ — действительная часть входного сопротивления смесительного транзистора, B_0 — полоса пропускания ненагруженного контура $L_3 C_4 C_5$, B — общая ширина полосы пропускания нагруженного контура, $G_{вн}$ — внутренняя проводимость транзистора. При $S = 17$ ма/в,

$r_{вх} = 35 \text{ ом}$, $B_0 = 1,2 \text{ Мгц}$; $B = 3,4 \text{ Мгц}$, $G_{вн} = 0,1 \text{ ммо}$ и $C \approx 33 \text{ пф}$ значение коэффициента усиления по напряжению входной ступени равно:

$$K_u \approx 2,65.$$

Но важнее, чем коэффициент усиления по напряжению, является коэффициент усиления по мощности входной ступени. При заданном выше значении действительной части входного сопротивления транзистора $r_{вх} = 52 \text{ ом}$ и при выходном сопротивлении $R_{вых}$, которое здесь равно входному сопротивлению смесителя $r'_{вх} = 35 \text{ ом}$, коэффициент усиления по мощности будет равен:

$$K_p = K_u^2 \frac{r_{вх}}{R_{вых}} = 10,4 (10,2 \text{ дб}).$$

На рис. 6-11 показана смесительная ступень с совмещенным гетеродином на транзисторе ОС615. Усиление по напряжению K'_u смесительной ступени в данном случае можно рассчитать по формуле (6-1). При этом пола-

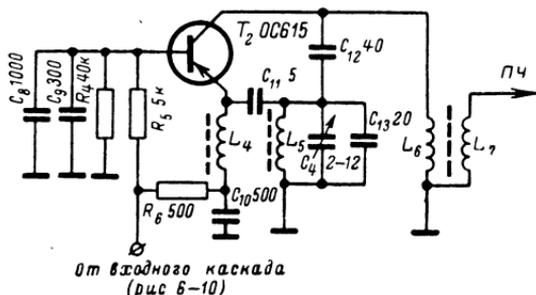


Рис. 6-11. Смеситель с совмещенным гетеродином УКВ приемника (промежуточная частота 10,7 Мгц).

гают, что крутизна преобразования $S_{пр} = 11,5 \text{ ма/в}$, величина действительной части входного сопротивления первой ступени промежуточной частоты (ОС614) $r''_{вх} = 50 \text{ ом}$, величина общей емкости контура $C = 42 \text{ пф}$, значение общей полосы пропускания $B = 0,4 \text{ Мгц}$, полосы пропускания ненагруженного контура промежуточной частоты $B_0 = 0,09 \text{ Мгц}$ и значение действующей внутренней проводимости смесительного транзистора $G_{вн} = 16,7 \text{ мкмо}$.

При этих значениях усиление по напряжению $K'_u = 6,65$.

Из уравнения (6-1) видно, что усиление увеличивается, если B_0 и $G_{вн}$ уменьшаются. При этом целесообразно катушку промежуточной частоты L_6 наматывать литцендратом для того, чтобы получить более высокую добротность этого контура и тем самым меньшую полосу пропускания ненагруженного контура. При максимально достижимом значении добротности $Q = 120$ получаем:

$$B_0 = \frac{f_{п.ч}}{Q} = \frac{10,7}{120} = 0,09 \text{ Мгц.}$$

Коэффициент усиления по мощности смесительной ступени при $R_{вых} = r''_{вх} = 50 \text{ ом}$ будет равен:

$$K'_p = K'^2_u \frac{r'_{вх}}{r''_{вх}} = 6,65^2 \cdot \frac{35}{50} = 31 (14,85 \text{ дб}).$$

Таким образом, общее усиление от антенны до базы первого транзистора усилителя промежуточной частоты равно:

$$K_p + K'_p = 10,2 + 14,85 \approx 25 \text{ дб.}$$

6-4. КВ ПЕРЕДАТЧИК

В простейшем КВ передатчике (рис. 6-12) используются транзисторы ОС33 или ОС34. При токе коллектора 2—3 ма (при $-U_{кб} = 15 \text{ в}$) транзистор, включенный по схеме с общей базой, отдает на высокой частоте мощность 5—7 мвт.

Коллекторный ток транзистора сильно зависит от эмиттерного сопротивления. Если оно значительно меньше 500 ом, то коллекторный ток возрастает до значения больше 3 ма. При этом следует учитывать, что у используемых здесь транзисторов генерация сры-

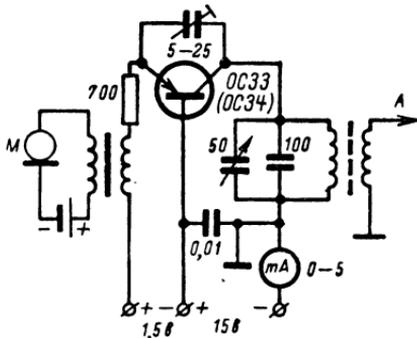


Рис. 6-12. Однокаскадный КВ передатчик на 80 м.

вается при коллекторном токе свыше 4 ма. Кроме того, с ростом коллекторного тока сопротивление согласования быстро уменьшается. Рабочая точка должна быть выбрана таким образом, чтобы не превышалась допустимая максимальная мощность потерь (50 мвт).

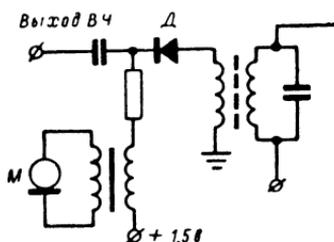


Рис. 6-13. Улучшенная схема модуляции.

Если в эмиттерную цепь, как показано на схеме, через микрофонный трансформатор подключен угольный микрофон, то можно добиться хорошей модуляции. Очевидно, в этой простой схеме будет значительной паразитная частотная модуляция, потому что

каждое изменение напряжения, тока или сопротивления в эмиттерной цепи вызывает изменение частоты. В указанной схеме при частоте генератора 3,6 Мгц (80 м) от изменения коллекторного напряжения на 1 в получается изменение частоты на 10 кгц.

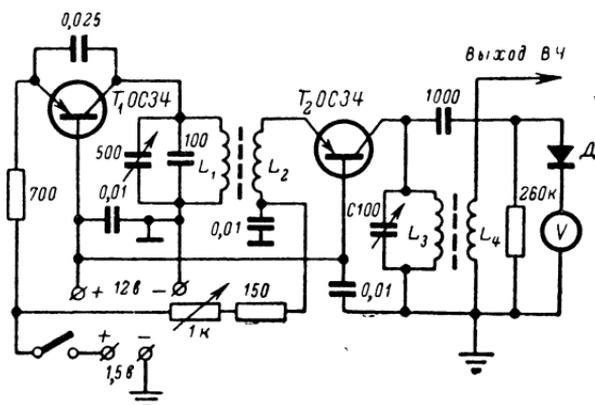


Рис. 6-14. Двухкаскадный передатчик.

Незначительную долю частотной модуляции получают при использовании схемы на рис. 6-13. Диод Д подключается в прямом направлении к батарее смещения, и его прямое сопротивление, которое должно быть согласовано с сопротивлением антенны, изменяется в такт

с модулирующим напряжением. Эта схема имеет, очевидно, тот недостаток, что в диоде теряется часть и без того малой высокочастотной мощности.

Указанных выше недостатков можно избежать, если передатчик выполнить на двух каскадах согласно рис. 6-14. При этом достигается значительная независимость генератора от настройки и нагрузки. Генератор включен здесь по схеме рис. 6-12. Для эмиттера в данном случае требуется отдельная батарея напряжением 1,5 в, поэтому здесь не требуется дополнительных мер по стабилизации, как это было бы необходимо для схемы с общим эмиттером. Усилительная ступень, включенная за генератором, также работает по схеме с общей базой. Связь между L_1 и L_2 должна быть регулируемой для установления оптимального значения. С помощью переменного сопротивления (1 ком) в эмиттерной цепи T_2 можно изменять в некоторых пределах рабочую точку усилительной ступени. Антенна через L_4 связывается с колебательным контуром L_3, C в коллекторной цепи. Для контроля при настройке служит вольтметр, который показывает выпрямленное диодом напряжение высокой частоты.

6-5. 10-ВАТТНЫЙ МОДУЛЯТОР

Описываемый модулятор на транзисторах очень экономичен и удобен для переносных устройств.

По сравнению с ламповым устройством 10-ваттный усилитель на транзисторах в режиме покоя потребляет ток значительно меньший, чем ламповый (0,35 а вместо 3—5 а), да и то только во время передачи. Ток покоя в этом случае необходим главным образом для питания делителей напряжения, предназначенных для стабилизации рабочей точки. Таким образом, общий к. п. д. составит не 30%, а около 60%, а мощность, отбираемая для полного управления модулятором, — примерно 16 вт, а не 30 вт. В действительности величина мощности, отбираемой от батареи во время эксплуатации, будет значительно меньше, поскольку уровень энергии, приходящийся на долю низких частот при передаче речевого сигнала, составляет всего одну треть от мощности, расходуемой на непрерывную передачу одного тона.

Выпускавшиеся ранее образцы транзисторов могли отдавать мощность порядка 10 *вт* при питании их от батареи напряжением не менее 12 *в*. С помощью новых образцов типа ОС16 эту мощность можно получить, питая транзистор от батареи напряжением 6 *в*. При установке в автомобиле можно даже достигнуть мощности 12 *вт*, поскольку в общем случае величина напряжения там достигает 6,9 *в*.

Вход усилителя (рис. 6-15) должен быть высокоомным (~ 100 *ком*) с тем, чтобы можно было подключать пьезоэлектрический микрофон, не опасаясь за ухудшение качества передачи речи и полосы частот. Обычно входное сопротивление схемы с заземленным эмиттером составляет 1—1,5 *ком*. Часто его значение повышают путем подключения высокоомного сопротивления между микрофоном и входом усилителя. При этом потеря напряжения на этом сопротивлении будет характеризоваться отношением 100 : 1 или еще большим. При использовании входного трансформатора потери не будут столь велики, но такой трансформатор дорог и, кроме того, понадобится установка по меньшей мере еще одного дополнительного транзистора. Вследствие этого общее усиление модулятора будет настолько высоким, что могут появиться нежелательные искажения самого разного рода.

Для получения высокого входного сопротивления порядка 100—200 *ком* можно использовать также схему эмиттерного повторителя, однако эта схема не дает усиления по напряжению. Кроме того, выходное сопротивление этой схемы будет достаточно высоким (15—20 *ком*), так что для трансформации сопротивления величиной 1,5 *ком* необходимо будет применить два эмиттерных повторителя. Как видно, и это решение оказывается неэкономичным.

Наиболее рационально повышать величину входного сопротивления путем введения отрицательной обратной связи, что и было сделано в описываемом здесь усилителе. Входное сопротивление в этом случае составит 180 *ком* при общем усилении двух первых каскадов порядка 10. Если довольствоваться несколько меньшим значением (100 *ком*), то значение усиления будет гораздо выше. Отрицательную обратную связь можно регулировать в широких пределах изменением эмиттерного

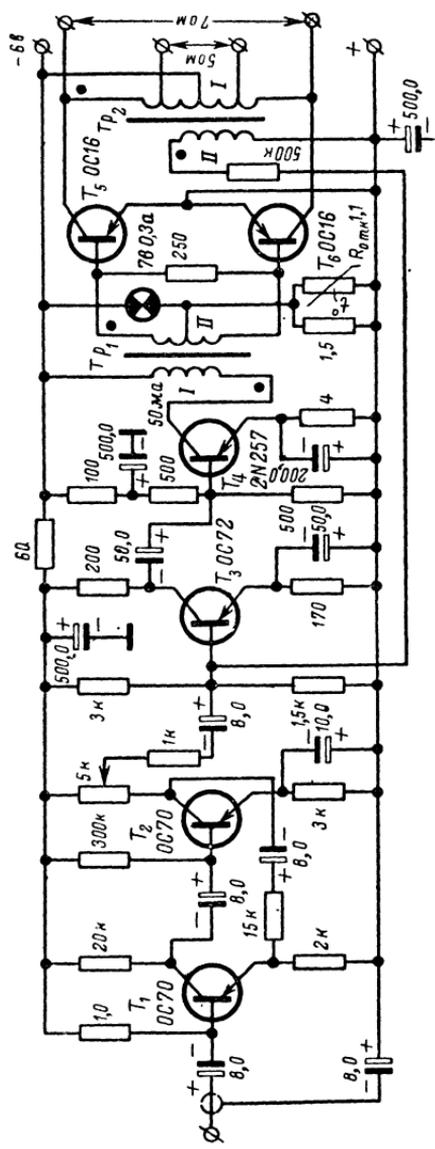


Рис. 6-15. Схема модулятора.

T_1 — динамное железо $IV \times 0,35$ мм, тип Е160/20, воздушный зазор 50 мк, обмотка I имеет 260 витков ПЭВ 0,45, обмотка II — 2×130 витков ПЭВ 0,6 (намотана в два провода);
 T_2 — динамное железо $IV \times 0,35$ мм, тип Е160/20, воздушный зазор 100 мк, обмотка I имеет 10+60+60+10 витков ПЭВ 1,0, обмотка II — 120 витков ПЭВ 0,3.

сопротивления первого каскада. При уменьшении этого сопротивления усиление будет возрастать, а входное сопротивление уменьшаться. С введением отрицательной обратной связи характеристики схемы мало зависят от напряжения батареи и разброса параметров отдельных деталей.

По постоянному току вход должен быть полностью разделен от усилителя, с тем чтобы иметь отдельное заземление для входа, так как на шасси подан отрицательный потенциал от батареи, в то время как на общую точку схемы подается плюс. Уже малого падения напряжения в проводниках и шасси будет достаточно для того, чтобы усилитель был склонен к самовозбуждению. К экрану входного провода необходимо подключить электролитический конденсатор для того, чтобы потенциал базы первого транзистора при случайном коротком замыкании между общей точкой входного участка и шасси сохранял свое правильное значение.

Следующие каскады надежно стабилизируются сопротивлениями в цепях эмиттеров, так что даже при больших колебаниях температуры усиление не будет менять своего значения. Для автомобильных установок это обстоятельство имеет особенно важное значение, так как летом в результате нагрева от солнечных лучей внутри автомашины температура может повышаться до 40°C и выше. Эмиттерные сопротивления должны быть зашунтированы конденсаторами для устранения нежелательной отрицательной обратной связи, вызывающей потери усиления. Поскольку нижняя граничная частота для модулятора речи лежит в области $300\text{—}500$ гц, то величина этих конденсаторов не должна быть слишком большой. То же самое можно сказать и о конденсаторах связи между каскадами.

При очень большом усилении требуется хорошая развязка отдельных каскадов. Поэтому напряжение питания первых трех каскадов и напряжение смещения на предоконечном каскаде должно быть тщательно отфильтровано с помощью RC -звеньев. Так как корпус усилителя должен быть соединен с «массой» автомашины (а, следовательно, с минусом батареи), а на «землю» усилителя подключается плюс батареи, то к точке подачи напряжения должен быть подключен электролитический конденсатор 500 мкф.

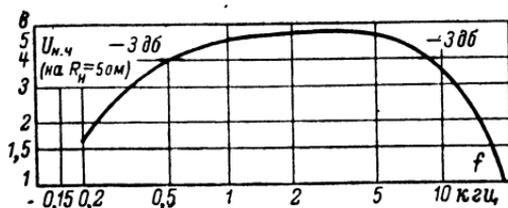


Рис. 6-16. Частотная характеристика модулятора.

Первые каскады собраны на транзисторе ОС70. В третьем каскаде должна создаваться мощность, необходимая для управления предоконечным каскадом, поэтому здесь используется транзистор ОС72. В предоконечном каскаде работает транзистор 2N257. С помощью базового делителя напряжения устанавливается ток покоя, равный 50 ма. С точки зрения минимальных искажений это значение не является оптимальным, однако требования, предъявляемые к модулятору в этом отношении, невелики. При радиотелефонной связи почти невозможно различить на слух искажения в 10% или даже выше.

Оконечная ступень собрана на двух транзисторах типа ОС16, работающих по двухтактной схеме в режиме В. Связь с предоконечным каскадом осуществляется через трансформатор. Базовый делитель напряжения состоит из лампочки 7 а/0,3 а и сопротивления 1,5 ом, зашунтированного сопротивлением с ОТК. Таким способом достигается требуемая стабильность рабочей точки.

Выходной трансформатор не имеет отдельной вторичной обмотки. Непосредственно к коллекторам может подключаться нагрузка 7 ом. Для 5-омной нагрузки предусмотрены соответствующие отводы. Наконец, выходной трансформатор имеет обмотку отрицательной обратной связи. Обратная связь через сопротивление 500 ком подается на базу транзистора ОС72. От величины этого сопротивления в сильной степени зависит коэффициент нелинейных искажений. Эта обратная связь необходима для получения стабильного усиления модулятора при изменении нагрузки.

Для того чтобы иметь возможность подключать усилитель в качестве модулятора к передатчику, выходной

трансформатор должен иметь вторичную обмотку, рассчитанную на нагрузку 5—7 ком. Однако устройство спроектировано таким образом, что в качестве модуляционного трансформатора к 5-омной обмотке может быть подключен обычный выходной трансформатор, предназначенный для работы с мощной лампой (EL84 или EL12). Такой выходной трансформатор легко переделать таким образом, чтобы можно было подключать его непосредственно к оконечным транзисторам. Для этого на него нужно намотать еще такое же количество витков, какое имеет обмотка громкоговорителя. При этом необходимо иметь в виду, что согласование со стороны вторичной обмотки должно быть несколько изменено в зависимости от требуемой величины выходного сопротивления.

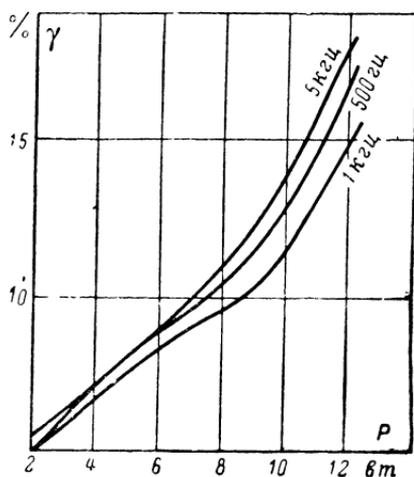


Рис. 6-17. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от выходной мощности.

Характеристики усилителя. На рис. 6-16 приведена частотная характеристика модулятора. Относительно завала в -3 дБ она простирается от 0,5 до 9 кГц.

На рис. 6-17 показано значение коэффициента нелинейных искажений γ в зависимости от выходной мощ-

ности на различных частотах. При этом напряжение батареи составляло 6,9 в, что соответствует имеющемуся в автомашине напряжению. На частоте 1 кГц при мощности 10 вт величина γ составляет 11,5%. При мощности 12 вт γ возрастает до 15%. Однако даже это значение

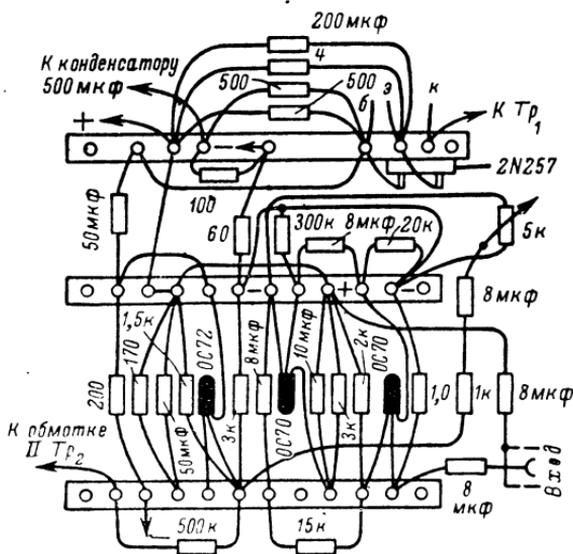


Рис. 6-18. Монтажная схема каскадов предварительного усиления.

допустимо для модулятора, и с усилителя можно вполне снимать мощность 12 вт. Разборчивость речи при этом не будет ухудшена.

Конструкция. Конструкция усилителя может иметь различные варианты. Оконечные транзисторы с помощью соответствующих слюдяных шайб должны изолироваться от шасси. К шасси крепится 8-штырьковый разъем, к которому подключаются предоконечный и выходной трансформаторы, регулятор усиления, изолированный вход для микрофона и электролитический конденсатор 500 мкф. Каскады предварительного усиления и предоконечный транзистор распаиваются на трех специальных платах с лепестками (рис. 6-18).

6-6. СХЕМЫ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Для передачи по радио речи и воспроизведения граммофонных пластинок опубликовывались различные схемы на транзисторах. Простая схема этого вида на точечном транзисторе показана на рис. 6-19. Генератор работает на определенной частоте, на вторую или третью гармонику которой настроен колебательный контур. Модуляция несущей частоты (100 Мгц) осуществляется управлением коллекторного тока, значение которого при этом несколько колеблется около своего среднего значения. Выходного напряжения пьезоэлектрического звукоснимателя ($\sim 0,1 \text{ в}$) достаточно для получения необходимого отклонения частоты.

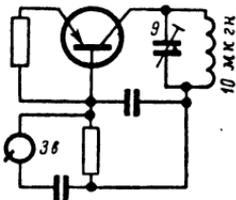


Рис. 6-19. Каскад частотной модуляции на точечном транзисторе.

В схеме на рис. 6-20 для модуляции используются два диода с переменной емкостью перехода. Поляризирующее напряжение на оба диода подается от нескольких

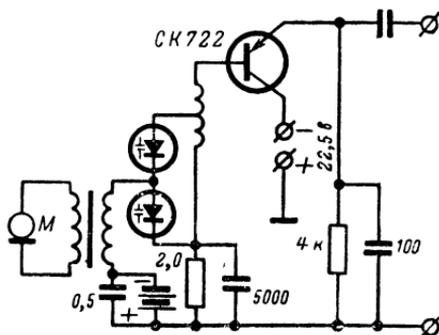


Рис. 6-20. Каскад частотной модуляции на диодах с переменной емкостью перехода.

элементов, параллельно которым подключается конденсатор $0,5 \text{ мкф}$. Этот конденсатор для модулирующей частоты представляет относительно малое сопротивление. Диоды присоединяются к отводу катушки, чем достигается высокая добротность схемы и эффективность частотной модуляции.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

7-1. ПРОСТЕЙШИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Для создания переносных измерительных приборов, обладающих малыми размерами и не требующих сетевого питания, теперь часто вместо ламп применяют полупроводниковые элементы (диоды и транзисторы).

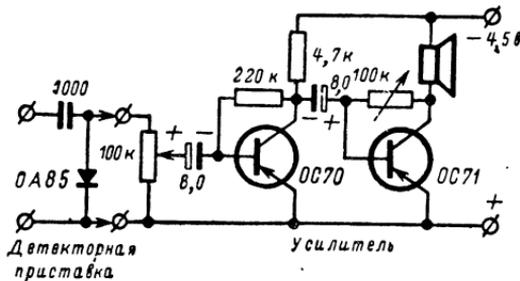


Рис. 7-1. Прибор для проверки прохождения сигнала.

Пробник для прослушивания сигналов. Очень простая схема прибора для проверки прохождения сигнала через усилитель низкой частоты, выполненного на двух транзисторах, показана на рис. 7-1. С выпрямительной приставкой этот прибор можно применять для проверки высокочастотных ступеней и ступеней промежуточной частоты.

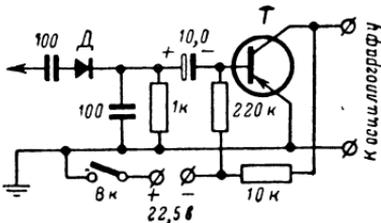


Рис. 7-2. Щуп для отыскания неисправностей в телевизоре.

Щуп для определения неисправностей. На рис. 7-2 приводится простая схема щупа на транзисторе для определения неисправностей высокочастотного блока ПТК. Элементы схемы монтируются в пластмассовой трубке длиной 15 см и диаметром 2,5 см. Необходимость этой приставки была вызвана недостаточным усилением усилителя вертикального отклонения многих осциллографов. Если же подводить к осциллографу сигнал, усилен-

ный первой и второй ступеню усилителя промежуточной частоты видеусилителя, то определить неисправность часто бывает невозможно.

RC-генератор на 1 кГц. При многих измерениях требуется генератор фиксированной частоты на 1 кГц. На рис. 7-3 показана схема RC-генератора. Генератор дает мало искаженное синусоидальное напряжение звуковой частоты (1 в на нагрузке 4 ком), которое может применяться для целей калибровки и проверки. Условия самовозбуждения в схеме создаются при усилении по току $\alpha \geq 30$. С помощью сопротивления R_1 устанавливается рабочая точка транзистора.

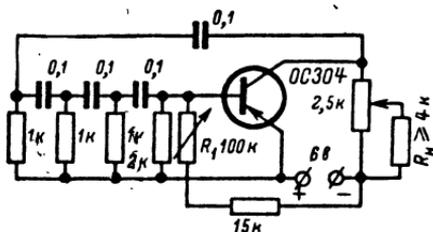


Рис. 7-3. RC-генератор для измерительных целей.

Генератор телевизионного сигнала. На транзисторах можно также выполнить генератор для получения телевизионной испытательной таблицы (рис. 7-4). Если в прибор вмонтировать батарею (4,5 в), то его параметры не будут зависеть от напряжения сети. Испытательный генератор содержит четыре транзистора, которые работают в трех различных генераторах. Транзисторы должны надежно генерировать на частоте 30 МГц (могут быть использованы, например, транзисторы OC170). Транзистор T_2 генерирует несущую частоту около 30 МГц, гармоники которой лежат в диапазоне телевизионного сигнала. Напряжение смещения на базу транзистора снимается с делителя напряжения R_2, R_3 . Коллекторный ток определяется сопротивлением R_4 . Пока T_2 не генерирует, R_4 ограничивает ток до 1 ма. После установления колебаний вследствие выпрямляющего действия участка эмиттер—база транзистора T_2 напряжение смещения изменяется, при этом изменяется и рабочая точка транзистора. Дроссель L_2 — заградительный. Индуктивность L_1 совместно с конденсатором C_7 определяет частоту генератора; конденсатор C_7 выбирается при этом таким, чтобы гармоники несущей попадали в третий телевизионный канал. Сигнал несущей частоты отводится через катушку L_3 (один виток). Со-

противление R_5 на выходе препятствует возникновению стоячих волн в соединительной линии между генератором и телевизионным приемником.

Напряжение смещения базы транзистора T_1 (генератора вертикальных полос) снимается с делителя напряжения R_2, R_3 . Коллекторный ток ограничивается сопротивлением R_1 , которое зашунтировано конденсатором. От

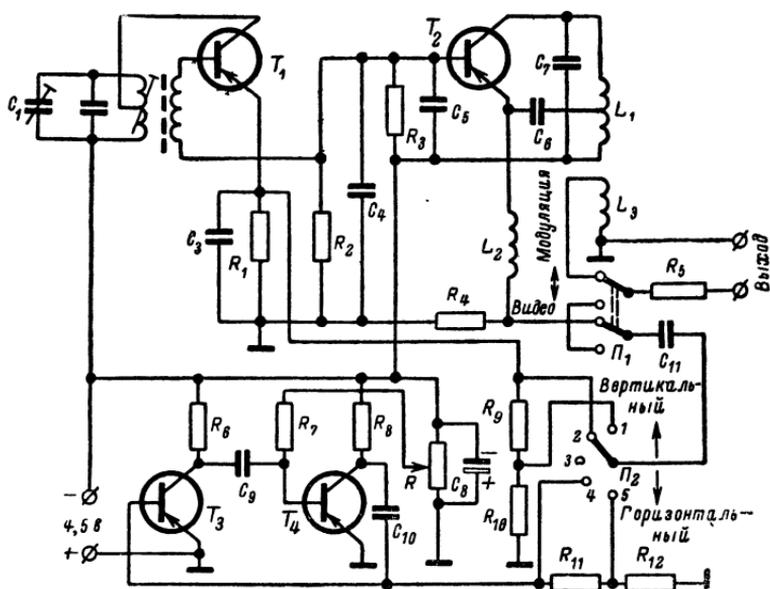


Рис. 7-4. Генератор для получения телевизионной испытательной таблицы.

эмиттера транзистора T_1 сигнал подводится к контакту 2 переключателя Π_2 . Частота генератора должна быть ~ 150 кГц; в этом случае получается 10 вертикальных полос. Генератор горизонтальных полос построен на транзисторах T_3 и T_4 . Выходное напряжение этого мультивибратора, частота которого устанавливается потенциометром R , подводится к выводу 4 переключателя Π_2 . В положении переключателя Π_1 «модуляция» сигнал с переключателя Π_2 попадает на эмиттер транзистора T_2 , с которого модулированный сигнал поступает на выход прибора. В положении переключателя Π_1

«Видео» сигнал с переключателя Π_2 подводится непосредственно к выходным клеммам.

Измеритель емкости. С помощью транзисторов имеется возможность создания малогабаритного и удобного прибора для измерения емкостей, шкала которого будет проградуирована непосредственно в пикофарадах, и у которого особенно трудный для измерения диапазон от 1 до 20 $n\phi$ будет растянут на половину шкалы измерительного прибора.

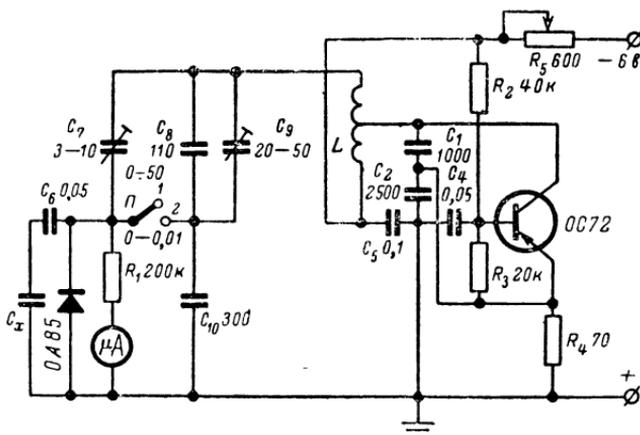


Рис. 7-5. Измеритель емкостей с непосредственным отсчетом.

Схема прибора показана на рис. 7-5. Она состоит из генератора на транзисторе, включенного по схеме с общим эмиттером. Колебательный контур генератора состоит из катушки L и включенных последовательно конденсаторов C_1 и C_2 . Для уменьшения затухания, вызываемого малым входным сопротивлением транзистора, эти конденсаторы подключаются к отводу катушки L . К колебательному контуру подключены также конденсаторы C_8 , C_9 и C_{10} . Их результирующая емкость должна быть малой, поскольку она может влиять на настройку контура.

Если переключатель Π находится в положении 1 (диапазон измерения 0—50 $n\phi$), то емкостной делитель напряжения, состоящий из подстроечного конденсатора C_7 и измеряемого конденсатора C_x , подключается параллельно колебательному контуру. Так как емкость кон-

денсатора C_6 значительно больше емкости конденсатора C_7 , то она не влияет на распределение напряжения высокой частоты. Напряжение на последовательно включенных конденсаторах C_x и C_6 измеряется диодным вольтметром, состоящим из диода ОА85 и измерительного прибора на 50 $\mu\text{кА}$ с добавочным сопротивлением R_1 . Сопротивление R_1 выбирается таким образом, чтобы стрелка при отсутствии измеряемого конденсатора C_x отклонялась на всю шкалу. После подключения измеряемого конденсатора C_x напряжение, приложенное к последовательной цепи, состоящей из C_x и C_6 , уменьшается тем больше, чем больше емкости C_x .

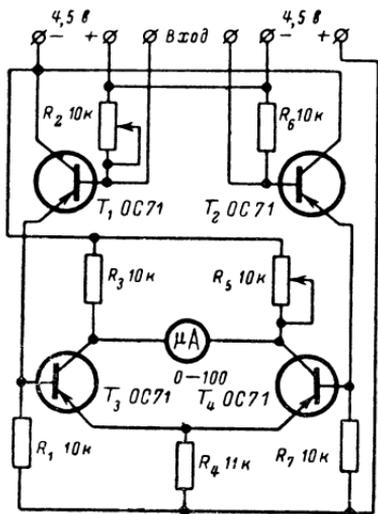


Рис. 7-6. Чувствительный вольтметр постоянного напряжения.

Когда переключатель Π находится в положении 2, делитель напряжения изменяется. В этом случае диапазон измерения емкостей равен 0—10 000 пФ . Перед каждым измерением диодный вольтметр калибруется с помощью сопротивления R_5 на полное отклонение стрелочного прибора при отсутствии измеряемого конденсатора C_x .

Электронный вольтметр. Для измерения малых постоянных напряжений был

разработан чувствительный вольтметр постоянного напряжения на четырех транзисторах ОС71 (рис. 7-6). Чувствительность прибора не хуже 20 мВ на всю шкалу, потребление входного тока составляет 0,5—1,5 $\mu\text{кА}$. Отсюда входное сопротивление 1 Мом/В . Если все четыре транзистора разместить в общем кожухе, выполненном из меди, то тепловая стабильность схемы получается достаточной. С помощью соответствующих последовательно включенных сопротивлений можно получить также и другие диапазоны измерения. Установка нуля прибора осуществляется двумя этапами: вначале при короткозамкнутом входе с помощью переменного сопротивле-

ния R_5 , а затем после размыкания входа сопротивлением R_2 корректируют до нулевого положения получающееся небольшое отклонение стрелки прибора.

Вольтметр звуковых частот. Схема вольтметра звуковых частот (10 *гц*—30 *кГц*), выполненного на транзисторах, для измерения напряжений от 10 *мв* до 300 *в* (12 диапазонов) с неравномерностью по диапазону 1 *дб* показана на рис. 7-7. При измерении малых напряжений входное сопротивление составляет 100 *ком*, при измерении больших напряжений (1—300 *в*) 1 *Мом*. Предусмотренная температурная компенсация уменьшает температурную зависимость между 10 и 30°С до 0,2 *дб*. Прибор выполнен на пяти транзисторах, четырех германиевых диодах и одном кремниевом стабилитроне. Усилитель рассчитан таким образом, чтобы при напряжении на базе T_1 150 *мкв* в коллекторной цепи T_4 протекал переменный ток 1 *ма*. При этом усиление по мощности составляет 85 *дб*. Для улучшения линейности частотной характеристики имеется обратная связь; без обратной связи усиление по мощности ~ 120 *дб*. К коллектору последней усилительной ступени подключается выпрямительный мост из четырех диодов ОА70, напряжение с которого подается к измерительному прибору V через сопротивление R_{29} , служащее для компенсации температурной зависимости диодов. От нижней точки моста к эмиттеру T_3 подводится обратная связь, стабилизирующая выходной ток, чем достигается линейность шкалы прибора. Наибольшее отклонение от линейности благодаря этому получается меньше 2% от предельного значения шкалы. Глубину обратной связи можно регулировать потенциометром R_{19} (чем и осуществляется калибровка прибора).

На вход прибора можно подключать также пробник (например, с германиевым диодом) для того, чтобы с помощью головных телефонов на выходе прослушивать модулированные высокочастотные колебания. В противоположность остальным транзисторам T_5 не стабилизирован, так как изменение рабочей точки при прослушивании сигнала значения не имеет. Кроме того, перемещение рабочей точки этого транзистора от изменения температуры можно использовать для температурной компенсации основного усилителя. Коллекторное напряжение на T_5 , определяющее ток базы первых двух

транзисторов (T_1 и T_2), уменьшается при повышении температуры, и благодаря этому уменьшается изменение коллекторного тока первых двух каскадов. Одновременно изменяется усиление в нужном направлении.

Потенциометр R_{20} , включенный в цепь коллектора T_5 , дает возможность осуществить перекомпенсацию. Если движок потенциометра установлен в левом положении (а), то зависящее от температуры напряжение на кол-

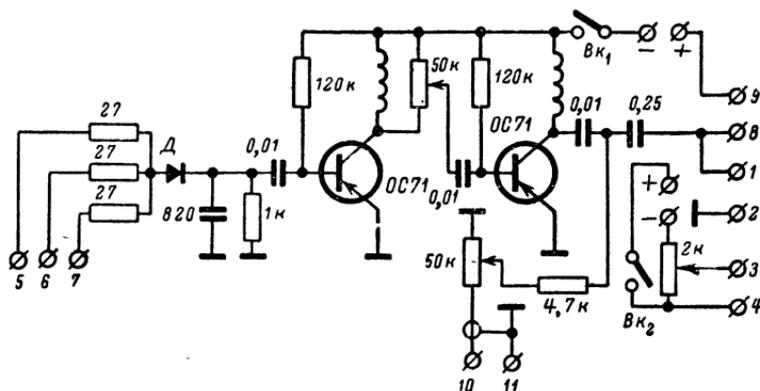


Рис. 7-8. Смесительный усилитель для снятия кривой пропускания.

лекторе подводится к базе T_1 и T_2 , и усиление уменьшается с повышением температуры. В правом положении движка (б) подается постоянное напряжение от делителя напряжения R_{31} , R_{32} к базе T_1 и T_2 и усиление с ростом температуры возрастает. В среднем положении движка усиление почти не зависит от температуры.

Смеситель для калибровки генераторов. На рис. 7-8 показана схема смесительного усилителя, предназначенного для калибровки шкалы частот генераторов и для снятия кривой пропускания телевизионного приемника с помощью генератора качающейся частоты и осциллографа.

Частотно-модулированное напряжение высокой частоты от генератора качающейся частоты подводится к гнезду 5, а калибровочная частота генератора меток — к гнезду 6 смесительного усилителя. На смесительном диоде D возникает напряжение калибровочных меток,

частота которых соответствует разности частот напряжений, подаваемых на гнезда 5 и 6. С гнезда 7 оба наложенные высокочастотные напряжения снимаются и подаются на вход испытуемого прибора (например, к смесительной лампе телевизионного приемника). Если частоты этих напряжений разнятся незначительно, то получаются низкие комбинационные частоты, которые усиливаются двухкаскадным усилителем (полоса пропускания 2—20 кГц). К исследуемому выходному напряжению испытуемого объекта (подводится к гнездам 10 и 11) добавляется усиленный низкочастотный сигнал. Если смесь этих сигналов подвести к вертикальным пластинам осциллографа (гнезда 1 и 2 или 8 и 9), то при каждом включении генератора калибровочных меток на экране осциллографа будут появляться тонкие частотные метки. С гнезд 3 и 4 можно снимать регулируемые отрицательные напряжения, которые могут быть использованы для установления усиления испытуемых телевизионных приемников, так как при использовании генератора качающейся частоты автоматическая регулировка усиления должна быть выключена.

Измерительный RC-мост. На рис. 7-9 показана схема измерительного RC-моста, выполненного на трех транзисторах, двух германиевых диодах и одной лампе (DM70), который, несмотря на малые габариты, пригоден для точных измерений. Транзистор T_1 работает в схеме с общим эмиттером и генерирует напряжение звуковой частоты (~ 2 кГц). С обмотки ω_4 трансформатора Tr_1 можно снимать 7 мвт колебательной мощности. Эта обмотка питает собственно измерительный мост, который состоит из образцовых элементов сравнения R_0, C_0 измерительного объекта R_x, C_x и потенциометра R . Напряжение обмотки ω_3 удваивается в выпрямительной схеме и служит анодным напряжением для индикаторной лампы L .

Двухкаскадный усилитель (T_2, T_3), используемый для обеспечения необходимой чувствительности, подключается между движком потенциометра R и корпусом. Общее усиление по току в обеих ступенях достигает 1 000, чем гарантируется высокая чувствительность индикатора. Для работы измерительного моста достаточно батареи 2,2 в, поэтому особой стабилизации рабочей точки транзисторов не требуется. Коллекторный ток T_2

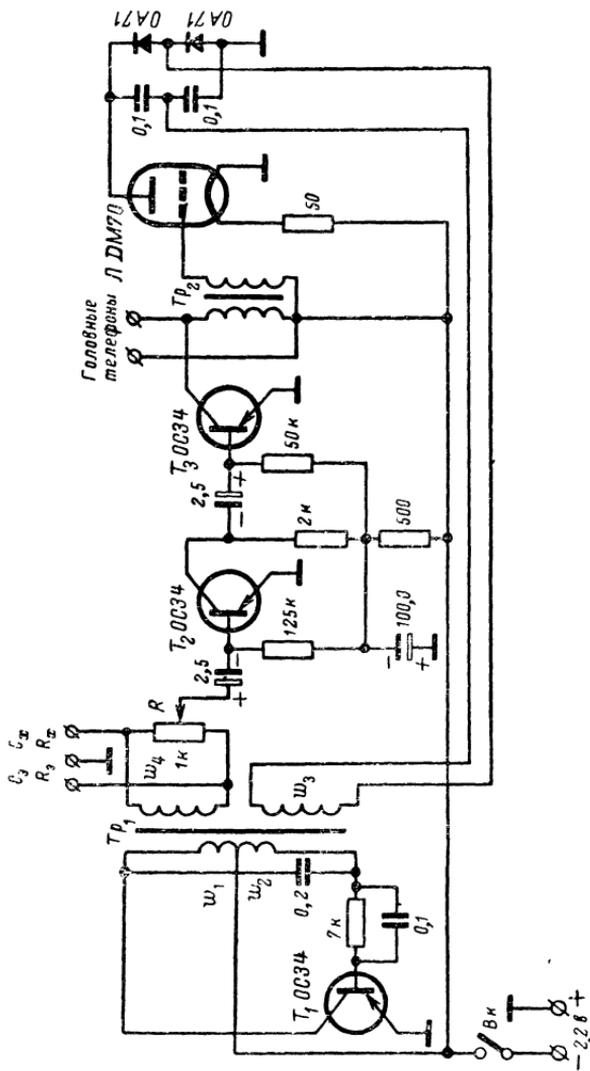


Рис. 7-9. Измерительный RC-мост.

($\sim 0,7$ ма) проходит через фильтрующую цепь, для того чтобы устранить возможность связи с генератором через внутреннее сопротивление батареи. С трансформатора Tr_2 (коэффициент трансформации 1 : 10, индуктивность первичной обмотки 1,5 гн) снимается переменное напряжение с частотой 2 кГц, достаточное для подачи непосредственно на сетку оптического индикатора настройки L . К сетке лампы одновременно подводится напряжение смещения 1 в, так что при балансе моста световой штрих

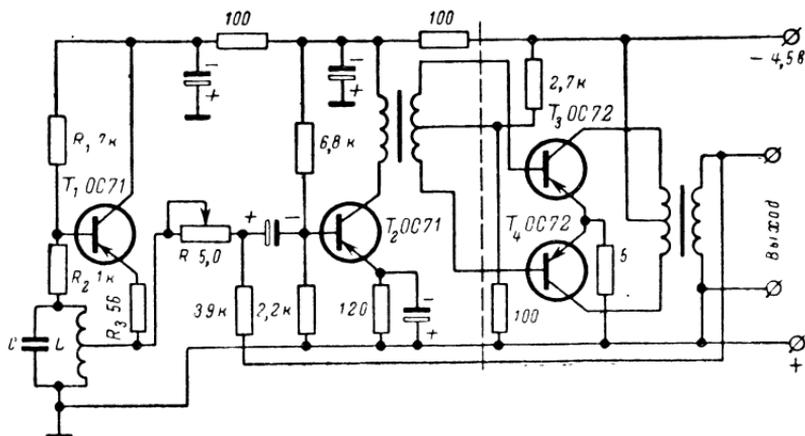


Рис. 7-10. Генератор переменного тока для питания измерительных мостов.

имеет длину около 5 мм. При подаче переменного напряжения, которое может достигать значения 10 в, световой штрих соответственно удлиняется.

Чувствительность измерительного моста определяется величиной напряжения низкой частоты и усилением индикаторного усилителя и позволяет регистрировать ток порядка 10^{-8} а. Благодаря этому верхний диапазон измерения получается равным 3 Мом. С использованием головных телефонов в качестве индикатора можно надежно производить измерение сопротивлений до 10 Мом. Измерение емкости возможно до 100 или 30 пф (нижняя граница).

Генератор тока звуковой частоты. Для измерительного моста, питающегося переменным током, был разработан источник переменного напряжения на транзисто-

рах (рис. 7-10). Генератор потребляет незначительный ток и имеет хорошую стабильность частоты. При напряжении питания 4,5 в с выхода прибора можно получить мощность 220 мвт при частоте 1 000 гц, коэффициент нелинейных искажений равен 3%. Транзистор T_1 работает как генератор, собранный по трехточечной схеме (в схеме с общим коллектором). Незашунтированное эмиттерное сопротивление R_3 и делитель напряжения R_1, R_2 стабилизируют рабочую точку. Отрицательная обратная связь компенсируется соответствующей положительной обратной связью.

Для того чтобы избежать искажений и изменений частоты генератора от нагрузки, усилительная ступень (буферный каскад T_2) включается через потенциометр R к отводу катушки колебательного контура. Влияние изменения нагрузки на частоту остается благодаря этому меньше 10^{-3} . После разделительной ступени (T_2) следует двухтактная оконечная ступень (T_3, T_4). Для уменьшения коэффициента нелинейных искажений вводят обратную связь с выходного трансформатора на базу транзистора T_2 . Выходная мощность разделительной ступени равна при полном управлении 5 мвт. Если эта мощность удовлетворяет поставленным целям, то прибор можно использовать без оконечной ступени. А так как основную часть нелинейных искажений создает двухтактный каскад, то при работе только с разделительной ступенью обратную связь можно исключить.

7-2. ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ НА 5,5 Мгц

На рис. 7-11 показана схема испытательного генератора на 5,5 Мгц с частотной модуляцией, который используется для исследования демодуляторов телевизионных приемников. Малый нагрев генератора в процессе эксплуатации позволяет заключить его вместе с батареей в небольшой металлический кожух, что уменьшает излучение помех.

Прибор содержит генератор несущей частоты, собранный по трехточечной схеме на транзисторе ТF49 (T_1) и настроенный на частоту 5,5 Мгц. Вторая генераторная ступень на транзисторе ТF65 (T_2) генерирует напряжение модуляции с частотой 800 гц. Кремниевый диод

SZ18, используемый в качестве конденсатора с последовательно соединенным разделительным конденсатором 500 $n\phi$, подключен к высокочастотному колебательному контуру и образует часть емкости контура. Емкость диода изменяется пропорционально напряжению модуляции (800 $\mu\epsilon$), подводимому от второй ступени генератора

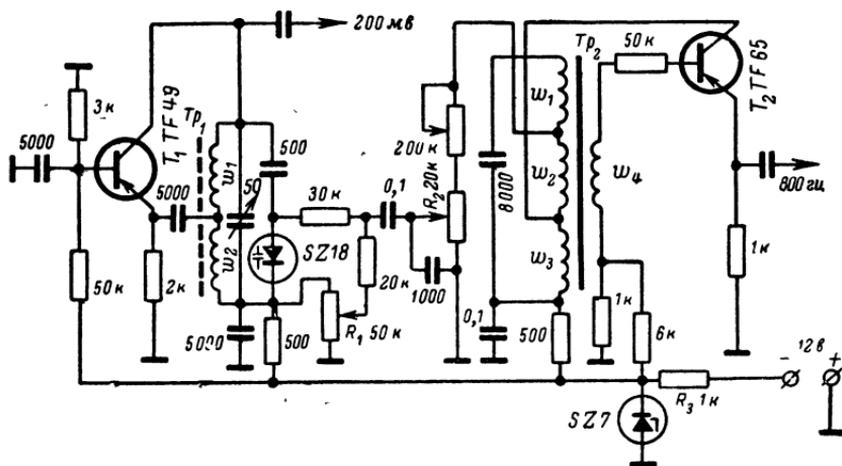


Рис. 7-11. Испытательный генератор на 5,5 Мгц.

Tp_1 — сердечник диаметром 8,5 мм, w_1 — 48 витков ПЭЛ 0,6, w_2 — 8 витков ПЭЛ 0,6; Tp_2 — чашеобразный сердечник В65591/ТN26/А, w_1 — 500 витков ПЭЛ 0,15, w_2 — 250 витков ПЭЛ 0,15, w_3 — 150 витков ПЭЛ 0,15, w_4 — 30 витков ПЭЛ 0,15.

(T_2), а также прямо пропорционально зависит от приложенного постоянного напряжения. Потенциометр R_1 должен быть установлен в таком положении, чтобы использовалась линейная часть характеристики преобразования. Характеристика преобразования представляет зависимость между изменением частоты, вызванным изменением емкости, и напряжением на кремниевом диоде. Изменение частоты можно регулировать потенциометром R_2 . При отклонении частоты на ± 50 кгц коэффициент нелинейных искажений γ демодулированного напряжения низкой частоты составляет 3%. Эту величину следует учитывать при измерении коэффициента нелинейных искажений демодуляторов.

Для питания схемы служит батарея 12 в. Благодаря сопротивлению R_3 , включенному последовательно с батареей, и кремниевому стабилитрону SZ7 напряжение батареи уменьшается до 7 в и стабилизируется.

7-3. RC-ГЕНЕРАТОРЫ

На рис. 7-12 показана схема RC-генератора на 3 кГц. Собственная частота генератора, работающего с мостовой схемой Вина, определяется отношением

$$f = \frac{1}{2\pi RC}.$$

При $R=4,7$ ком и $C=0,01$ мкф $f \approx 3$ кГц. Для самовозбуждения коэффициент усиления по току каждого транзистора T_1 и T_2 должен быть больше 4. Это небольшое значение коэффициента усиления позволяет применить

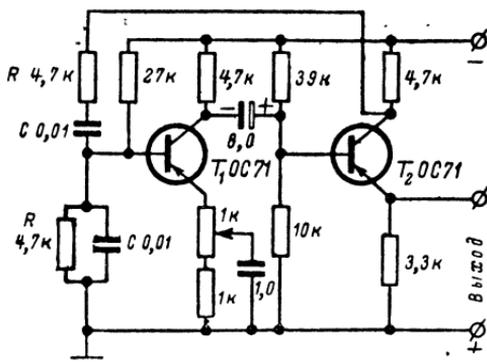


Рис. 7-12. RC-генератор с мостом Вина.

сильную отрицательную обратную связь с помощью незашунтированных сопротивлений в цепи эмиттера. Для получения неискаженных синусоидальных колебаний в этой схеме использован интересный схемный прием: часть сопротивления в цепи эмиттера транзистора T_1 шунтируется конденсатором 1 мкф. Благодаря этому получается регулируемая отрицательная обратная связь, которая устанавливается до такого значения, чтобы генератор устойчиво генерировал. При таком регулировании обратной связи получаются незначительные искажения.

Выходное напряжение снимается с эмиттера транзистора T_2 . Это напряжение можно снимать также и с коллектора T_1 .

На рис. 7-13 показан RC -генератор с диапазоном частот 3 гц — 30 кгц, который по своим параметрам не уступает подобным ламповым приборам. Его технические характеристики, измеренные на частоте 800 гц, следующие:

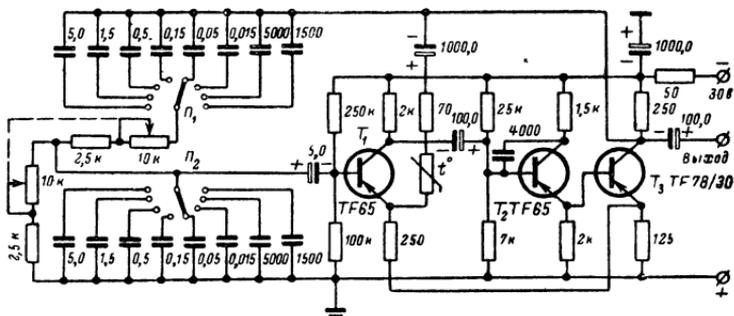


Рис. 7-13. RC -генератор с диапазоном частот 3 гц—30 кгц.

выходное напряжение $\sim 2,5$ в, температурная зависимость выходного напряжения $< 10^{-3}$ 1/град, температурная зависимость частоты $< 0,5 \cdot 10^{-4}$ 1/град, изменение выходного напряжения при колебаниях напряжения питания $\pm 15\% < \pm 10^{-4}$, изменение частоты при колебаниях напряжения питания $\pm 15\% < \pm 5 \cdot 10^{-4}$, коэффициент нелинейных искажений $< 0,1\%$.

Частота генерации определяется мостом Вина. Внутри каждого из восьми частотных поддиапазонов частота может плавно изменяться с помощью двоянного потенциометра в отношении 1:4. Так как при применении двоянного переменного сопротивления с линейной характеристикой на высоких частотах получается сильное сужение частотной шкалы, то оказалось необходимым весь частотный диапазон разделить на сравнительно большое число поддиапазонов. Число поддиапазонов можно уменьшить, если использовать двоянный потенциометр с логарифмической характеристикой. В этом случае также возможно декадное деление частоты. Переменный конденсатор, применяемый в ламповых приборах для изменения частоты, здесь не используется, так как

входная емкость транзистора велика, а вся схема должна быть выполнена более низкоомной, чем ламповая.

Описываемая схема имеет сходство с ламповым генератором. Первая усилительная ступень охвачена отрицательной обратной связью, действующей в эмиттерной цепи, а также вводимой дополнительно от эмиттерного сопротивления транзистора T_3 . Выходное напряжение с коллектора T_3 через сопротивление с отрицательным температурным коэффициентом вновь подается на эмиттер транзистора T_1 . Сопротивление с ОТК служит для ограничения амплитуды, а также для получения на низких частотах (от 3 гц) наименьших нелинейных искажений. Так как здесь имеются достаточно низкие частоты, то в цепь передачи нужно включать относительно большие конденсаторы. Конденсатор связи между первой и второй ступенью должен быть выбран не менее 100 мкф даже в том случае, если самая низкая частота будет больше 3 гц. Этот конденсатор препятствует (если он выбран достаточно большим) расстройке частоты при изменении напряжения питания.

Вторая ступень (подобно третьей) включена по схеме эмиттерного повторителя с целью получения низкого выходного сопротивления, необходимого для следующей мощной ступени. Транзисторы T_2 и T_3 имеют гальваническую связь. Выходное напряжение снимается с коллектора T_3 .

7.4. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕЛЕЙ

Измерительный детектор. На рис. 7-14 показана схема измерительного детектора на германиевом диоде и последовательно включенного двухкаскадного усилителя на транзисторах; такая схема позволяет производить измерения до относительно высоких частот. Особенностью усилителя является последовательное соединение ступени с общим коллектором со ступенью с общим эмиттером. В коллекторной цепи транзистора T_2 включена обмотка реле P и измерительный прибор V . Напряжение питания на транзистор T_2 подается от последовательно включенных батарей B_1 и B_2 . Эмиттер транзистора T_1 управляет непосредственно базой T_2 . Таким образом, эмиттерный ток транзистора T_1 и базовый ток транзи-

стора T_2 одинаковы. Постоянное напряжение, снимаемое с сопротивления R , управляет базой входного транзистора T_1 . Сопротивление R является нагрузкой диода D , который выпрямляет измеряемое напряжение высокой частоты. При этом диод должен быть включен определенной полярностью. Контакты реле P включают токовую цепь лампочки накаливания L . Реле можно включать так, чтобы при превышении линейной области работы двухкаскадного усилителя лампочка гасла.

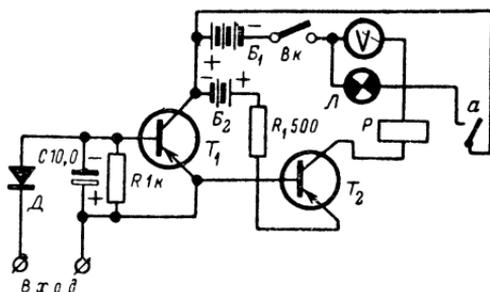


Рис. 7-14. Измерительный детектор с двухкаскадным усилителем.

Измерительный усилитель. Усилитель постоянного напряжения, изображенный на рис. 7-15, применяется для усиления напряжений, которые получаются от генераторов Холла, фотоэлементов и термоэлементов. Усиление по напряжению, составляя около 60 дб, линейно вплоть до входного напряжения 10 мв. Усилитель работает в двухтактном режиме А, благодаря чему достигается регистрация полярности измеряемого напряжения. На выход усилителя в зависимости от условий может включаться либо поляризованное реле P с нейтральным положением, либо микроамперметр. Тогда в первом случае для установления нуля подключаются сопротивления R_3 и R_4 , нанесенные пунктирными линиями. Контроль нуля и рабочей точки осуществляется прибором с чувствительностью 20 мка с соответствующими добавочными сопротивлениями R_6 и R_5 . Положение нуля регулируется сопротивлением R_1 , а положение рабочей точки — сопротивлением R_2 . Рабочие точки T_3 и T_4 установлены правильно тогда, когда падение напряжения на R_3 составит

~6 в. Правильная установка нуля соответствует равенству нулю суммы падений напряжений на R_3 и R_4 . Для обеих двухтактных ступеней должны подбираться парные транзисторы.

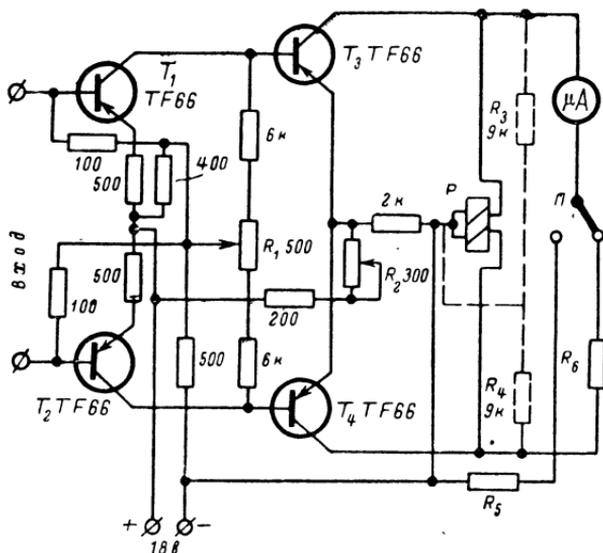


Рис. 7-15. Усилитель постоянного напряжения.

7-5. ИНТЕГРИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ

Для вычислительных, радиолокационных и подобных им устройств требуются усилители, выходное напряжение которых соответствует интегралу от входного напряжения. Так как точное интегрирование требует высокого входного сопротивления усилителя, то при построении таких усилителей на транзисторах необходимо применять специальные схемы.

Высокое входное сопротивление можно получить при последовательном соединении двух транзисторов (рис. 7-16). Для случая включения сопротивления нагрузки R_H в эмиттерную цепь входное сопротивление равно:

$$R_{вх} = \frac{1 - \alpha_{\beta 1} + \alpha_{\beta 1} \cdot \alpha_{\beta 2}}{1 - \alpha_{\beta 1}} \cdot \frac{R_H}{1 + \frac{R_H / h_{22\beta}}{1 + h_{\beta 1\beta}}} \quad (7-1)$$

При этом следует учитывать, что значения коэффициентов усиления по току $\alpha_{\beta 1}$ и $\alpha_{\beta 2}$ обоих транзисторов берутся для схемы с общей базой, значения же параметров $h_{21э}$ и $h_{22э}$ берутся для схемы с общим эмиттером. Для

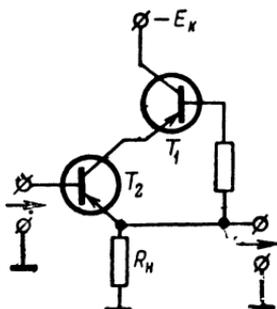


Рис. 7-16. Последовательное включение транзисторов.

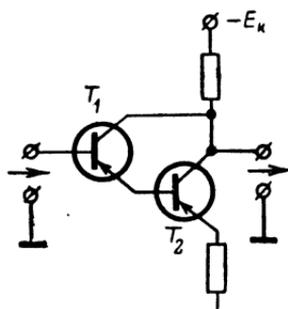


Рис. 7-17. Тандемная схема включения транзисторов.

того чтобы получить возможно большее входное сопротивление, $\alpha_{\beta 1}$ и $\alpha_{\beta 2}$ должны быть близки к 1; сопротивление нагрузки R_n должно быть порядка 100 ком.

Если применить в последовательной схеме транзисторы TF65 с параметрами $\alpha_{\beta} = 0,978$; $h_{21э} = 44,5$; $h_{22э} = 82 \cdot 10^{-6}$ мо, то входное сопротивление каскодной ступени при $R_n = 100$ ком будет равно:

$$R_{вх} = \frac{1 - 0,978 + 0,978^2}{1 - 0,978} \cdot \frac{10,1 \cdot 10^6}{1 + \frac{0,1 \cdot 82}{44,5}} = 2,47 \text{ Мом.}$$

Другая возможность получения высокого входного сопротивления показана на рис. 7-17. Однако здесь, как и в схеме с общим коллектором, нельзя получить значение входного сопротивления больше, чем величина коллекторного сопротивления r_k . В лучшем случае оно может быть порядка 1 Мом.

В схеме интегрирующего усилителя, приведенной на рис. 7-18, применяется последовательное соединение транзисторов (T_1 и T_2). Особенностью интегрирующего усилителя является связь между входом и выходом, осуществляемая через конденсатор C_1 . Базу эмиттера T_3 целесообразно подключать к части эмиттерного сопротивления T_1 , а не непосредственно к эмиттеру, как это по-

казано на рис. 7-16. Этим самым уменьшается влияние входного сопротивления T_3 на общее входное сопротивление интегрирующего усилителя. Последующие ступени на транзисторах $T_3—T_6$ представляют усилитель постоянного тока с обратной связью, последняя ступень которого (T_6) работает по схеме с общим коллектором.

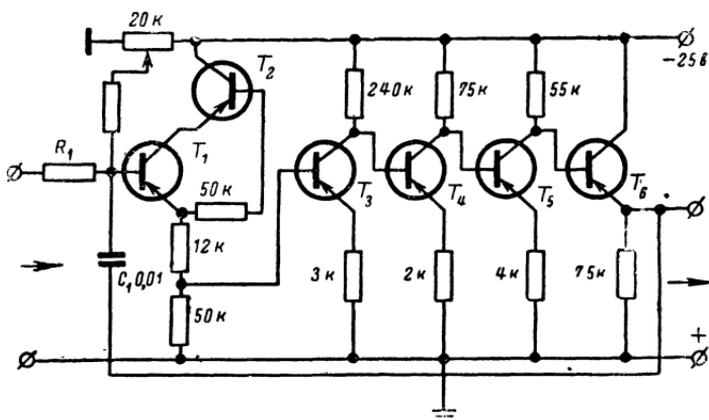


Рис. 7-18. Интегрирующий усилитель.

Интегрирующий усилитель требует постоянной окружающей температуры. Если обозначить через K_u общее усиление по напряжению интегрирующего усилителя, $R_{вх.экв}$ — эквивалентное входное сопротивление [определяется из уравнения (7-1) с учетом параллельно включенных сопротивлений], C_1 — интегрирующий конденсатор, то постоянная интегрирования τ приблизительно будет равна (для больших значений K_u):

$$\tau \approx C_1 R_{вх.экв} K_u. \quad (7-2)$$

При $C_1 = 10^{-8} \text{ ф}$, $R_{вх.экв} = 10^6 \text{ ом}$ и $K_u = 600$ (для схемы на рис. 7-18 это почти достижимое значение) постоянная времени получается:

$$\tau = 10^{-8} \cdot 10^6 \cdot 600 = 6 \text{ сек.}$$

Обозначим отношение $R_{вх.экв}/R_1 = \gamma$ как «коэффициент ослабления» интегрирующего усилителя. Здесь R_1 — сопротивление, включенное в цепи базы T_1 (рис. 7-18). Так

называемый «масштабный коэффициент» интегратора определяется выражением

$$k = \frac{\gamma K_u}{\tau} = \frac{R_{вх.экв} K_u}{R_1 \tau}. \quad (7-3)$$

При $R_1 = 100 \text{ ком}$ и $R_{вх.экв} = 1 \text{ Мом}$ $\gamma = 10$, а масштабный коэффициент интегратора

$$k = \frac{10 \cdot 600}{6} = 1000.$$

7-6. ВОЛЬТМЕТР

Подобно ламповому вольтметру вольтметр, выполненный на транзисторах, отличается высокой чувствительностью при незначительном шунтировании измеряемого объекта. Вольтметр на транзисторах может работать от

батареи и, следовательно, не зависит от сетевого питания, являясь, таким образом, легко транспортируемым измерительным прибором. Схема вольтметра на транзисторах показана на рис. 7-19. Усилитель выполнен по двухтактной схеме на транзисторах ОС71, которые работают в схеме с общим коллектором. Измеряемое напряжение подводится через добавочное сопротивление к базам T_1 и T_2 . Потенциометр R_1 , включенный между базой, служит для установки нуля (грубо); точная установка осуществляется потенциометром R_2 . Для того чтобы можно было производить измерение переменного напряжения, между базой и эмиттером каждого транзистора включен диод ОА79 (D_1 и D_2). Если использо-

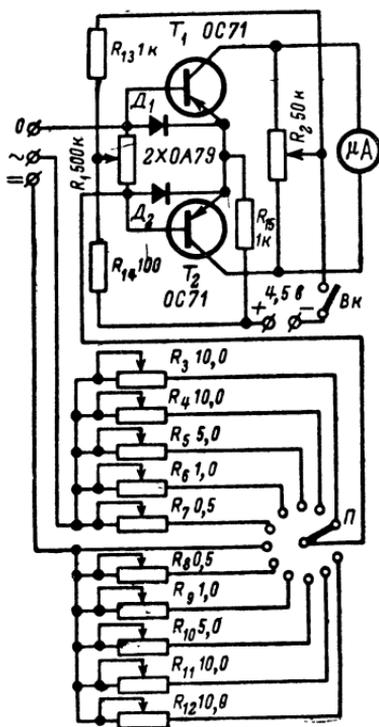


Рис. 7-19. Вольтметр.

вать в качестве измерительного прибора микроамперметр на 50 *мкА*, то можно достигнуть нижнего диапазона измерений 300 *мВ*.

7-7. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ КАК ИЗМЕРИТЕЛЬ ЧИСЛА ОБОРОТОВ

Как известно, автомобильный мотор имеет оптимальный крутящий момент при определенном числе оборотов в минуту. При меньших оборотах мощность сильно уменьшается, при больших — наступает повышенное потребление горючего без соответствующего увеличения мощности мотора. Поэтому целесообразно работать с оптимальными оборотами.

На рис. 7-20,а изображен усилитель на двух транзисторах ОС72, который можно использовать для измерения числа оборотов карбюраторных моторов. Напряжение с частотой, соответствующей числу оборотов мотора, получают простым подключением прерывателя, включенного в первичную цепь зажигания (низкое напряжение). Для четырехтактного мотора с числом цилиндров m (одно зажигание на два оборота) число оборотов в минуту равно:

$$n = \frac{120f}{m}; \quad f = \frac{mn}{120} \text{ [Гц]}.$$

Соответственно для двухтактного мотора, у которого на каждый оборот происходит одно зажигание, получаем:

$$n = \frac{60f}{m}; \quad f = \frac{mn}{60} \text{ [Гц]}.$$

У двухтактного мотора, например, для $m=4$ и $n=4800$ об/мин $f=320$ Гц.

Перед транзистором T_1 включена фильтрующая цепь R_1, C_1 с постоянной времени 2 *мксек*, служащая для фильтрации помехи входного импульсного напряжения, получаемого от прерывателя ($u_{вх}$ на рис. 7-20,б). Диаграмма $i_{б1}$ показывает, что ток базы транзистора T_1 имеет уже достаточно прямоугольную форму. Далее усилением в транзисторе T_1 добиваются большей крутизны фронта импульса. Для того чтобы сделать указатель частоты не зависящим от формы импульса, прямоугольный

импульс $u_{к1}$, снимаемый с коллектора T_1 , дифференцируется цепью R_3, C_2 , так что к базе T_2 подводятся поочередно положительные и отрицательные импульсы $u_{б2}$. С помощью переменного сопротивления R_3 на транзисто-

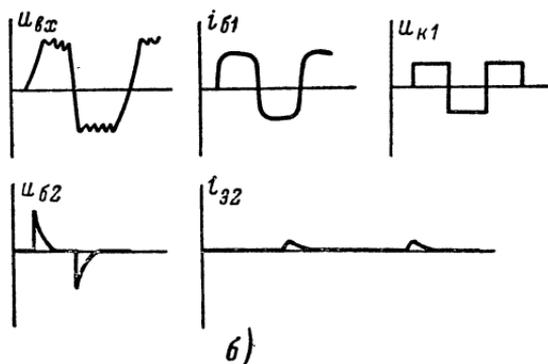
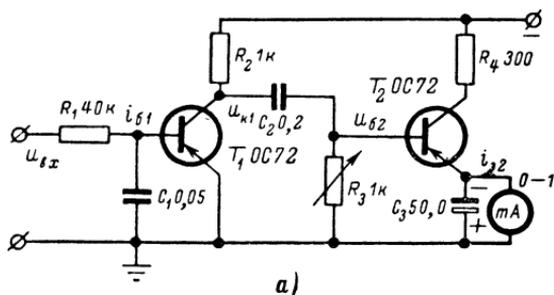


Рис. 7-20. Схема измерителя числа оборотов (а) и диаграммы напряжений и токов в различных точках схемы (б).

ре T_2 устанавливают такое напряжение смещения базы, которое обеспечивает пропускание только отрицательных импульсов. Эмиттерный ток $i_{э2}$ течет тогда в виде небольших положительных импульсов, которые проходят от конденсатора C_3 к подключенному параллельно измерительному прибору. Через измерительный прибор протекает постоянная составляющая тока, которая пропорциональна частоте. Достижимая точность этого измерителя оборотов составляет 4%.

7-8. КОММУТАТОР ДЛЯ ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Если на экране осциллографа желательно наблюдать одновременно два процесса, то необходим автоматический переключатель, подключающий поочередно исследуемые сигналы на вход вертикального усилителя осциллографа. При этом электронный луч в общем случае при каждом первом ходе будет вычерчивать первую кривую,

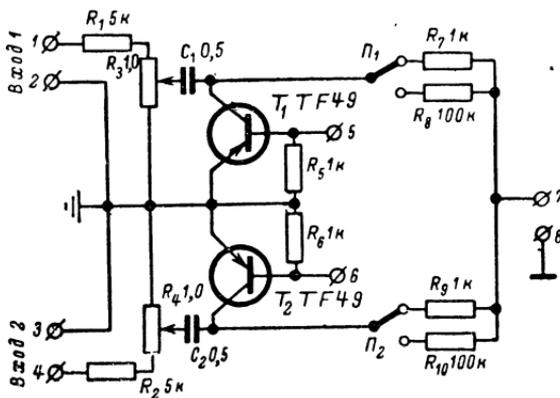


Рис. 7-21. Электронный коммутатор для осциллографа.

а при каждом втором ходе — вторую кривую. Лучшее решение получается при использовании схемы одновременного переключения, изображенной на рис. 7-21. В этой схеме луч переходит в течение каждого хода от одной кривой к другой. При данном способе переключения на экране будет получаться не непрерывная кривая, а последовательность штрихов или точек, однако при достаточно высокой частоте переключения штрихи и точки будут восприниматься глазом как сплошная линия.

Особым преимуществом этой схемы является то, что она не требует батареи для работы транзисторов. При подаче к гнездам 5 и 6 синусоидального напряжения от звукового генератора или напряжения прямоугольной формы от мультивибратора транзисторы T_1 и T_2 поочередно открываются или закрываются в зависимости от того, получают ли базы положительное или отрицательное напряжение. Сигналы, прикладываемые к гнездам 1,

2 и 3, 4, передаются на осциллограф, подсоединяемый к гнездам 7 и 8, если соответствующий транзистор заперт, или шунтируется транзистором, когда тот проводит.

Таким образом, луч будет вычерчивать по частям две кривые. Число переключений электронного луча от одной кривой к другой определяется частотой подводимого к гнездам 5 и 6 напряжения. С помощью этого способа можно наблюдать исследуемые сигналы с частотами примерно до 30 кГц.

7-9. ЖДУЩАЯ РАЗВЕРТКА ДЛЯ ОСЦИЛЛОГРАФА

Современные высококачественные электронно-лучевые осциллографы снабжаются ждущей разверткой. В этом случае можно осуществить однократную развертку луча по оси времени при приходе каждого нового измеряемого импульса, если он достигает определенного заданного значения.

Так как время развертки можно регулировать, то при регистрации сигналов низкой частоты можно установить короткое время развертки и тем самым «растянуть» сигнал во времени. Другим преимуществом ждущей развертки является неподвижность осциллограммы. Наконец, можно исследовать также и однократные процессы. Однако при этом часто является необходимым наличие линии задержки для осуществления возможности анализа начальной стадии процесса.

Многочисленные задачи, которые должен выполнять генератор развертки, требуют большого числа усилительных элементов. Благодаря применению транзисторов получается сравнительно портативное устройство, которое можно использовать с осциллографами, не имеющими генератора ждущей развертки, но имеющими горизонтальный усилитель.

Блок-схема генератора ждущей развертки на транзисторах показана на рис. 7-22; на рис. 7-23 приведена схема входных ступеней. Входной сигнал подводится к гнездам 1 и 2 (рис. 7-23) и поступает через предварительный усилитель (T_1, T_2) к триггеру Шмитта (T_3, T_4).

Амплитуда сигнала после усилителя составляет 1—30 в. Переключателями P_1 и P_2 выбирается уровень входного напряжения в то время, как с помощью пере-

ключателя P_4 производится установка запуска от подъема или спада запускающего напряжения. Регулятором R_1 можно передвигать рабочую точку предварительного усилителя, а вместе с ней и начало опрокидывания триггера.

К триггеру подключен эмиттерный повторитель (T_8). Стабилитрон D_1 обеспечивает ограничение амплитуды, так что в точке B будет существовать сигнал прямоугольной формы с определенной амплитудой, который дифференцируется конденсатором C_1 (рис. 7-24). Цепь из конденсатора C_2 и диода D_2 ограничивает положительные импульсы. Отрицательные импульсы подаются к мультивибратору с двумя устойчивыми состояниями (T_{10}, T_{11}); транзистор T_{10} запирается, а T_{11} открывается, в результате чего напряжение на его коллекторе уменьшается. Транзисторы T_{12} и T_{15} используются как «переключатель» для интегратора Миллера (T_{13}), который запирается импульсом указанного мультивибратора. Благодаря этому падение напряжения на коллекторе T_{13} изменяется по линейному закону.

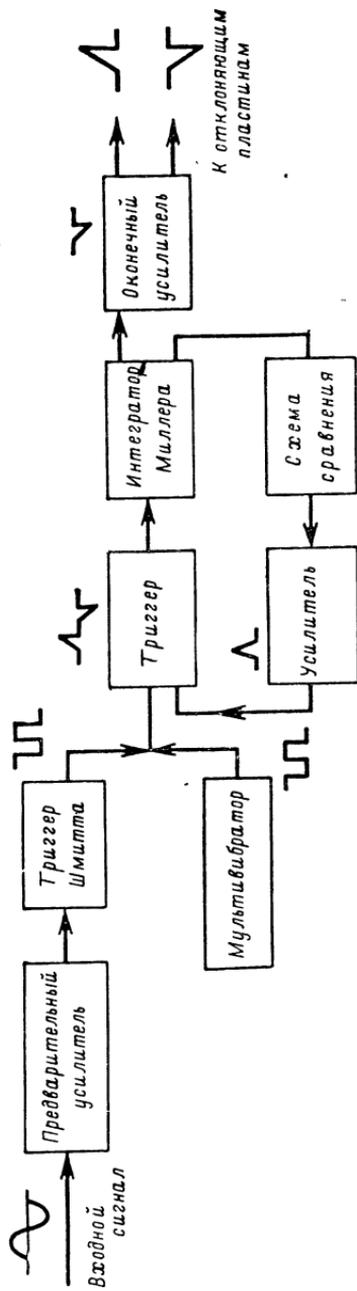


Рис. 7-22. Блок-схема ждущей развертки.

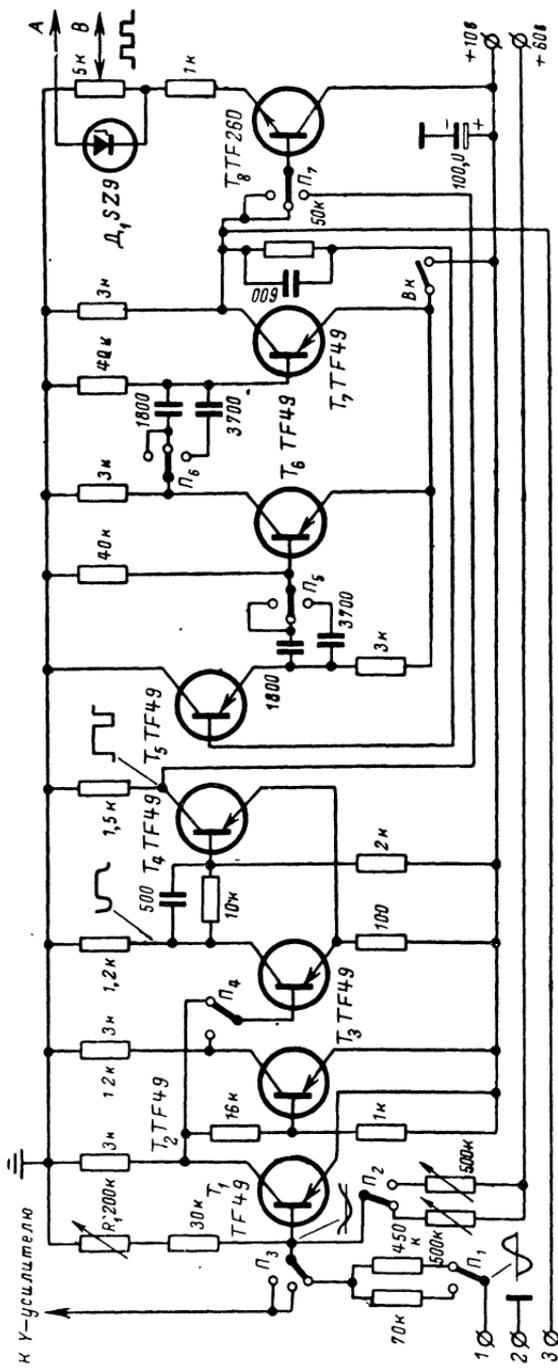


Рис. 7-23. Входная часть схемы ждущей развертки.

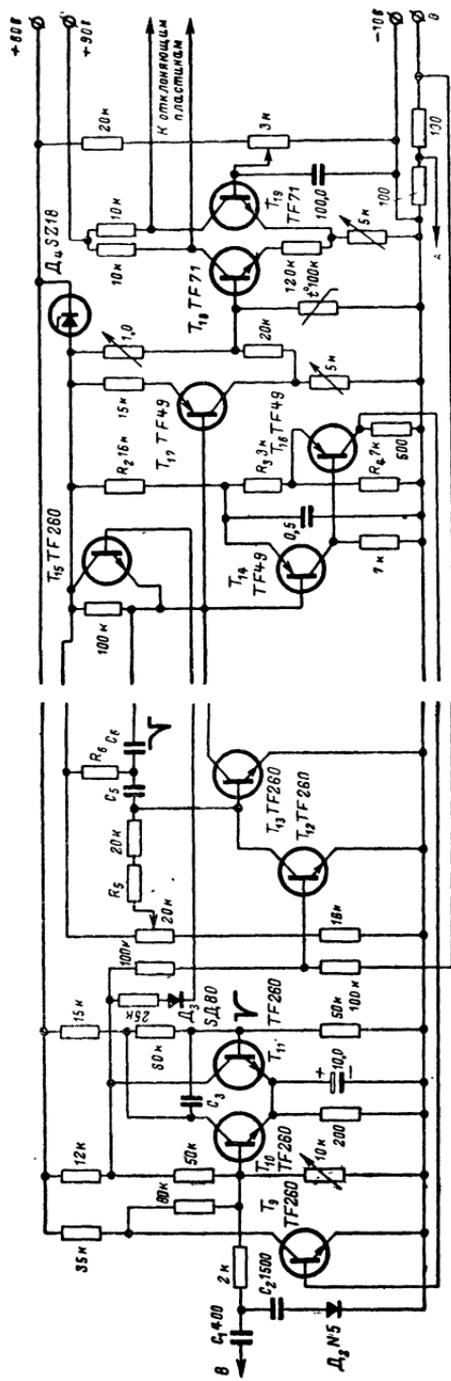


Рис. 7-24. Основная часть схемы ждущей развертки.

Возникающее напряжение пилообразной формы прикладывается к схеме сравнения напряжения (T_{14}). Как только будет достигнут эмиттерный потенциал транзистора T_{14} , установленный делителем напряжения R_2, R_3, R_4 , этот транзистор открывается, а T_{16} запирается. При этом отрицательный скачок потенциала, появляющийся на коллекторе T_{16} , запирает T_9 . Так как T_9 связан с входом мультивибратора, то к последнему подается положительный импульс, который запирает транзистор T_{11} , что вызывает выключение напряжения пилообразной формы. Каждый последующий отрицательный импульс будет вызывать новый цикл. Но так как для переключения требуется определенное время, то предусмотрена временная задержка, которая создается конденсатором C_3 . Временная задержка должна составлять 25% от продолжительности пилообразного напряжения. Только когда C_3 перестанет оказывать задерживающее действие, ближайший отрицательный импульс подает на интегратор Миллера линейную часть пилообразного напряжения.

К интегратору подключен оконечный усилитель T_{18}, T_{19} , который создает напряжение, необходимое для развертки электронного луча (пиковое значение 120 в).

На рис. 7-23 показан обычный мультивибратор (T_6, T_7), который осуществляет внутренний запуск схемы. Этот режим работы может использоваться при отсутствии тактовых импульсов, необходимых, например, для запуска релаксационного генератора при проверке осциллографа.

7-10. ЧАСТОТОМЕР С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМ ОТСЧЕТОМ В ДИАПАЗОНЕ ОТ 10 кГц ДО 100 мкГц

Описываемый частотомер выполнен полностью на транзисторах. Показания индикаторного прибора линейны в области входных напряжений 0,15—5 в и не зависят от амплитуды и формы входного напряжения. Входное сопротивление прибора ~ 70 ком. Точность показания до частоты 30 кГц зависит от точности используемого стрелочного прибора (в частотомере применен прибор класса 1,0). В области до 100 кГц имеет место небольшая дополнительная погрешность.

а) Принцип измерения и оценка погрешностей

Прежде всего измеряемое напряжение преобразуется в напряжение прямоугольной формы. Этот сигнал, как показано на рис. 7-25, дифференцируется RC -цепочкой,

состоящей из конденсатора связи и нагрузочного сопротивления в цепи диода. Диод D_1 при дифференцировании пропускает импульс тока только одного направления, в то время как D_2 служит для перезарядки конденсатора во время действия другого фронта

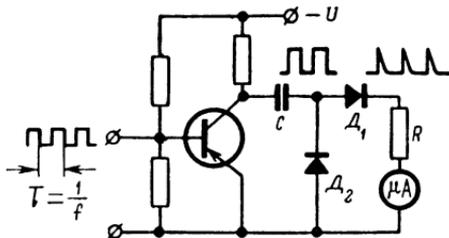


Рис. 7-25. Принцип действия частотомера.

прямоугольного напряжения. Стрелочный прибор магнитоэлектрической системы осуществляет интегрирование среднего значения тока в нагрузке. Это среднее значение тока i_{cp} пропорционально скорости, т. е. числу импульсов в секунду, обусловливаемому частотой следования прямоугольных импульсов:

$$i_{cp} = fCU(1 - p)/(1 + p) \quad (7-4)$$

(здесь f — частота следования импульсов, C — емкость конденсатора связи, U — амплитуда прямоугольных колебаний). Коэффициент p определяется экспонентой

$$p = e^{-\frac{1}{2fRC}}. \quad (7-5)$$

Ток i_{cp} будет линейно связан с частотой лишь в случае, когда $p=0$. Хотя этот случай невозможен даже теоретически, можно показать, что при соответствующем выборе элементов дифференцирующей ячейки R и C погрешность будет настолько мала, что ее можно не учитывать даже при самых строгих требованиях, предъявляемых к точности прибора. Относительная погрешность n может быть рассчитана следующим образом:

$$n = i_{cp}/i_0 = -2p/(1 + p) \approx -2p \quad (7-6)$$

или

$$|n| = 2e^{-\frac{1}{2fRC}}. \quad (7-7)$$

Оценим величину погрешности на примере. Предварительно заметим, что когда для целей измерения используются оба фронта прямоугольного импульса (это целесообразно делать вследствие увеличения тока), то вместо f в вышеуказанную формулу необходимо подставить $2f$. В области измерений от 0 до 10 кГц в приборе используется конденсатор связи $C=1000$ пф и сопротивление нагрузки $R=1$ ком, образованное параллельным соединением сопротивления рамки прибора и шунта. При наибольшем значении частоты в этом диапазоне (10 кГц) можно, следовательно, принять $2f=20$ кГц. Согласно уравнению (7-7) относительная ошибка в этом случае составит $n=2 \cdot e^{-25}=1,3 \cdot 10^{-11}$ (примерно $1/3$ от миллиардной доли процента). Отсюда видно, что погрешность измерения будет значительно ниже, чем погрешности показания и отсчета даже при использовании самых точных приборов. Таким образом, используя этот метод, оказывается возможным получить точность измерения, обуславливаемую точностью применяемого стрелочного прибора.

Точность прибора зависит от величины экспоненциальной функции. Если в предыдущем примере повысить емкость конденсатора C или сопротивление R в 5 раз, то величина n будет равна:

$$n=2 \cdot e^{-5}=2 \cdot 0,0067 \text{ или } \sim 1,3\%$$

Уже незначительного уменьшения величины C или R будет достаточно для снижения погрешности до значений порядка тысячных долей процента. Поскольку ошибка может на этом основании появиться внезапно, то при расчете целесообразно выбирать такие значения C и R , чтобы гарантированно обеспечивать заданную точность.

Параметры RC -цепи в описываемом приборе выбраны таким образом, чтобы скважность импульсов прямоугольного напряжения не явилась критичной величиной. Анализ погрешностей показал, что при дифференцировании экспонента импульса имеет возможность спадания почти до нуля, прежде чем придет следующий импульс.

На высоких частотах значительное влияние на результат измерений может оказывать паразитная емкость. Например, в диапазоне 100 кГц емкость дифференцирующего конденсатора составляет всего 70 пф. При этом почти 30 пф приходится на емкость монтажа. Также очень важно получить крутые фронты прямоугольных импульсов вплоть до самых высоких измеряемых частот, т. е. импульс должен иметь очень малые времена нарастания и спадания. С другой стороны, на

высоких частотах дифференцированные импульсы будут укорачиваться, что может снизить точность измерения. Поэтому в качестве оконечного транзистора целесообразно использовать высокочастотный или импульсный транзистор.

б) Описание схемы

Принципиальная схема частотомера представлена на рис. 7-26. Первый каскад (ОС612) служит преобразователем сопротивления. Входное сопротивление прибора (вместе с добавочным) ~ 70 ком. Вслед за эмиттерным повторителем следует усилительный каскад (ОС612). Если на вход подается относительно высокое напряжение, то в каждом из этих каскадов происходит частичное ограничение. В третьем каскаде (ОС612) сигнал ограничивается уже настолько, что на его коллекторе будет существовать напряжение в форме прямоугольных импульсов. В оконечной ступени (AFZ10) крутизна фронтов его еще более увеличивается.

Нижнее значение измеряемой частоты определяется величиной конденсатора связи. Вследствие многократного ограничения оказывается возможным хорошо измерять частоты вплоть до 10 гц, на более низких частотах точность отсчета окажется уже слишком малой.

Напряжение источника питания составляет 22,5 в. От общей амплитуды прямоугольного напряжения используется всего лишь одна треть (сопротивление коллектора разделено). Благодаря высокому значению напряжения питания сильно снижается температурная зависимость коллекторного напряжения оконечного транзистора.

Дифференцированные импульсы получают с помощью мостовой выпрямительной схемы. Здесь происходит дифференцирование обоих фронтов прямоугольного напряжения, и импульсный ток, обусловленный этим напряжением, протекает в одном направлении через сопротивление нагрузки (стрелочный прибор с шунтом). В отличие от схемы на рис. 7-25 конденсатор в этой схеме присоединен не к коллектору, а к земле. Это схемное решение имеет определенное преимущество, поскольку все конденсаторы одним концом могут подключаться к земле. То, что стрелочный прибор находится под относительно высоким потенциалом относительно «земли», не имеет значения для работы прибора.

Питание прибора осуществляется от сети, хотя его можно выполнить и в батарейном варианте. Внутреннее сопротивление электронного стабилизатора должно быть

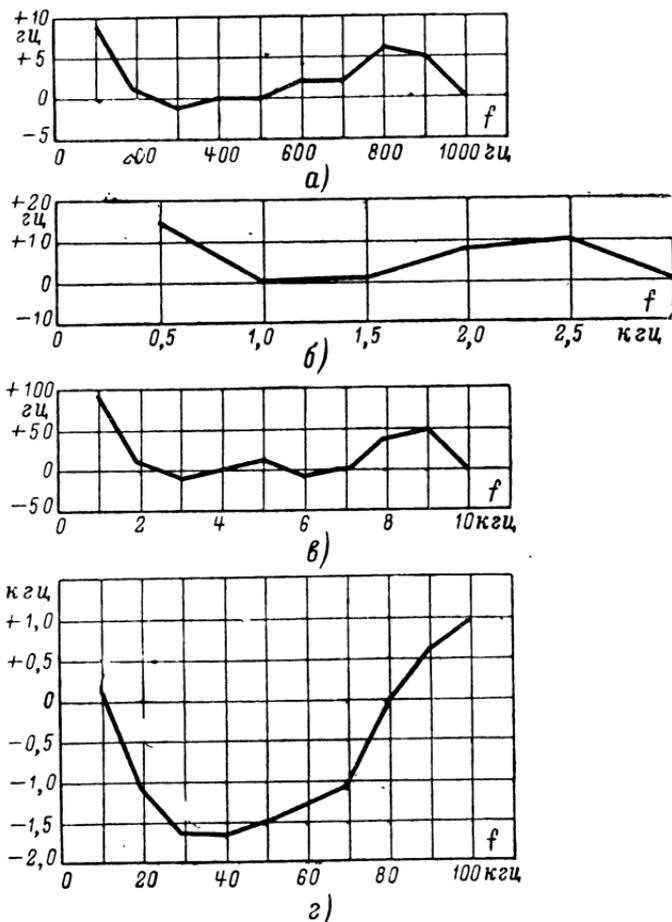


Рис. 7-27. Кривые погрешности на различных диапазонах измерения.

а — 1 кзц; б — 3 кзц; в — 10 кзц; г — 100 кзц.

возможно ближе к нулю. Температурные изменения напряжения на стабилитроне (ОА126/6) и на промежутке эмиттер — база транзистора первого усилительного каскада стабилизатора (ОС612) подбираются такими, чтобы компенсировать друг друга в широком диапазоне

температур. При постоянном напряжении сети изменение напряжения в области 20—50° С составляет менее 0,1%.

Прибор размещен в кожухе размерами 250×180××140 мм. Большую часть передней панели занимает индикаторный прибор; слева от него расположены (снизу вверх): входной разъем, выключатель сети, переключатель диапазонов и индикаторная лампа. Коэффициент деления между шкалами частотного диапазона составляет 1:3,3. При этом можно отказаться от использования нижней части шкалы.

При градуировке частотомера оказалось, что при использовании индикаторного прибора с углом отклонения стрелки 100° основная погрешность получается при работе в промежутке между 80 и 90°, а также между 20 и 40°. Здесь она отличается от максимально допустимого значения на 1%. Некоторой компенсации этой величины можно достигнуть, сдвинув положение нуля при измерении.

Графики погрешности, представленные на рис. 7-27, показывают, что вид погрешности почти на всех диапазонах одинаков, что является хорошим доказательством того, что она обуславливается только лишь погрешностью измерительного прибора. Не рекомендуется производить измерения при малых углах отклонения стрелки, так как абсолютная погрешность будет слишком велика. В диапазоне 100 кГц, как уже упоминалось, получается несколько большая погрешность (рис. 7-27,з), обуславливаемая уже не погрешностью прибора, а влиянием паразитной емкости и формой кривой прямоугольного напряжения.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

РАЗНЫЕ СХЕМЫ

8-1. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

Рассмотрим практические схемы некоторых импульсных устройств.

На рис. 8-1 приведена схема на двух транзисторах ОС71, которые работают как электронные переключатели. При этом связь через звенья $R_{св}C_{св}$ действует таким образом, что транзисторы T_1 и T_2 принимают всегда противоположные коммутационные состояния. Элементы

схемы $R_{св}$ и $C_{св}$ должны определяться, исходя из частоты управляющих импульсов:

$$f = \frac{1}{R_{св}C_{св}}.$$

Напряжения в точках A и B имеют прямоугольную форму. На выходе поочередно появляются положительные и отрицательные импульсы. Для управления мультивибратором требуется импульс с амплитудой 2 в. Мультивибратор работает надежно до частоты 145 кГц. Трансформаторы Tr_1 и Tr_2 , имеющие одинаковые параметры,

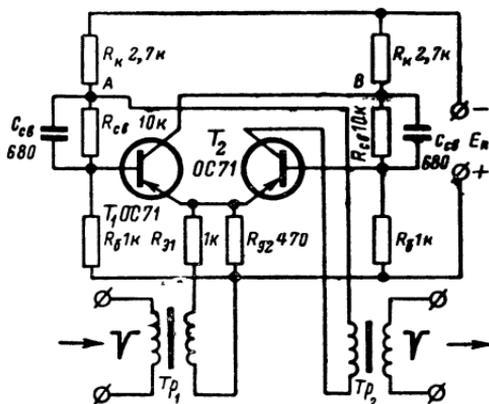


Рис. 8-1. Схема мультивибратора с запуском на эмиттер через импульсный трансформатор.

выполняются с малым воздушным зазором и первичной и вторичной обмотками, имеющими по 75 витков провода диаметром 0,1 мм.

Аналогичная схема показана на рис. 8-2. Этот мультивибратор с двумя устойчивыми состояниями, который может управляться коротким импульсом напряжения, позволяет получить время переключения до нескольких микросекунд.

При последовательном включении нескольких подобных ступеней можно получить счетную цепь, работающую подобно шаговому искателю. При каждом поступающем импульсе происходит опрокидывание последующей ступени. Ступень можно выполнить так, что инфор-

мация будет накапливаться, а при необходимости может быть снята. Надлежащим выбором схемы и постоянных времени RC -звеньев можно вызвать автоматическое опрокидывание ступени в исходное положение через определенное время.

Транзистор, работающий как переключатель, должен получать два определенных управляющих тока или напряжения для обоих состояний переключателя «вклю-

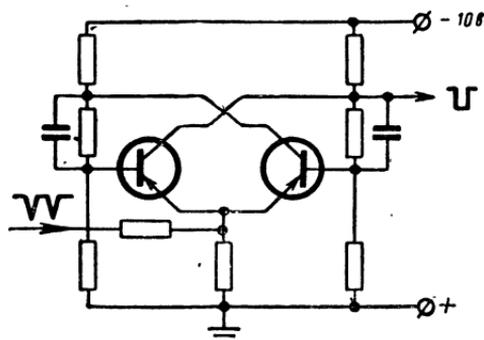


Рис. 8-2. Мультивибратор с двумя устойчивыми состояниями.

чено» или «выключено». Однако не всегда имеются управляющие импульсы прямоугольной формы, поэтому бывает необходимо вызвать процесс опрокидывания при непрерывно изменяющемся входном напряжении после достижения им определенного потенциала. Ниже этого значения переключатель должен находиться в состоянии «выключено», а выше этого потенциала он переходит в другое состояние.

Схема, приведенная на рис. 8-3 (триггер Шмитта), превращает напряжение любой формы в прямоугольный импульс, которым включается или выключается транзистор-переключатель. Во включенном состоянии через сопротивление нагрузки R_{11} течет ток 125 ма ; остаточное напряжение на транзисторе равно $0,3 \text{ в}$. При сколь угодно длительном нахождении в положении «включено» транзистор ОС76 не будет перегружаться. На вход транзистора-переключателя необходимо подать ток базы, равный $3,5 \text{ ма}$, который и обеспечивает триггер Шмитта. В выключенном состоянии через сопротивление R_{11} протекает ток $\sim 0,03 \text{ ма}$. В этом положении пе-

реключатель также может оставаться сколь угодно долгое время. В выключенном состоянии к коллектору приложено напряжение, равное 30 в. Производство этого

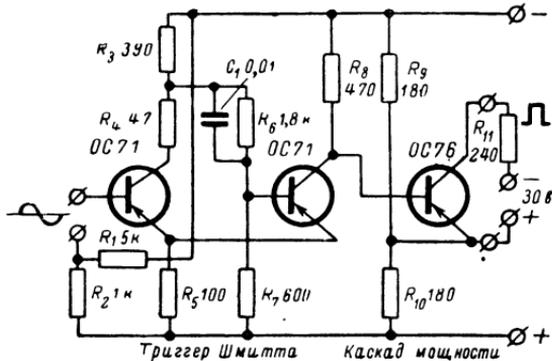


Рис. 8-3. Триггер с электронным переключателем.

напряжения на ток во включенном состоянии (125 ма) соответствует мощности переключения 3,75 вт.

В технике регулирования часто бывает необходимо обеспечить фазовую чувствительность при подключении

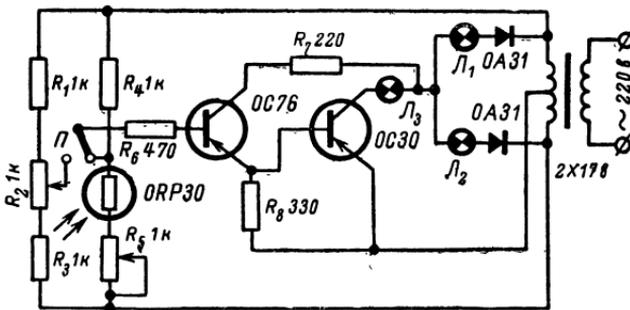


Рис. 8-4. Фазочувствительный переключатель.

коммутационных или исполнительных органов. Схема, которая может использоваться для этого, показана на рис. 8-4. В левой части схемы имеются два моста, питаемые переменным током, которые по выбору могут подключаться на вход фазочувствительного мощного переключателя. Первая мостовая схема расстраивается вра-

щением движка потенциометра R_2 , вторая — кадмиево-сульфидным фотосопротивлением ОРП30. С обоих мостов на базу ОС76 подается переменное напряжение, фаза которого зависит от того, в каком направлении перемещался потенциометр R_2 . Результирующее переменное напряжение соответствует величине расстройки. В коллекторной цепи дополнительно включенного транзистора ОС30 находится лампочка L_3 , которая загорается,

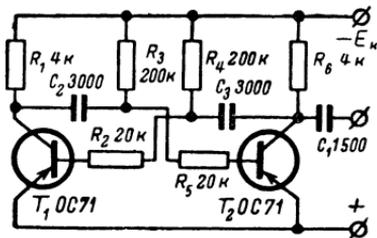


Рис. 8-5. Мультивибратор для проверки прохождения сигнала.

как только расстройка моста достигает определенной пороговой величины (положение фазы при этом не принимается во внимание). Две другие лампочки L_1 и L_2 включены последовательно с мощными диодами ОА31, к которым прикладывается полуволна переменного напряжения. В зависимости от того, какая фаза сигнала переменного тока

управляет транзистором ОС30, вместе с лампой L_3 загорается лампа L_1 или L_2 . Выходная мощность этой схемы ~ 8 вт, максимальный ток транзистора ОС30 равен 1,3 а.

Мультивибратор, используемый при ремонте радиоаппаратуры для быстрой проверки прохождения сигнала (рис. 8-5), выполнен на двух транзисторах типа ОС71, базы которых подключены через добавочные сопротивления R_2 , R_5) к батарее (1,5 в). В качестве сопротивлений утечки к минусу батареи включены сопротивления R_3 , R_4 . К точкам соединения R_2 и R_4 , а также R_3 и R_5 через конденсатор 3 000 пф подводится переменное напряжение с коллектора другого транзистора. Значения нагрузочных сопротивлений R_1 и R_6 критичны; целесообразно сначала включить переменное сопротивление 10 ком, которое заменяется постоянным сопротивлением после того, как будет найдено его оптимальное значение. Напряжение прямоугольной формы, генерируемое мультивибратором, снимается с одного из нагрузочных сопротивлений через конденсатор 1 500 пф.

Добавочные сопротивления по 20 ком, подключенные к базам, увеличивают входные сопротивления транзи-

сторов и благодаря этому улучшают форму импульса. Сопротивления R_3 и R_4 определяют оптимальное напряжение на базе, которое составляет 75—150 мв. Величина нагрузочного сопротивления определяется из следующих соображений: с одной стороны, оно должно быть велико, чтобы падение напряжения при протекании коллекторного тока было достаточно большим для управления другим транзистором, с другой стороны — не должно выбираться слишком большим, так как высшие гармоники основной частоты импульса будут усиливаться недостаточно. Целесообразно определить оптимальные значения нагрузочных сопротивлений путем осциллографического наблюдения формы импульса. Конденсатор связи (C_2 или C_3) и сопротивление в цепи базы (R_3 или R_4) определяют основную частоту мультивибратора, которая в данном случае будет равна:

$$f = \frac{1}{3 \cdot 10^{-9} \cdot 200 \cdot 10^3} \approx 1600 \text{ ц.}$$

Потребление тока мультивибратором очень незначительно: при напряжении питания 1,5 в он потребляет только 0,25 ма. Пиковое значение генерируемого напряжения прямоугольной формы составляет 1,2 в.

Мультивибраторы, выполненные на двух транзисторах с дополнительной симметрией, имеют по сравнению с обычной схемой на двух $p-n-p$ транзисторах важное преимущество — очень высокий к. п. д. Кроме того, эта схема обладает широким диапазоном регулировки и большим коэффициентом заполнения (до 1 : 10 000). Токи переключения в схеме, выполненной на транзисторах с разной проводимостью при относительно малых емкостях, очень высоки, а выходной сигнал имеет очень хорошую прямоугольную форму. Так как во время паузы между импульсами оба транзистора закрыты, то к. п. д. достигает 98%.

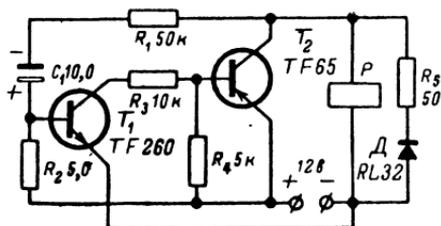


Рис. 8-6. Схема для периодических включений.

этом в транзисторе происходит значительное выделение тепла, которое нужно отводить.

Пиковое значение тока в момент включения можно ограничивать также и другим способом (рис. 8-8). Благодаря параллельному включению соответствующего сопротивления (в данном случае 2,5 ом) к участку кол-

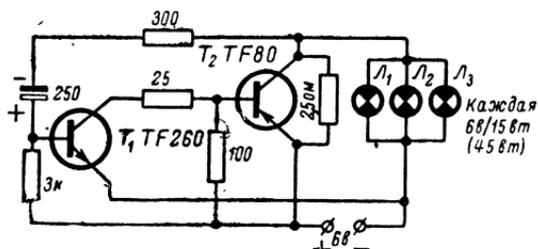


Рис. 8-8. Бликерное устройство с тремя лампами накаливания.

лктор—эмиттер переключающего транзистора TF80 осуществляется предварительное подогревание ламп накаливания в промежутке между импульсами. В этом случае сопротивление нити накала к моменту включения является уже повышенным, что вызовет уменьшение пикового тока. Поэтому в этой схеме можно применять несколько большую по мощности лампу накаливания (45 вт) с менее мощным транзистором, нежели TF80.

8-2. СХЕМЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ В ТЕЛЕВИЗИОННОЙ ТЕХНИКЕ

а) Схемы основных узлов телевизионного приемника

Так как большая часть мощности, потребляемой в телевизионном приемнике, падает на накал электронных ламп, то уже давно стремились к тому, чтобы часть ламп в телевизионном приемнике заменить транзисторами. На рис. 8-9 показана схема оконечной ступени строчного отклоняющего устройства, выполненная на мощном транзисторе. Транзистор, работающий как переключатель, должен иметь мощность потерь на коллекторе около 3 вт; пиковое значение напряжения достигает 180 в, пиковое значение тока 5 а. Но так как пиковый ток протекает через транзистор только в течение всего лишь не-

скольких микросекунд, а пиковое напряжение в данном случае также действует в течение очень короткого промежутка времени, то эти значения тока и напряжения могут быть еще более повышены без превышения допустимой мощности потерь на коллекторе.

Полная схема отклоняющей системы английского телевизионного приемника показана на рис. 8-10. Шесть транзисторов выполняют здесь следующие функции: T_1 — амплитудный селектор и каскад разделения строчных синхронизирующих импульсов, T_2 — разделительная ступень кадровых синхронизирующих импульсов, T_3 —

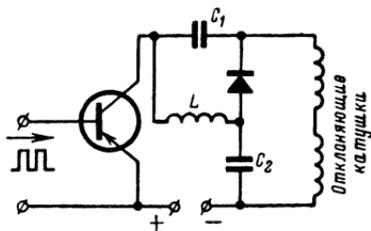


Рис. 8-9. Оконечная ступень строчного отклоняющего устройства.

генератор строчной развертки (блокинг-генератор), T_4 — генератор кадровой развертки (блокинг-генератор), T_5 — предварительный усилитель вертикального отклоняющего напряжения, T_6 — оконечная ступень вертикального отклоняющего напряжения.

Генератор строчной развертки выполнен на $n-p-n$ транзисторе, все остальные транзисторы $p-n-p$ типа. Вход схемы развертки подключен через конденсатор 2 мкф к аноду оконечной лампы видеоусилителя. Транзистор T_1 срезает сигнал изображения, так что в коллекторном контуре имеются только синхронизирующие импульсы строчной и кадровой разверток. Строчной синхронизирующий импульс с коллектора T_1 через конденсатор 47 нф подается на базу T_3 (генератор строчной развертки), который вырабатывает положительное отклоняющее напряжение пилообразной формы, равное 45 в . Это напряжение с коллектора T_3 через разделительный конденсатор поступает на оконечную ступень строчной развертки. Кадровый синхронизирующий импульс с эмиттера T_1 подается непосредственно на эмиттер транзистора T_2 , коллекторное напряжения которого через конденсатор $0,25 \text{ мкф}$ управляет базой блокинг-генератора кадровой развертки (T_4).

Частота строчной развертки регулируется с помощью потенциометра, включенного в коллекторную цепь транзистора T_3 ; частота кадровой развертки регулируется

обоих транзисторов связаны через общее сопротивление R_4 , а коллектор T_1 соединяется с базой T_2 через конденсатор C_2 . Мультивибратор срабатывает от отрицательных импульсов. Продолжительность выходного импульса можно устанавливать потенциометром R_2 . Эта схема работает очень стабильно, потому что она охвачена сильной отрицательной обратной связью с помощью эмиттерного сопротивления R_4 .

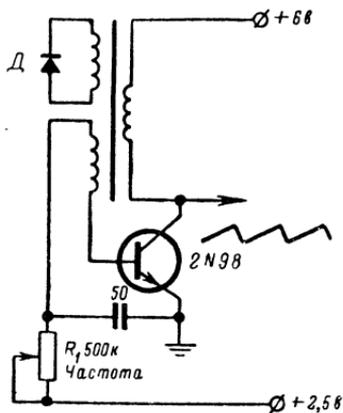


Рис. 8-11. Блокинг-генератор на *n-p-n* транзисторе.

В схеме строчной развертки (рис. 8-13) благодаря сравнению напряжения на диодах D_1 и D_2 образуется напряжение АРУ, которое усиливается транзистором T_1 . Напряжение прямоугольной формы, получаемое от блокинг-генератора на T_2 , после усиления транзистором T_3 подается к оконечной ступени строчной развертки (T_4). Подключающийся трансформатор строчной развертки служит здесь для получения высокого напряже-

ния и вспомогательных напряжений для видеоусилителя и кинескопа. Высокое напряжение для кинескопа равно 6,5 кВ.

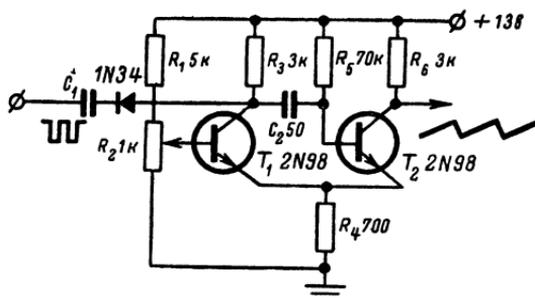


Рис. 8-12. Мультивибратор с эмиттерной связью.

Очень простые схемы получаются при применении транзисторов с дополнительной симметрией. На рис. 8-14

смеситель. Схема преобразователя на двух транзисторах показана на рис. 8-15. Гетеродин (T_2) работает в схеме с общей базой. Частота гетеродина, которая лежит ниже принимаемой частоты, подается на эмиттер T_1 , в то вре-

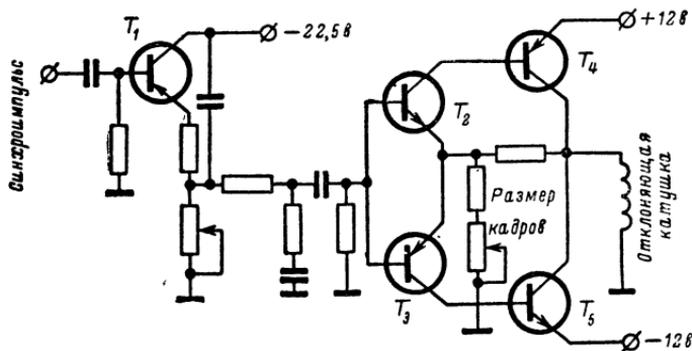


Рис. 8-14. Схема кадровой развертки.

мя как принимаемая частота подводится к базе этого транзистора. Следует отметить, что от гетеродина к смесительному транзистору должна подводиться мощность $\sim 0,3$ мвт.

Схема пятикаскадного усилителя промежуточной частоты американского телевизионного приемника на транзисторах показана на рис. 8-16. Первые две ступени

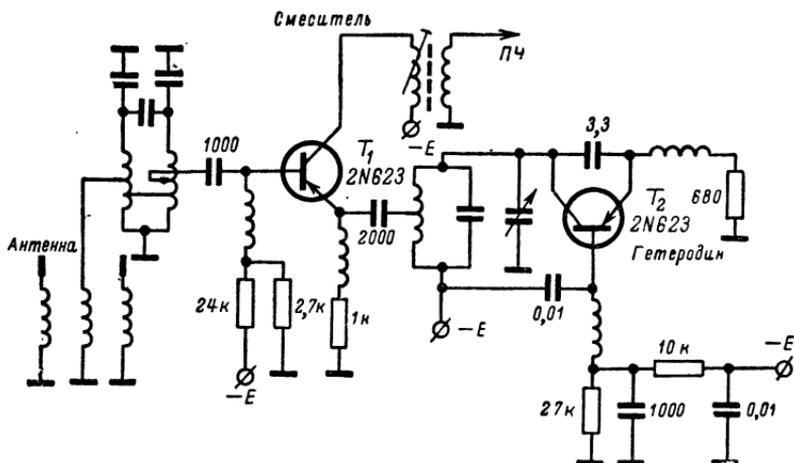


Рис. 8-15. Преобразователь на двух транзисторах.

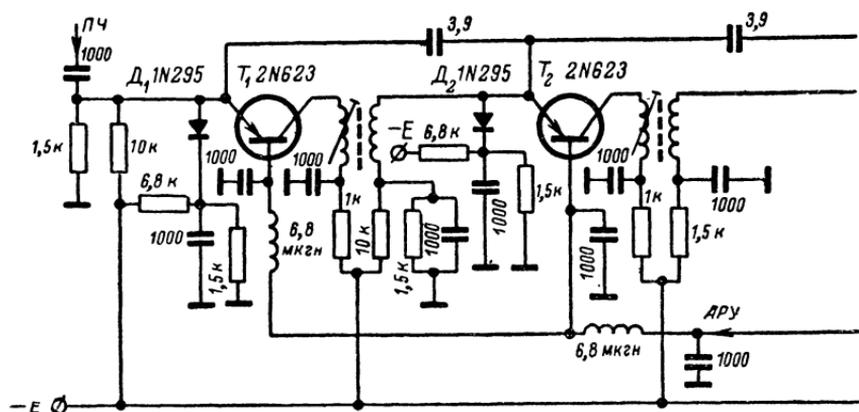
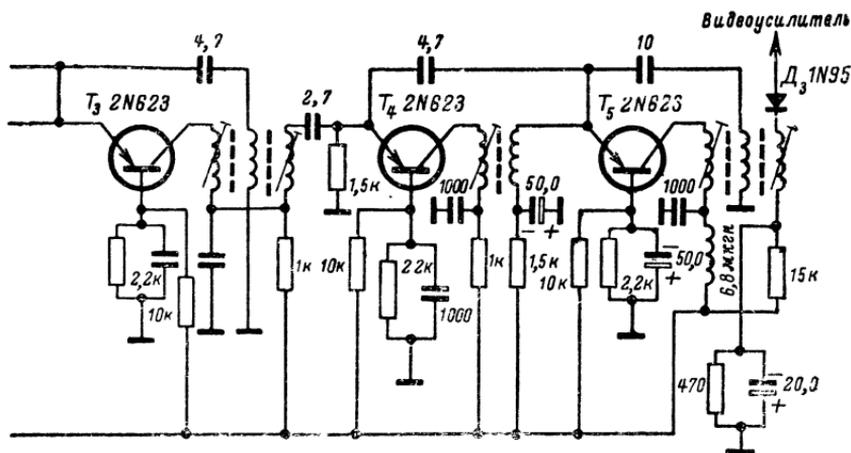


Рис. 8-16. Пятикаскадный усилитель

охвачены АРУ, остальные три — не регулируются. В качестве промежуточной частоты выбрана частота 44,5 Мгц. Между третьей и четвертой ступенями усилителя промежуточной частоты включен полосовой фильтр со связью выше критической (остальные ступени связаны через одиночные контуры), который обеспечивает необходимую ширину полосы пропускания. Все ступени ПЧ нейтрализованы небольшими по величине постоянными емкостями. Так же, как двухкаскадный преобразователь, усилитель промежуточной частоты выполнен на транзисторах типа 2N623. Диоды D_1 и D_2 в каскадах ПЧ, охваченных АРУ, компенсируют повышение входного сопротивления транзисторов, вызванное напряжением АРУ при сильном входном сигнале, и обеспечивают постоянство нагрузки входного контура. Благодаря этому изменение входного напряжения промежуточной частоты на 70 дб уменьшается в видеодиоде D_3 до 10 дб. Общее усиление УПЧ равно 75 дб (максимальное значение).

Двухкаскадный видеоусилитель (рис. 8-17) управляет катодом кинескопа 9QP4 (диаметр экрана 22 см). Обе ступени гальванически связаны через LC-цепи, включенные для подъема высоких видеочастот. На эмиттере T_1 выделяется разностная несущая частота звукового сопровождения и вспомогательное напряжение для



промежуточной частоты.

подачи АРУ на усилитель промежуточной частоты. Синхронизирующие импульсы снимаются с коллектора T_1 . Для того чтобы получить требуемое большое усиление (входное напряжение ~ 3 в, выходное напряжение для кинескопа 40 в), транзистор T_2 работает с повышенным коллекторным напряжением (48 в), которое подводится от оконечной ступени строчной развертки. Таким образом, получают общее усиление около 40 при полосе пропускания 3 Мгц. Контрастность устанавливается сопротивлением R_1 , яркость — R_2 .

Для разделения синхронизирующих импульсов, по-

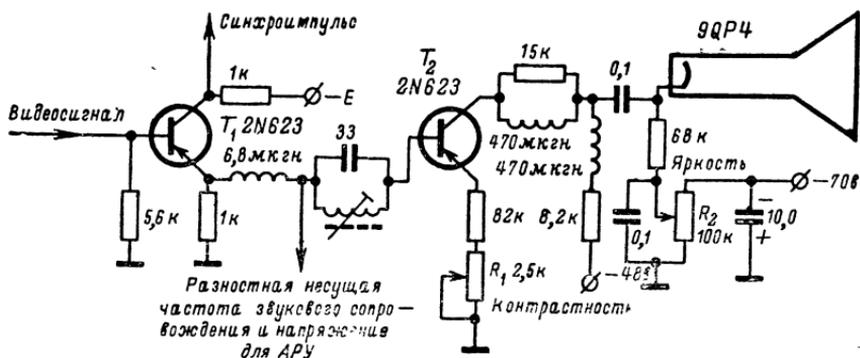


Рис. 8-17. Двухкаскадный видеосуилитель.

ступающих с видеоусилителя, может быть применена схема, изображенная на рис. 8-18. Синхроимпульсы подводятся к разделительной ступени, выполненной на транзисторах T_1 и T_2 .

Строчные синхронизирующие импульсы снимаются с эмиттера T_2 и затем поступают на блокинг-генератор строчной развертки. Кадровые синхронизирующие импульсы еще раз усиливаются транзистором T_3 и подаются на схему кадровой развертки.

На рис. 8-19 изображен видеоусилитель с полосой пропускания 8 Мгц, который пригоден также и для применения в студии. Из-за большой полосы пропускания он имеет, правда, небольшое усиление на ступень. Питание осуществляется переменным напряжением (6,3 в), которое выпрямляется диодом.

При коррекции частотной характеристики широкополосных усилителей, как, например, видеоусилителя с полосой пропускания 9 Мгц (рис. 8-20), можно при большой полосе пропускания получить и достаточно большое усиление. Подобные усилители требуют очень тщательного подбора транзисторов. Усилитель, изображенный на рис. 8-20, имеет усиление 28 дб.

В заключение рассмотрим схемы некоторых узлов телевизионного приемника для первого канала английского стандарта. Для того чтобы можно было принимать вторую лондонскую программу (192 Мгц), к приемнику подключается дополнительный преобразователь, содержащий полосовой фильтр, гетеродин на транзисторе (149 Мгц) и ступень смесителя на диоде. В ступенях

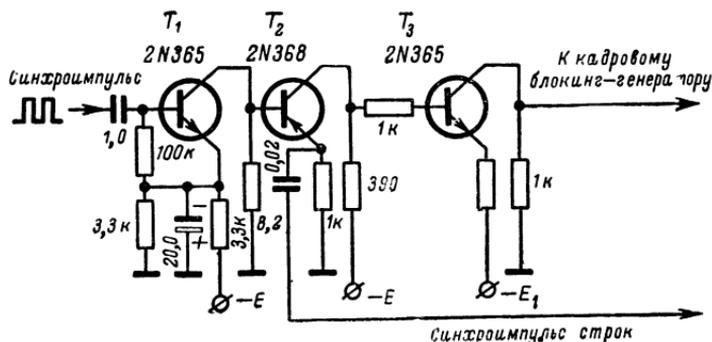


Рис. 8-18. Схема разделения синхронизирующих импульсов.

усилителей высокой и промежуточной частоты основного приемника для первого канала применяются сплавные диффузионные транзисторы специального изготовления с граничной частотой 200 Мгц.

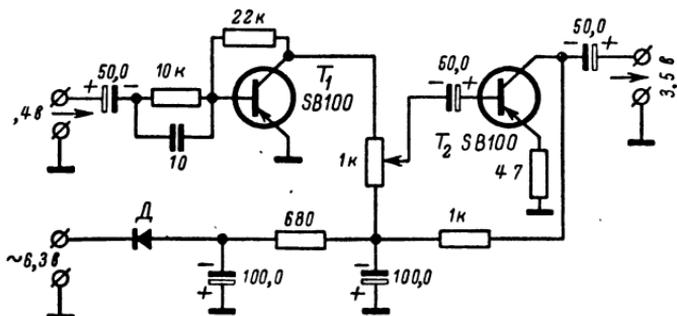


Рис. 8-19. Видеоусилитель с полосой 8 Мгц.

Интересной является схема входной ступени (рис. 8-21), в которой контрастность устанавливается с помощью переменного сопротивления, включенного между входным контуром транзистора T_1 и «землей»

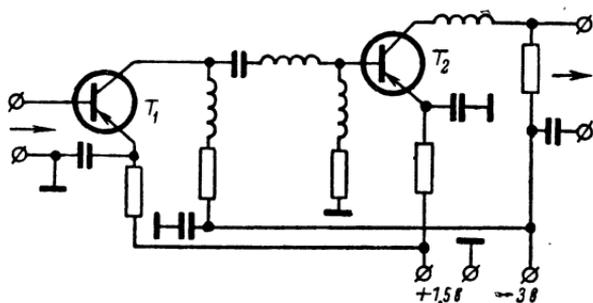


Рис. 8-20. Схема коррекции частотной характеристики усилителя изображения.

(корпусом). Этот транзистор работает в нейтральной схеме с общим эмиттером как предварительный усилитель высокой частоты. Регулятор контрастности (область регулирования 40 дб) образует вместе с сопротивлением 27 ком, включенным между базой T_1 и минусовым полюсом батареи 6 в, базовый делитель напряжения для стабилизации рабочей точки. Выходной кон-

тур, включенный в коллекторную цепь T_1 , дополнительно шунтируется. Благодаря этому изменение выходного сопротивления транзистора, появляющееся при регулировании контрастности, не сильно влияет на коллекторный контур. При коэффициенте шума 4,5 первая ступень на транзисторе имеет усиление ~ 17 дб.

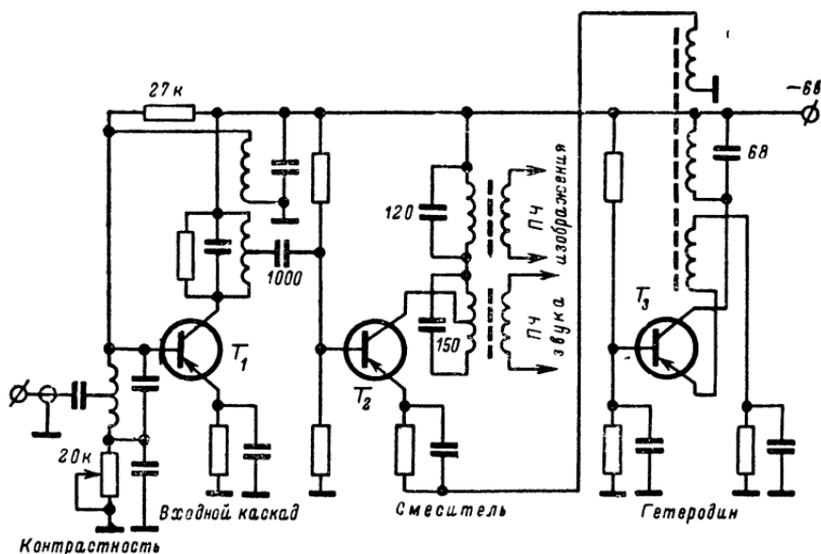


Рис. 8-21. Входная ступень английского телевизионного приемника.

При одноканальном приеме гетеродин настраивается на фиксированную частоту 25,5 Мгц. Частота его ниже принимаемой частоты сигнала (43 Мгц) и образует с ней промежуточную частоту 17,5 Мгц (по английскому стандарту полоса пропускания промежуточной частоты составляет 3,5 Мгц). Гетеродин (T_3), работающий в схеме с общей базой, стабилизируется за счет того, что внешнюю емкость контура выбирают относительно большей по отношению к изменяющейся емкости транзистора. Большое значение нужно придавать также температурной компенсации с тем, чтобы сделать минимальными отклонения частоты гетеродина. При колебании температуры между 18 и 50° С частота изменяется меньше чем на 20 кгц; при изменении напряжения батареи на

$\pm 1,5$ в максимальное отклонение частоты составляет только 30 кГц.

К базе смесительного транзистора T_2 подводится усиленное транзистором T_1 напряжение принимаемого сигнала, а к эмиттеру — напряжение от гетеродина T_3 . Так как телевизионный приемник работает с отдельным усилением сигналов звука и изображения, то в коллекторной цепи смесительного транзистора включены последовательно два настроенных высокочастотных трансформатора, с вторичных обмоток которых снимаются напряжения промежуточной частоты изображения и звукового сопровождения.

Пятикаскадный усилитель промежуточной частоты изображения имеет усиление 72 дБ, напряжение видеосигнала после детектора имеет величину 1,5 в. Из-за необходимости введения отрицательной обратной связи и нейтрализации усиление одной ступени не превосходит 14 дБ. Отрицательная обратная связь необходима для получения минимального изменения емкости запирающего слоя (особенно в зависимости от напряжения батареи питания). Также необходим соответствующий расчет нейтрализующей цепи с учетом изменяющейся температуры и напряжения батареи с тем, чтобы изменения входной и выходной емкостей транзисторов не приводили к самовозбуждению или к изменению полосы пропускания.

Усилитель промежуточной частоты звукового сопровождения выполнен только на двух транзисторах. Так как в Англии звуковое сопровождение является амплитудно-модулированным, то ширина полосы пропускания должна быть 10—15 кГц. Из-за больших конденсаторов связи в канале промежуточной частоты звукового сопровождения, которые необходимы для того, чтобы влияние коллекторной емкости оставалось незначительным, полоса пропускания будет значительно больше (~ 300 кГц). Несмотря на это, общее усиление промежуточной частоты звукового сопровождения достигает 54 дБ. Включенный далее усилитель низкой частоты является обычным.

Так как при обычной схеме на транзисторе едва ли возможно получить необходимое напряжение видеосигнала для управления кинескопом (около 80 в), была предложена схема последовательного соединения по по-

стоянному току нескольких транзисторов, так называемая схема «бобовый стебель» (рис. 8-22). Эмиттер каждого транзистора от T_2 до T_5 соединяется с коллектором предыдущего транзистора. Несмотря на различное усиление отдельных транзисторов ($T_5 \sim 1,25$, $T_4 \sim 1,33$, $T_3 \sim 1,5$, $T_2 \sim 2$ и $T_1 \sim 10$), на коллекторе транзистора T_5 получается напряжение видеосигнала, равное 50 в. Малое усиление в верхних ступенях имеет то преимущество, что высокочастотные свойства транзисторов не будут иметь существенного значения. Так как для управления ступенью разделения импульсов достаточно напряжения около 15 в, то синхронизирующие импульсы снимаются с коллектора T_1 .

Относительно простая схема каскада разделения импульсов показана на рис. 8-23. С коллектора T_1 снимаются положительные кадровые синхронизирующие импульсы, а с коллектора T_2 — положительные строчные синхронизирующие импульсы, и через дифференцирующую и соответственно интегрирующую цепь подводятся к соответствующим отклоняющим схемам. Напряжение батареи для каскада разделения импульсов равно 12 в.

Для того чтобы выполнить отклоняющие системы с малой потребляемой мощностью, на горловине кинескопа между экраном и отклоняющими катушками была установлена «магнитная увеличительная линза», которая увеличивает угол отклонения, обусловливаемый от-

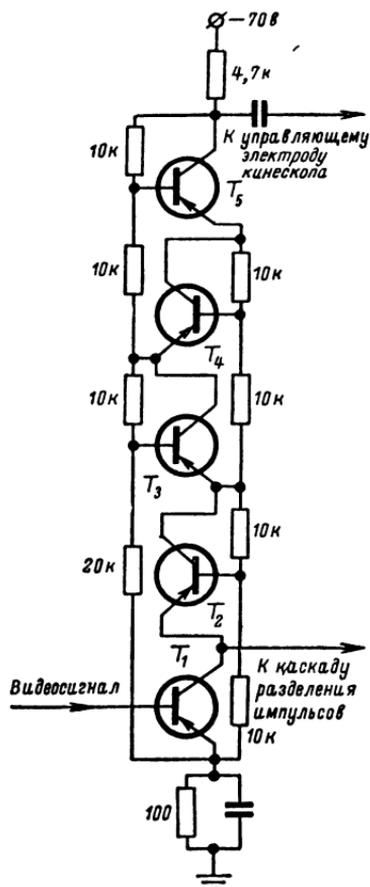


Рис. 8-22. Видеоусилитель, выполненный по схеме «бобовый стебель».

клоняющими катушками. Возникающие вследствие этого геометрические искажения устраняются корректирующим магнитом. Схемы генераторов развертки не имеют особенностей и по существу соответствуют схемам, изо-

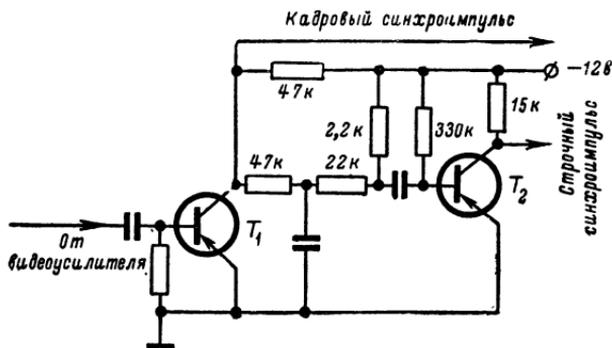


Рис. 8-23. Ступень разделения импульсов.

браженным на рис. 8-9—8-12. Стабилизированный генератор напряжения прямоугольной формы, выходное напряжение которого выпрямляется диодной схемой, создает высокое напряжение для кинескопа (18 кВ). Потребляемая телевизором мощность не превышает 12 вт при напряжении питания 12 в.

б) Схемы основных узлов телевизионных передающих устройств

Вследствие малых габаритов и малой потребляемой мощности в телевизионных репортажных установках вместо ламп целесообразно применять транзисторы. Фирма RCA разработала две видеокон-камеры, работающие исключительно на транзисторах типа 2N247. Видеоусилитель в камере содержит коррекцию для подъема высоких частот изображения; входное напряжение равно 0,5 в на 75 ом. В усилителе модулирующего напряжения происходит фиксирование уровня черного, бланкирование и добавление синхронизирующих импульсов. В качестве передающей лампы (единственная лампа в приборе) применяется триод с дисковыми впамями (0,5 вт выходной мощности при 2 Гц). Так как для

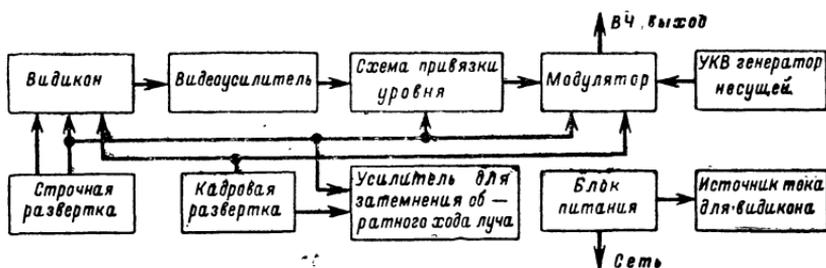


Рис. 8-24. Блок-схема телевизионной камеры.

применяемого малого видикона требуется незначительная мощность для отклонения, то отклоняющие системы можно также выполнить на транзисторах. Датчик импульсов создает кадровые и строчные импульсы, а также бланкирующий сигнал и сигнал синхронизации. Задающий генератор стабилизирован кварцем, ступени деления частоты работают по принципу блокинг-генератора. Кадровый синхронизирующий импульс имеет одинаковую продолжительность с кадровым гасящим

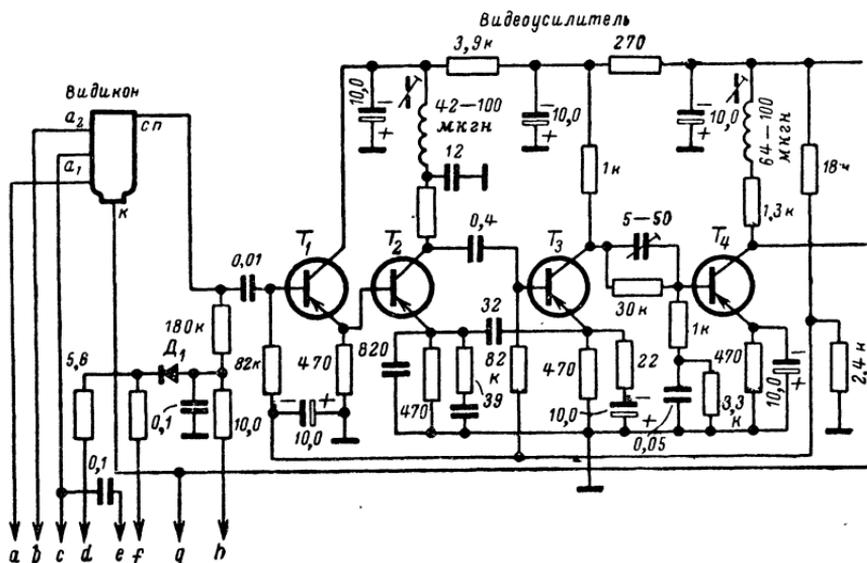


Рис. 8-25. Видеоусилитель

коллектором, последующие ступени включены по схеме с общим эмиттером.

УКВ генератор генерирует несущую частоту между 54 и 66 Мгц. Обратная связь подается с коллектора на базу транзистора T_6 . Для того чтобы несущая частота не проникала на транзистор T_5 , между эмиттером T_5 и вторичной обмоткой высокочастотного трансформатора включают заграждающий контур.

Схемы строчной и кадровой развертки показаны на рис. 8-26 и 8-27. Кадровые синхронизирующие импульсы вырабатываются блокинг-генератором (T_8). При работе от батарей блокинг-генератор не синхронизируется, при работе от сети переменного тока он синхронизируется частотой сети. Для запираания видикона во время обратного хода к его катоду подводятся усиленные транзистором T_7 отрицательные кадровые синхронизирующие импульсы. Отрицательные импульсы заряжают через диод D_6 , конденсатор C_{10} , который во время паузы между импульсами разряжается через T_9 . Транзистор T_{10} , работающий в схеме с общим коллектором, управляет двумя составными транзисторами, образующими двухтактную оконечную ступень, к которой непосредственно, т. е. без промежуточного трансформатора, подключаются кадровые отклоняющие катушки. Катушки имеют

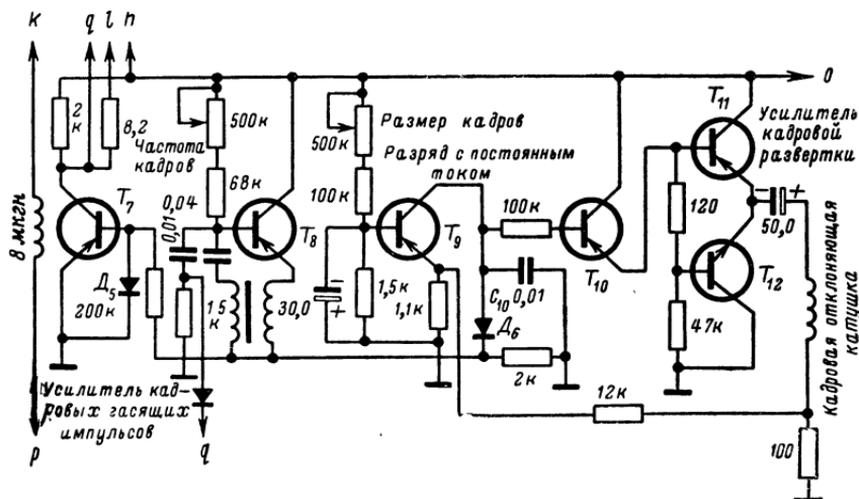


Рис. 8-26. Схема кадровой развертки.

омическое сопротивление 2 000 ом, индуктивность 57 мгн и пропускают пиковое значение отклоняющего тока 25 ма.

Генератор строчной развертки (рис. 8-27) работает по схеме Колпитца с электронной связью. Снимаемые с эмиттера T_{16} отрицательные импульсы усиливаются транзистором T_{14} . Транзистор T_{15} действует как электронный переключатель, который во время обратного хода выдает мощные импульсы на отклоняющие катушки. В диодах D_7 и D_8 смешиваются положительные строчные и кадровые синхронизирующие импульсы и после усиления транзистором T_{13} подводятся к сетке видикона для гашения обратного хода луча.

Постоянные напряжения, необходимые для видикона, создает преобразователь постоянного напряжения. В ступени на транзисторе вырабатываются прямоугольные импульсы с основной частотой 15 кГц, напряжение которых повышается с помощью трансформатора и выпрямляется. Для стабилизации напряжения служат два кремниевых стабилитрона. Низкие постоянные напря-

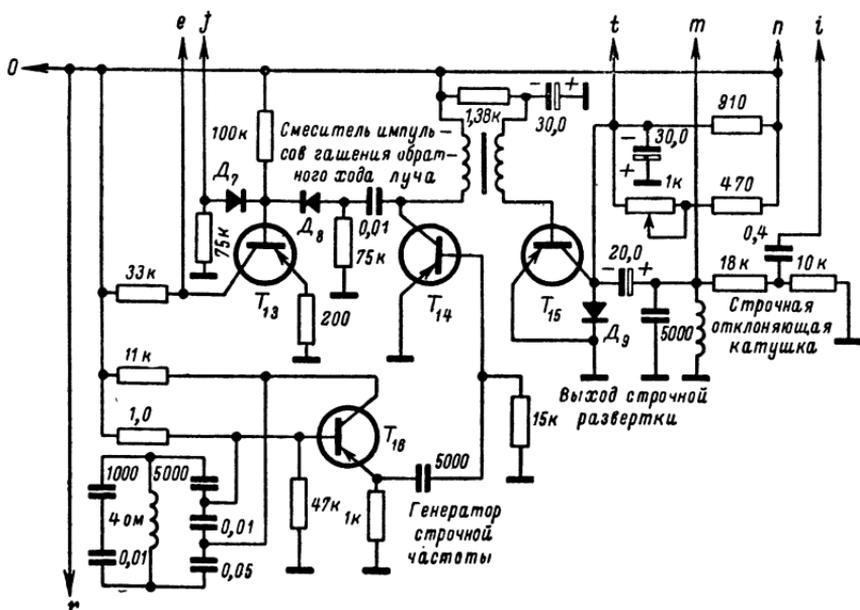


Рис. 8-27. Схема отклоняющей системы строчной развертки.

жения для транзисторов (15 в) снимаются с мостовой схемы выпрямителя, которые стабилизируются двумя транзисторами.

Видеоусилитель, показанный на рис. 8-28, был разработан в качестве основного усилителя для телевизионной камеры и телевизионного кинопроектора. Он значительно меньше по размерам и потребляет около 1% мощности по сравнению с обычным ламповым усилителем. Однако в то время, как частотная характеристика лампового усилителя в области видеочастот зависит только от свойств элементов схемы и емкостей лампы, в этом усилителе в основном сам транзистор определяет частотную характеристику схемы.

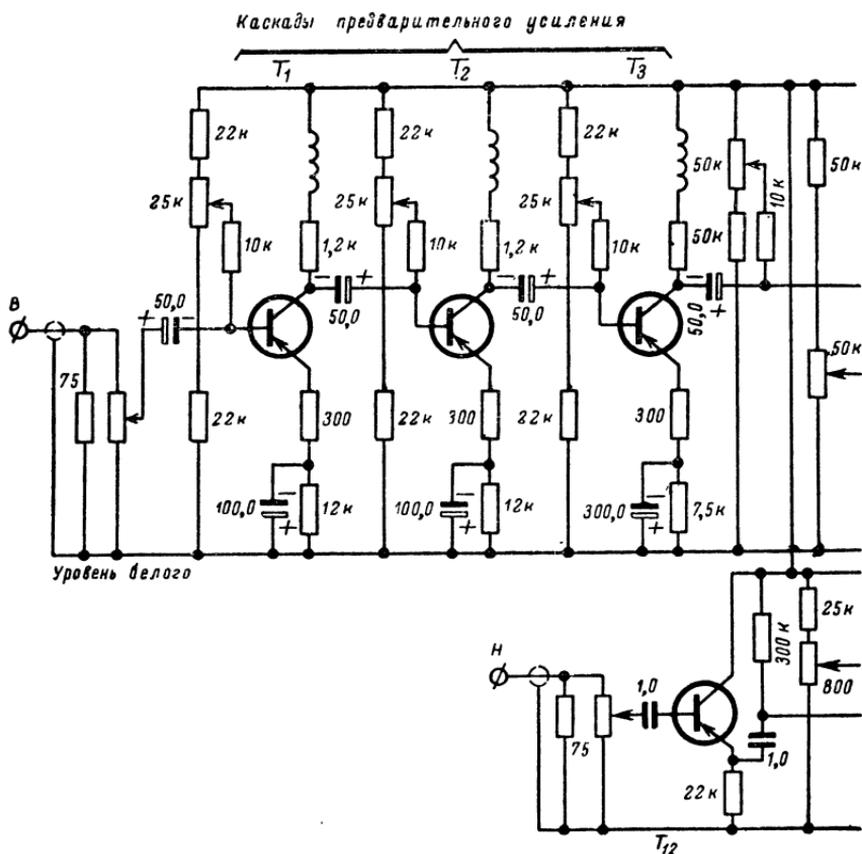
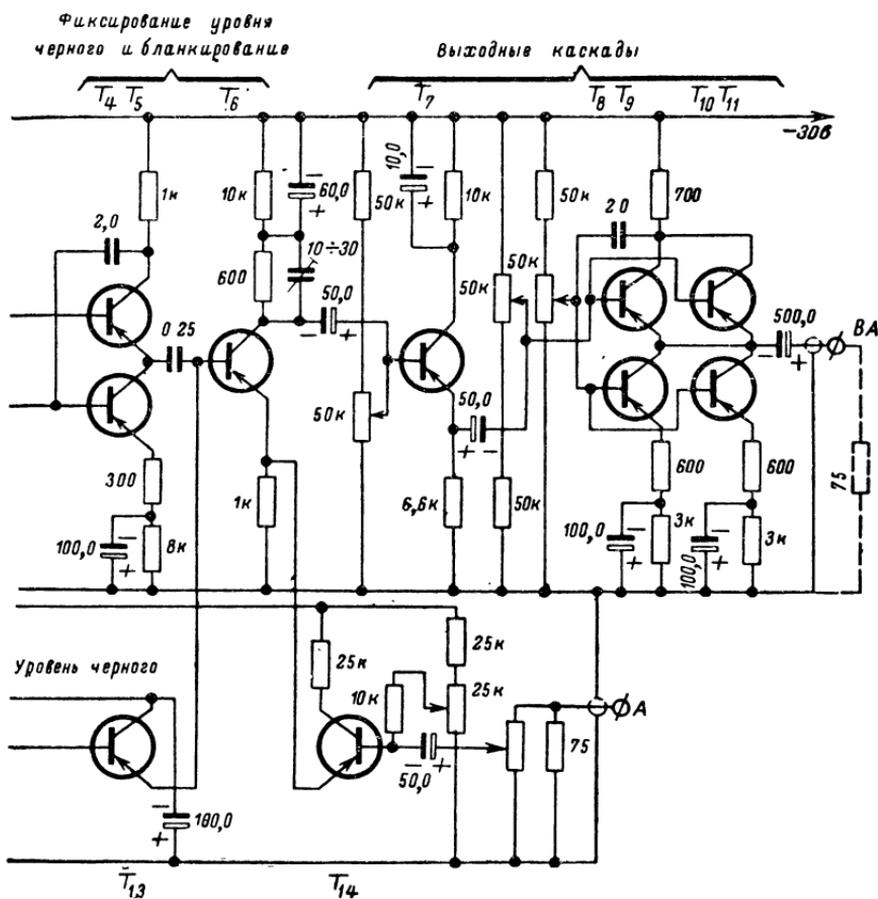


Рис. 8-28.

На входное сопротивление транзисторного каскада, расположенного в середине усилительной цепи и работающего на большое сопротивление нагрузки, подключается предыдущий каскад. Это означает, что поступающий на вход ступени ток i на выходе ступени будет равен $K_i i$. Однако только благодаря сложным компенсирующим схемам коэффициент усиления по току K_i удастся поддерживать постоянным во всей полосе частот (коэффициент усиления по току при коротком замыкании α сильно зависит от частоты).

Преобразование широкополосного сигнала, получае-



мого от камеры, в сигнал с нормированной полосой при применении транзисторов представляет большие трудности, чем при обычных ламповых схемах. Качественное восстановление постоянной составляющей телевизионного сигнала является предварительным условием для обоснованного повышения контрастности и бланкирования. Из-за низкого входного сопротивления транзистора требуются большие конденсаторы связи (0,5—1 мкф) для того, чтобы избежать недопустимо большого падения напряжения в течение развертки одной строки. В течение длительности строки величина заряда, стекающего с конденсатора на базу транзистора, определяется током базы, который требуется для установления рабочей точки по постоянному току. На этот ток базы накладывается еще также ток сигнала. Оба тока вызывают перемещение потенциала базы в положительном направлении. Так как стекающий заряд должен снова пополняться во время обратного хода строчной развертки, то на базу подводится дополнительное отрицательное напряжение. Для этого можно использовать переключатель на транзисторе (T_{13} на рис. 8-28), который срабатывает с частотой импульсов строчной развертки и заперт в течение длительности строки. Благодаря этому можно довести время перезарядки до 25 мксек.

8-3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

При преобразовании постоянного напряжения часто бывает необходимо превратить низкое постоянное напряжение, например 6, 12 или 24 в, в напряжение до нескольких сотен вольт, необходимое для работы электронных приборов. Имеются также случаи, когда напряжение батареи 60—100 в нужно «повысить» или «понижить». В подобных случаях до сих пор применяли умформер, использование которого неэкономично, особенно при переменном коэффициенте загрузки; кроме того, за ним нужен уход во время работы.

Применению преобразователей постоянного напряжения на транзисторах при высоком рабочем напряжении препятствует прежде всего сравнительно низкое пи-

ковое напряжение на коллекторе у большинства мощных транзисторов. А при работе преобразователя постоянного напряжения пиковое напряжение на коллекторе может достигать двойной величины напряжения батареи. С помощью соответствующих схемных мер

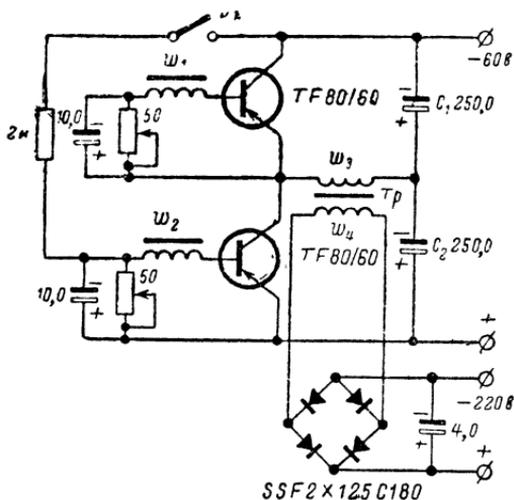


Рис. 8-29. Преобразователь постоянного напряжения.

ω_1, ω_2 — 3 витка ПЭВ 0,5; ω_3 — 30 витков ПЭВ 0,1; ω_4 — 250 витков ПЭВ 0,4.

можно снизить максимальное значение действующего напряжения на транзисторе. Тогда появляются возможности выполнить преобразователь постоянного напряжения для высокого рабочего напряжения, используя транзисторы с низким пиковым напряжением на коллекторе.

На рис. 8-29 показана схема в которой пиковое напряжение на коллекторе может быть не больше рабочего. Здесь транзисторы работают по двухтактной схеме, а по постоянному току они включены последовательно (по отношению к напряжению батареи). Этот принцип включения применяется также и в усилителях низкой частоты.

В этой схеме напряжение батареи делится пополам с помощью конденсаторов C_1 и C_2 . При указанных данных (напряжение батареи 60 в) ток батареи равен 1,25 а. Следовательно, от батареи отбирается мощность 75 вт. Частота колебаний $\sim 2,3$ кГц. При напряжении

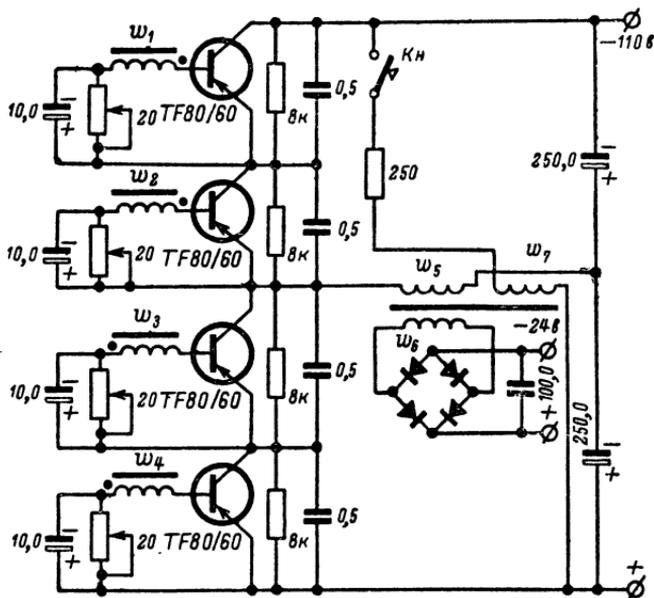


Рис. 8-30. Преобразователь высокого напряжения в низкое. w_1, w_2, w_3, w_4 — по 2 витка ПЭВ 1,0 (намотаны вместе); w_5 — 33 витка ПЭВ 1,2; w_6 — 16 витков ПЭВ 1,5; w_7 — 25 витков ПЭВ 0,4.

на вторичной обмотке трансформатора 220 в и при потреблении тока 270 ма отбираемая мощность равна 60 вт, при этом коэффициент полезного действия равен 80%. Трансформатор Tr на первичной обмотке имеет всего несколько витков, так что получается очень эффективное использование обмоточного пространства.

Схему последовательного включения двух транзисторов можно улучшить. Так, можно применить, например, последовательное включение четырех транзисторов при более высоком рабочем напряжении. Подобная схема для рабочего напряжения 110 в показана на рис. 8-30.

При указанных на рисунке данных можно получить 103 вт выходной мощности при к. п. д. 77%¹ (частота колебания 4 кгц). Для равномерного деления напряжения на последовательно включенных транзисторах к каждому из них подключается параллельное RC-звено (8 ком, 0,5 мкф). Потенциометрами, включенными в цепь базы, регулируются до одинаковых значений базовые токи. Для возникновения колебаний в схеме кнопкой K_n подают короткий импульс тока на обмотку w_1

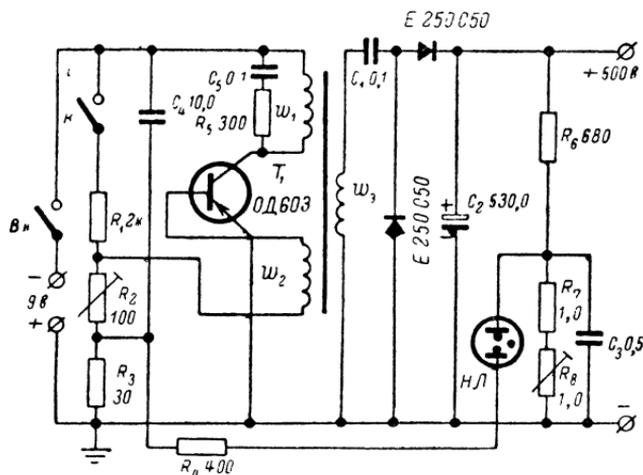


Рис. 8-31. Схема преобразователя для импульсной лампы.

трансформатора. Для указанных на рис. 8-30 данных ток батареи равен 1,2 а; выходное напряжение 24 в.

На рис. 8-31 показана схема преобразователя напряжения, которую можно использовать, например, для лампы-вспышки. Транзистор OD603 работает как генератор. Со вторичной обмотки трансформатора w_3 снимается высокое переменное напряжение, которое выпрямляется и заряжает накопительный конденсатор C_2 . Эта «суммирующая» схема имеет по отношению к обычному одноконтурному преобразователю то преимущество, что при одинаковой мощности к транзистору необходимо подводить только половину пикового значения коллекторного тока.

Запуск преобразователя осуществляется включением батареи (B) и кратковременным нажатием стартового

ключа K . Благодаря этому напряжению смещения, которое необходимо для возникновения колебаний, подается на базу транзистора. Переменное напряжение, индуцируемое во вторичной обмотке, выпрямляется, и происходит относительно медленный процесс заряда конденсатора C_2 . Параллельно C_2 включен делитель напряжения из сопротивлений R_6 , R_7 и R_8 . Сопротивление R_8 устанавливается так, чтобы при достижении необходимого значения напряжения на C_2 (500 в) создавалось напряжение зажигания газоразрядной лампы $НЛ$ (350 в).

При зажигании лампы импульс тока от конденсатора C_3 , заряженного до напряжения зажигания, подается к точке между сопротивлениями R_2 и R_3 , благодаря чему заряд конденсатора C_4 повышается. Поэтому потенциал между сопротивлениями R_1 и R_2 также повышается и транзистор запирается; колебания генератора срываются, и процесс заряда конденсатора C_2 прекращается. Для того чтобы осуществлять надежный срыв колебаний генератора, параллельно обмотке ω_1 трансформатора включена цепь R_5C_5 , которая вносит в трансформатор большое затухание. Процесс запираения поддерживает также небольшая емкость обмотки ω_3 (максимальная емкость 20 пф).

Схему можно улучшить, если в ней вместо запускающего ключа K включить транзистор T_2 (рис. 8-32). Генератор в этой схеме включается или периодически после определенного времени (независимо от напряжения, приложенного к конденсатору C_2), или при уменьшении напряжения на C_2 до нижнего значения (независимо от

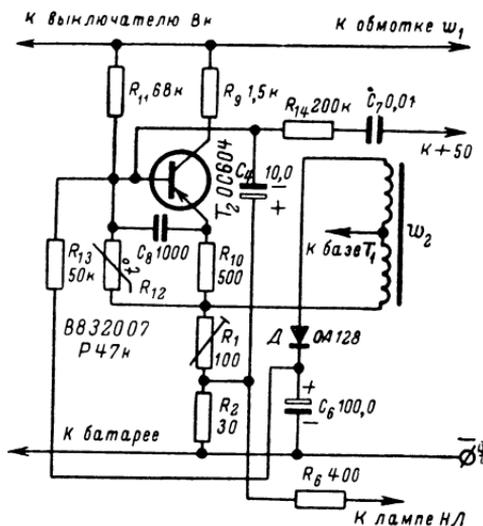


Рис. 8-32. Схема для подзарядки конденсатора.

времени). При включении V_k напряжение базы, подводимое через делитель напряжения R_{11} , R_{12} , R_1 и R_2 , отпирает транзистор T_2 и транзистор T_1 получает необходимое для возникновения колебания напряжение смещения. В противоположность упрощенной схеме (рис. 8-31) конденсаторы C_2 и C_6 после разряда C_6 до 5 v сразу же снова подзаряжаются, потому что запускающий транзистор становится при этом вновь проводящим. Время разряда C_6 определяется промежутком времени от окончания до начала новой подзарядки. Это время для указанной схемы составляет 10 *сек.* Так как конденсатор C_6 разряжается обратным током диода D , то целесообразно применять кремниевые диоды, обратный ток которых с увеличением температуры возрастает незначительно.

8-4. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СИГНАЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО

В приборах с малой интенсивностью света или при передаче светового сигнала на большие расстояния часто оказывается целесообразным управлять светочувствительным элементом с помощью светового луча переменной интенсивности и усиливать появляющийся при этом переменный фотоэлектрический ток. В то время как в усилителях постоянного тока высокой чувствительности (при использовании фотосопротивления, управляемого световым потоком постоянной интенсивности) даже малое перемещение рабочей точки оказывает очень сильное влияние, в усилителях переменного тока этот фактор не имеет существенного значения в широких пределах. Кроме того, изменение интенсивности дневного света при управлении с помощью светового потока переменной интенсивности не оказывает влияния на работу схемы.

Схема высокочувствительного фотоэлектрического управляющего устройства показана на рис. 8-33. Частота изменения интенсивности света равна удвоенной рабочей частоте (100 *гц* при работе от сети с частотой 50 *гц*). Колебательные контуры усилителя настраиваются поэтому на 100 *гц*. На выходе трехкаскадного усилителя через выпрямитель включено реле, которое надежно срабатывает при эффективном значении фотоэлектрического тока 0,05 *мкА*. Первая ступень имеет динамическое входное сопротивление 2 *ком* и требует поэтому для управления напряжение $U_c = 2 \cdot 10^3 \cdot 0,05 \cdot 10^{-6} = 0,1$ *мВ*.

Шумы входной ступени определяют предел достижимой чувствительности (выбирают малозумящий транзистор, например ТР65). Благодаря высокой добротности первого колебательного контура и трансформатора Tr_1 бу-

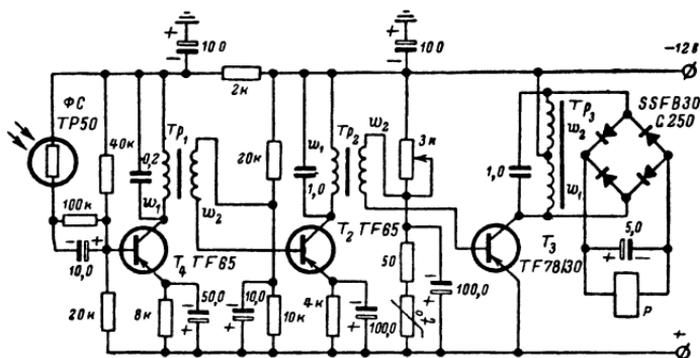


Рис. 8-33. Фотоэлектрическое сигнальное устройство.

дет усиливаться лишь небольшая часть шумов. В случае необходимости чувствительность схемы можно повысить в 100 раз дополнительным включением четвертой ступени.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ НЕКОТОРЫХ ТРАНЗИСТОРОВ, ИСПОЛЗУЕМЫХ В КНИГЕ

Наименование	Тип	Применение	Рабочие параметры						Максимально-допустимые величины				Применял
			$U_{к, в}$	$I_{г, ма}$	β	$f_{a, Мгц}$	$I_{к, ма}$	$U_{кб, в}$	$U_{кв, в}$	$P_{к, ватт}$	$T, ^\circ C$		
2N98	<i>n-p-n</i>	9-11	—	—	40	2,5	2	40	—	50	—	—	П11
2N268	<i>p-n-p</i>	1-3-4-6-8	—	—	35	6 кГц	2 ма	—	60	30 вт	—	—	П4Д
2N291	<i>p-n-p</i>	3-6	—	—	30-45	—	25	—	25	300	—	—	—
2N365	<i>n-p-n</i>	1	—	—	19-49	3	10	—	30	150	—	—	П11
2N366	<i>n-p-n</i>	1	6	6	49-142	3,5	10	—	30	150	—	—	П11А
2N368	<i>p-n-p</i>	1	5	1	19-49	1	20	—	30	150	—	—	П15
2N371	<i>p-n-p</i>	8	8	1	$K_p 15$	30	10	—	20	80	—	—	П403
2N1045	<i>p-n-p</i>	6	32	—	20-60	8 кГц	125	—	100	20 вт	—	—	П4А
АД103	<i>p-n-p</i>	6	1,5	—	30	—	—	—	50	15 вт	—	—	П4А
СК722	<i>p-n-p</i>	—	—	1	22	0,7	—	—	20	30	+50	—	П14, П13А
СТР1111	<i>p-n-p</i>	3-6	—	—	$K_p 23-32$	5 кГц	—	—	60	32 вт	—	—	П4Д
ГФТ21	<i>p-n-p</i>	1-3-4	3	3	100	0,9	10	—	20	83	—	—	П13Б
ГФТ32	<i>p-n-p</i>	5	6	10	75	—	15	—	20	150	+45	—	П25Б
ГФТ45	<i>p-n-p</i>	11	6	—	40	6	1,5	—	15	32	+65	—	П12
ГФТ4012	<i>p-n-p</i>	5-6-8	2	—	50	0,2	10 ма	—	30	12 вт	+75	—	П4А
ОС16	<i>p-n-p</i>	5-6-8	6	300	35	0,2	—	—	32	4 вт	+75	—	П201, П202
ОС30	<i>p-n-p</i>	6-8	7	100	35	0,3	—	—	32	1 вт	+75	—	П3Б
ОС33	<i>p-n-p</i>	11	1	—	—	—	—	—	15	50	-40 ÷ +65	—	П406

Наименование	Тип	Применение	Рабочие параметры						Максимально-допустимые величины				Применяемый анализатор		
			$U_{кв}, в$	$I_{гв}, ма$	ρ	$f_{а}, Мгц$	$I_{кв}, мка$	$U_{кв}, в$	$U_{кв}, в$	$P_{к}, мвт$	$T, ^\circ C$				
ОС34	<i>p-n-p</i>	11	5	1	$K_{р30}$	—	—	—	—	—	—	—	—	—	П406
ОС44	<i>p-n-p</i>	9—10	5	1	100	15	—	—	—	—	—	—	—	—	П407
ОС45	<i>p-n-p</i>	11	6	1	50	6	0,5	—	—	—	—	—	—	—	П406
ОС70	<i>p-n-p</i>	1—2—3— 4—8	2	0,5	20—40	0,3	12	—	—	—	—	—	—	—	П13Б, П16А
ОС71	<i>p-n-p</i>	1—3—4— 6—8	4	3	30—75	0,3	12	—	—	—	—	—	—	—	П13Б, П16Б
ОС72	<i>p-n-p</i>	5—6— 8—9	6	1,5	25	0,35	0,1 ма	—	—	—	—	—	—	—	П25Б
ОС74	<i>p-n-p</i>	3—4—6	6	50	65	1,5	10	—	—	—	—	—	—	—	—
ОС76	<i>p-n-p</i>	8—9	10	—	25	0,35	0,1	—	—	—	—	—	—	—	П25Б
ОС170	<i>p-n-p</i>	9—12	6	1	80	70	2	—	—	—	—	—	—	—	П403
ОС171	<i>p-n-p</i>	9—12	6	1	$K_{р43}$	90	2	—	—	—	—	—	—	—	П403
ОС304	<i>p-n-p</i>	3—7	5	1	32	0,9	15	—	—	—	—	—	—	—	П13Б
ОС340	<i>p-n-p</i>	3	5	1	70	1,1	15	—	—	—	—	—	—	—	П15А
ОС360	<i>p-n-p</i>	2—3	5	1	20	0,8	15	—	—	—	—	—	—	—	П15
ОС410	<i>p-n-p</i>	9—11	5	1	20	10	10	—	—	—	—	—	—	—	П406
ОС602	<i>p-n-p</i>	3	4,5	1	17	1	10	—	—	—	—	—	—	—	П13Б
ОС604	<i>p-n-p</i>	5	4,5	1	50	1,2	10	—	—	—	—	—	—	—	П15А
спец.	<i>p-n-p</i>	5	6	—	45	—	15	—	—	—	—	—	—	—	П25Б

Продолжение прилож.

Наименование	Тип	Применение	Рабочие параметры					Максимально-допустимые величины				Примечания
			$U_{к.в}$	$I_{г.ма}$	ρ	$I_{\alpha, Mzq}$	$I_{к.о, мкв}$	$U_{к.б.в}$	$U_{к.в.в}$	$P_{к.мет}$	$T, ^\circ C$	
OC613	p-n-p	10	—	—	60	7	10	—	10	50	—	П406
OC612	p-n-p	11	6	—	30	6	10	—	10	50	+75	П12
OC614	p-n-p	10—11	6	1	60	65	3	—	12	50	+75	П403
OC615	p-n-p	10—11	6	1	60	90	3	—	12	50	+75	П403
ОД603	p-n-p	5—6	1	—	15	—	25	—	30	4 вт	+75	П201
TF49	p-n-p	7—8	5	1	35	4	0,5	—	15	100	+75	П15
TF65	p-n-p	1—3	1	—	15	0,35	10	—	16	100	—50 ÷ +75	П15А
TF66	p-n-p	5—6	5	—	40	1	—	—	16	150	—	П14А
TF71	n-p-n	1—3—4	5	—	16	0,4	10	—	60	200	+50	П9
TF78	p-n-p	4—5—6	1	—	50	—	20	—	16	500	+75	—
TF80	p-n-p	5—6—8	5	—	50	—	100	—	16	2,5 вт	+75	П201
TF80/60	p-n-p	5—6—8	—	—	10	—	100	—	32	10 вт	—	—
TF260	n-p-n	3	1	100	50	—	5	—	100	600	+80	—
T1904А	n-p-n	5	1	—	20—30	8	—	—	30	150	+150	П103
SB100	p-n-p	11	3	1	20	40	—	—	4,5	30	+85	П402

Примечания: 1. В графе „Применение“ цифры имеют следующие значения: 1 — общее назначение; 2 — усилители с малым уровнем шума; 3 — усилители низкой частоты; 4 — предохонные каскады; 5 — усилители в режиме В; 6 — усилители мощности; 7 — импульсные схемы; 8 — преобразователи мощности; 9 — генераторы; 10 — преобразователи частоты; 11 — усилители ВЧ и ПЧ; 12 — усилители УКВ.

2. Граничная частота дана для схемы с общей базой, а для схемы с общим эмиттером f_{α} выражена в килогерцах.

3. Коэффициент усиления по мощности K_p выражен в децибелах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Der Transistor, Telefunken-Fachbuch, Ulem/Donau, 1960.
2. Enderlein D., Zur Technologie des legierten Transistors, Siemens Zeitschrift, 33, 1959, H. 8, S. 493.
3. Gelder E., Der Mesa-Transistor, Elektronik, 10, 1961, H. 2, S. 47.
4. Dosse I., Der Transistor, München, R. Oldenbourg-Verlag, 1959.
5. Neeteson P. A., Flächentransistoren in der Impulstechnik, Philips Techn. Bibliothek, 1960.
6. Kammerloher I., Transistoren. Füssen, Wintersche Verlagshandlung, 1959.
7. Schlegel H. R., Der Transistor, Hannover, Fachbuchverlag Siegfried Schütz, 1959.
8. Bevitt W. D., Transistor Handbook, Englewood Cliffs N. J., Prentice Inc., 1956.
9. Hunter L. P., Handbook of Semiconductor Electronics, New York, McGraw-Hill Book Company Inc., 1960.
10. Vasseur I. P., Proprietes et Applications des Transistors, Paris, Societe Francaise de Documentation Electronique, 1958.
11. Krugman L. M., Transistoren, Stuttgart, Berliner Union, 1960.
12. Schottky W., Halbleitprobleme, Braunschweig, Friedrich Vieweg und Sohn, 1954.
13. Taschenbuch für Transistoranwendung, Hrsg. TE KA DE Nürnberg, 1959.
14. Tube and transistor handbook, 7th ed. Bussum, Netherlands De muiderkring, 1961.
15. Röhrentaschenbuch, Bd 2, VEB, Verlag Technik, Berlin, 1962.
16. Будинский Ярослав. Усилители низкой частоты на транзисторах. Перев. с чешск. Изд. 2. М., Связьиздат, 1963.
17. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н. Основы теории и расчета транзисторных схем. М., «Сов. радио», 1963.
18. Полупроводниковые приборы в измерительной технике. Сборник статей. Перев. с нем. М.—Л., «Энергия», 1963.
19. Расчет транзисторных цепей. Под ред. Р. Ф. Ши. Перев. с англ. М.—Л., «Энергия», 1964.
20. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.
21. Транзисторы и полупроводниковые диоды. Справочник. Под общ. ред. И. Ф. Николаевского. М., Связьиздат, 1963.
22. Шац С. Я. Транзисторы в импульсной технике. Л., Судпромгиз, 1963.

Цена 1 р. 50 к.