

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
§ 1. Введение.....	3
§ 2. Выбор и обоснование блок-схемы радиопередатчика. . .	7
§ 3. Пример принципиальной схемы радиопередатчика с амплитудной модуляцией. . . . .	II
§ 4. Порядок технического расчёта высокочастотных каскадов радиопередатчика . . . . .	12
§ 5. Общие вопросы расчёта режима работы транзистора на повышенных частотах.. . . .	13
§ 6. Выбор типа транзистора. . . . .	13
§ 7. Энергетический расчёт режима транзистора. . . . .	18
§ 8. Расчёт элементов схемы питания транзисторного каскада. . . . .	29
§ 9. Расчёт выходного каскада - мощного усилителя высокой частоты. . . . .	37
§10. Расчёт каскада промежуточного усилителя высокой частоты.....	54
§11. Расчёт задающего генератора - автогенератора высокой частоты. . . . .	62
§12. Дальнейший порядок проектирования. . . . .	75
Приложения . . . . .	77
Литература . . . . .	88

Роза Алексеевна Грановская  
РАДИОПЕРЕДАТЧИК С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ  
НА ТРАНЗИСТОРАХ

Редактор Л.М.Коршунова

техн.редактор А.Г.Мухина

Л 75119 от 29/1-1973 г.

Объем 5,75 печ.л.

Зак. 26/6136

Цена 23 коп.

Тираж 500

Ротапринт МАИ

§ 1. ВВЕДЕНИЕ

данное руководство содержит рекомендации по выбору блок-схемы и порядку технического расчета каскадов транзисторных радиопередатчиков малой и средней мощности с амплитудной модуляцией, работающих в коротковолновом диапазоне волн и длинноволновой части диапазона у.к.в. ( $\lambda > 5\text{м}$ ). Предлагаемые рекомендации основаны на теоретическом материале, изложенном в учебнике проф.М.С.Неймана "Курс радиопередающих устройств", гл.УП ("Советское радио", 1965г.)

Для облегчения расчетов каскадов радиопередатчика в руководстве приведены таблицы параметров некоторых отечественных транзисторов и ряд вспомогательных таблиц и графиков.

В подготовке материалов к данному руководству принимал участие ст.инженер кафедры 406 Матосов М.В. Автор благодарит проф. Неймана М.С., доцентов Андреевского М.Н. и Телятникова Л.И., просмотревших рукопись и давших ценные советы по улучшению методической части данного руководства.

§ 2. ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ БЛОК-СХЕМЫ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА

В задании на курсовой проект обычно указываются полезная мощность  $P_{\text{пол}}^{\text{х}}$  радиопередатчика в режиме несущих колебаний, рабочая частота  $f$  (длина волны) или диапазон частот (длин волн), род работы, назначение радиопередатчика, вид питания (от сети переменного тока или батарейное), сопротивление нагрузки, интервал температур окружающей среды.

В некоторых случаях дополнительно оговариваются стабильность частоты радиопередатчика, максимальный коэффициент нелинейных искажений и др., .

х) Под  $P_{\text{пол}}$  под подразумевается мощность, выделяемая в нагрузке, которую обычно является входное сопротивление антенны либо фидера, связывающего радиопередатчик с антенной.

а также конструктивные требования, например, требуемая форма, габариты радиопередатчика и прочее.

На первом этапе проектирования радиопередатчика производится анализ и уточнение предъявляемых к нему технических требований, указанных в задании, и на основании этого анализа выбирается и обосновывается блок-схема радиопередатчика.

Чаще всего разнообразные технические требования к радиопередатчику удается удовлетворить, строя передатчик по сложной схеме (рис.2.1). Подобная схема обычно включает в себя сравнительно маломощный автогенератор, являющийся задающим генератором, промежуточный усилитель, состоящий из одного или нескольких каскадов, и выходной каскад — мощный усилитель.

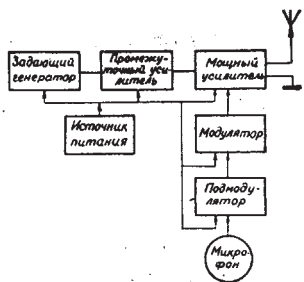


Рис.2.1. Блок-схема радиопередатчика с амплитудной модуляцией.

Промежуточный усилитель обеспечивает, мощность, необходимую для возбуждения мощного усилителя, а также позволяет уменьшить влияние изменения режима мощного усилителя на работу автогенератора и тем самым способствовать повышению стабильности частоты колебаний автогенератора. Число каскадов промежуточного усилителя зависит от величины мощности, необходимой для возбуждения мощного усилителя, от величины выходной мощности и от требования к стабильности частоты автогенератора. При выборе количества каскадов промежуточного усилителя желательно ограничиться меньшим их числом. Нередко при амплитудной модуляции удается обойтись однокаскадной схемой промежуточного усилителя. Окончательное число каскадов промежуточного усилителя уточняется при техническом расчете радиопередатчика.

В тех случаях, когда от радиопередатчика требуется полезная мощность, которую нельзя обеспечить одним транзистором, в выходном каскаде можно использовать двухтактную или параллельную работу транзисторов.

Выбор блок-схемы радиопередатчика предполагает также выбор вида модуляции с учетом заданного рода работы. При работе радиопередатчика в режиме амплитудно-модулированных колебаний возможна коллекторная модуляция, модуляция на базу или комбинированная

коллекторно-базовая модуляция [3], осуществляемая, как правило, в последних каскадах.

Модуляция на базу смещением достаточно проста в осуществлении, требует маломощного модулятора, но отличается существенной нелинейностью статической модуляционной характеристики (рис.2.2). Кроме того, при модуляции на базу выходной каскад работает в недонапряженном режиме, что снижает его к.п.д.

При коллекторной модуляции получается более линейная статическая модуляционная характеристика (рис.2.3), при этом выходной каскад работает в перенапряженном режиме и энергетические показатели его будут выше, чем при модуляции на базу. Однако при оценке энергетических показателей выходного каскада при коллекторной модуляции следует иметь в виду, что транзисторы не допускают на коллекторе напряжение, превышающее максимально допустимое напряжение, указываемое в паспорте. Поэтому при достаточно глубокой коллекторной модуляции приходится снижать постоянное напряжение на коллекторе примерно в 2 раза по сравнению со случаем базовой модуляции, вследствие чего колебательная мощность каскада при коллекторной модуляции будет примерно такой же, как и при базовой модуляции транзисторного каскада. Кроме того, при коллекторной модуляции требуется модулятор, мощность которого примерно равна выходной мощности в режиме несущих колебаний модулируемого каскада.

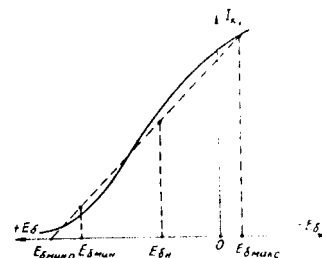


Рис.2.2. Примерный вид статической модуляционной характеристики  $I_{k1} = f(E_b)$  при базовой модуляции смещением. Пунктирной линией показана упрощенная характеристика  $I_{k1} = f(E_b)$ .

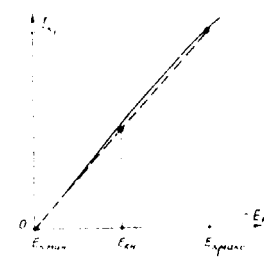


Рис.2.3. Примерный вид статической модуляционной характеристики  $I_{k1} = f(E_k)$  при коллекторной модуляции. Пунктирной линией показана упрощенная характеристика  $I_{k1} = f(E_k)$ .

В радиопередатчиках более широкое распространение получила коллекторная модуляция, позволяющая получить более качественную глубокую модуляцию, чем при модуляции на базу, особенно при коэффициенте модуляции  $m > 0,7$ . Однако и здесь надо иметь в виду, что при  $m \rightarrow 1$  минимальное напряжение на коллекторе приближается к нулю, импульс тока коллектора в течение некоторой части колебаний становится отрицательным, при этом коллекторный ток меняет свое направление на обратное (по сравнению с нормальным), а базовый ток резко возрастает. Такой режим может оказаться опасным для транзистора и привести к выходу транзистора из строя, поэтому его следует избегать. Учитывая это, коллекторную модуляцию предпочитают осуществлять одновременно на два последних каскада радиопередатчика. При этом в выходном каскаде используется базовое автосмещение, а в предыдущем — пониженная глубина коллекторной модуляции (или модуляция на базу). При таких условиях облегчаются режимы работы обоих каскадов. Выходной каскад в этом случае работает в режиме комбинированной коллекторно-базовой модуляции.

Для комбинированной коллекторно-базовой модуляции характерны линейная статическая модуляционная характеристика и режим работы транзистора при модуляции, близкий к граничному. Сравнительная сложность осуществления коллекторно-базовой модуляции затрудняет ее применение.

В маломощных радиопередатчиках с целью уменьшения веса и габаритов аппаратуры целесообразно применение базовой модуляции смещением.

Модуляционное устройство радиопередатчика с амплитудной модуляцией в общем случае состоит из собственно модулятора (усилителя низкой частоты), непосредственно воздействующего на режим выходного каскада, и подмодулятора, осуществляющего предварительное усиление управляющего сигнала.

Расчет радиопередатчика ведется в такой последовательности:

- а) расчет высокочастотного тракта;
- б) расчет низкочастотного тракта<sup>х)</sup>;
- в) расчет цепей питания;
- г) конструктивный расчет основных элементов схемы.

После расчета производится разработка конструкции отдельных блоков и всего радиопередатчика в целом.

<sup>х)</sup> Расчет низкочастотного тракта при выполнении курсового проекта не производится.

### § 3. Пример принципиальной схемы радиопередатчика с амплитудной модуляцией

В качестве примера на рис.3.1 и 3.2 приведены принципиальные схемы радиопередатчиков с базовой и коллекторной модуляцией.

Коротковолновый неперестраиваемый радиопередатчик с амплитудной базовой модуляцией смещением (рис.3.1) состоит из трех высокочастотных каскадов: задающего генератора, промежуточного усилителя, мощного усилителя и модуляционного устройства.

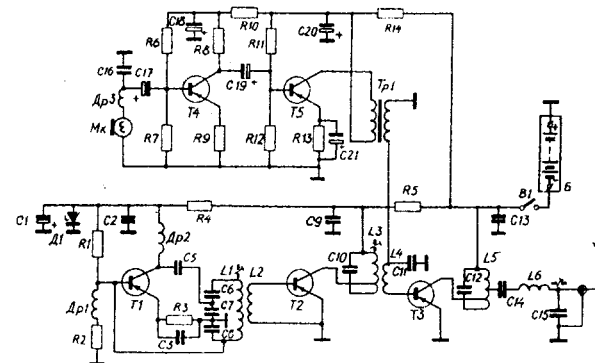


Рис.3.1. Принципиальная схема радиопередатчика с базовой модуляцией смещением.

Задающий генератор-автогенератор, выполненный по схеме емкостной трехточки, — собран на транзисторе  $T1$ . Частота автогенератора задается колебательным контуром  $L1, C6, C7, C8$ , включенным неполностью в коллекторную цепь для уменьшения влияния изменения выходной емкости транзистора на частоту генерации. Первоначальная подстройка контура осуществляется изменением индуктивности  $L1$  специальным сердечником. Связь задающего гене-

ратора со следующим каскадом – трансформаторная. Для повышения стабильности режима автогенератора стабилизировано напряжение коллекторного питания ( $D1, R4, C1$ ) и применена стабилизация начальной рабочей точки транзистора при изменении температуры по схеме с тремя резисторами  $R1, R2, R3$ , осуществляющими подачу комбинированного (фиксируемого и автоматического) смещения на базу за счет тока от источника коллекторного напряжения и постоянной составляющей эмиттерного тока транзистора.

Промежуточный усилитель собран на транзисторе  $T2$  по схеме с общим эмиттером. Каскад работает при нулевом смещении на базе. Коллекторный контур усилителя  $L3, C10$  настроен на частоту возбуждения и неполностью включен в цепь коллектора. Связь усилителя с выходным каскадом – трансформаторная.

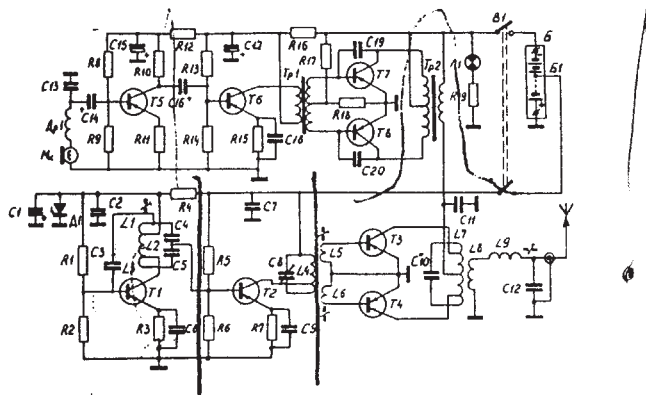


Рис.3.2. Принципиальная схема радиопередатчика с коллекторной модуляцией.

Выходной каскад – мощный усилитель – собран на транзисторе  $T3$  по схеме с общим эмиттером. Коллекторный контур  $L5, C12$  настроен на рабочую частоту радиопередатчика и автотрансформаторно связан с настроенным антенным контуром, образованным катушкой индуктивности  $L6$  и частью катушки  $L5$ , конденсатором  $C15$  и входным сопротивлением антенны  $Z_A$ . Базовая

модуляция смещением осуществляется подачей на базу транзистора  $T3$  модулирующего напряжения, снимаемого со вторичной обмотки трансформатора  $Tr1$ , включенного в коллекторную цепь выходного каскада модуляционного устройства.

Модуляционное устройство состоит из микрофонного усилителя и выходного каскада.

Микрофонный усилитель собран на транзисторе  $T4$ . Электродинамический микрофон ( $Mk$ ) подключен ко входу усилителя через фильтр  $Dp 5, C16$ , для предотвращения попадания напряжения высокой частоты радиопередатчика в модуляционное устройство. В коллекторную цепь каскада включено сопротивление – резистор  $R8$ . Напряжение, снимаемое с  $R8$ , подается через разделительный конденсатор  $C19$  на базу транзистора выходного каскада. Выходной каскад собран на транзисторе  $T5$  по схеме с общим эмиттером с трансформатором  $Tr1$  в коллекторной цепи и работает в режиме  $A$ . Подача на базу транзисторов  $T4, T5$  напряжения, необходимого для установления выбранного режима работы, и температурная стабилизация осуществляется по схеме с тремя резисторами ( $R6, R7, R9$  и  $R11, R12, R13$ ). Конденсатор  $C21$  устраняет в выходном каскаде отрицательную обратную связь по переменному току для предотвращения снижения коэффициента усиления каскада. Развязывающие фильтры ( $R10, C18$  и  $R14, C20$ ) ослабляют паразитную связь между каскадами модуляционного устройства через источник питания.

Питание радиопередатчика осуществляется от общего источника  $B$ . Резисторы  $R4, R5, R10, R14$ , на которых падает часть напряжения источника питания, позволяют осуществить требуемый режим питания каскадов радиопередатчика и защитить транзисторы в случаях резкого увеличения тока в их цепях от пробоя. Включается радиопередатчик выключателем  $B1$ .

Принципиальная схема непрестраиваемого коротковолнового радиопередатчика с амплитудной коллекторной модуляцией, осуществляемой в выходном каскаде, приведена на рис.3.2. Радиопередатчик состоит из трех высокочастотных каскадов и модуляционного устройства.

Задающий генератор – автогенератор по схеме с автотрансформаторной обратной связью – собран на транзисторе  $T1$  по схеме с общим эмиттером. Частота колебаний задается колебательным контуром  $L1, L2, L3, C4, C5$ . Первоначальная подстройка



контура осуществляется изменением индуктивности катушки при помощи специального сердечника. Для повышения стабильности режима автогенератора стабилизировано питающее напряжение транзистора  $T1$  ( $D1$ ,  $R4$ ,  $C1$ ) и применена температурная стабилизация по схеме с тремя резисторами ( $R1$ ,  $R2$ ,  $R3$ ), осуществляющими подачу комбинированного смещения на базу.

Промежуточный усилитель собран на транзисторе  $T2$  по схеме с общим эмиттером для получения большого усилителя. Колебательный контур усилителя  $L4$ ,  $C8$  настроен на частоту возбуждения и имеет неполное включение в коллекторную цепь для получения необходимого эквивалентного сопротивления коллекторной нагрузки. Смещение на базе и температурная стабилизация режима транзистора  $T2$  осуществляется резисторами  $R5$ ,  $R6$ ,  $R7$ . Связь усилителя с выходным каскадом - трансформаторная.

Выходной каскад - мощный усилитель - собран на транзисторах  $T3$ ,  $T4$  по двухтактной схеме для увеличения выходной мощности. Смещение на базе транзисторов - нулевое. Для получения асимметричной работы схемы во входной цепи каскада предусмотрена возможность регуляции амплитуды возбуждения каждого из транзисторов путем изменения индуктивности катушек  $L5$ ,  $L6$  специальными сердечниками. Колебательный контур  $L7$ ,  $C10$  усилителя настроен на рабочую частоту и неполностью включен в коллекторную цепь. Для осуществления качественной амплитудной модуляции добротность нагруженного коллекторного контура бывает невысокой, поэтому специальной подстройки частоты контура не предусмотрено. Коллекторная колебательная система построена по сложной схеме, состоящей из двух настроенных контуров: промежуточного ( $L7$ ,  $C10$ ) и антенного, образованного катушками  $L8$ ,  $L9$ , конденсатором  $C12$  и входным сопротивлением антенны  $Z_A$ . Связь между контурами - трансформаторная. Напряжение коллекторного питания транзисторов  $T3$ ,  $T4$  подводится к средней точке катушки  $L7$ . Модулирующее напряжение подается в цепь коллекторного питания вторичной обмоткой трансформатора  $Tp2$  выходного модуляционного устройства.

модуляционное устройство состоит из трех каскадов: микрофонного усилителя, предварительного усилителя и усилителя мощности.

Микрофонный усилитель собран на транзисторе  $T5$  по схеме с общим эмиттером. Электродинамический микрофон ( $Mk$ ) подключен ко входу каскада через фильтр ( $Dp1$ ,  $C13$ ). Предварительный усилитель собран по трансформаторной схеме на транзисторе  $T6$ . Смещение на

на базе транзисторов  $T5$ ,  $T6$  и температурная стабилизация режима обеспечивается по схеме с тремя резисторами ( $R8$ ,  $R9$ ,  $R11$ ;  $R13$ ,  $R14$ ,  $R15$ ).

Выходной каскад - усилитель мощности - собран по двухтактной схеме на транзисторах  $T7$ ,  $T8$ , работающих в режиме В с углом отсечки коллекторного тока, близким к  $90^\circ$ , для получения высокого к.п.д. коллекторной цепи. Отпирающее смещение на базе транзисторов  $T7$ ,  $T8$  подается от источника питания Б с помощью делителя из резисторов  $R17$ ,  $R18$ . В коллекторной цепи каскада имеется трансформатор  $Tp2$ , вторичная обмотка которого включена в коллекторную цепь выходного каскада радиопередатчика. Для коррекции частотной характеристики выходного каскада на высоких частотах используется отрицательная обратная связь по переменному напряжению, осуществляемая конденсаторами  $C19$ ,  $C20$ . Для ослабления паразитной связи между каскадами модуляционного устройства через источник питания в схеме применены развязывающие фильтры ( $R12$ ,  $C15$ ,  $R16$ ,  $C17$ ).

Питание радиопередатчика осуществляется от общего источника Б, имеющего отвод  $B1$  к каскадам с более низким напряжением, чем напряжение общего источника. Включение радиопередатчика производится выключателем  $B1$  и контролируется сигнальной лампой  $L1$ .

#### § 4. ПОРЯДОК ТЕХНИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КАСКАДОВ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА

После выбора блок-схемы и вида амплитудной модуляции радиопередатчика переходят к техническому расчету его высокочастотных каскадов. Порядок расчета всех каскадов может быть принят одинаковым:

1. Выбор типа и числа транзисторов.
2. Выбор принципиальной схемы каскада.
3. Энергетический расчет режима транзистора.
4. Электрический расчет величин элементов колебательных цепей.
5. Расчет цепей питания и всех вспомогательных элементов схемы каскада.

Расчет радиопередатчика обычно начинается с расчета выходного каскада, так как указанные в задании требования главным образом относятся к выходному каскаду. Затем выполняются расчеты каскадов промежуточного усилителя и автогенератора. В конце каждого

расчета необходимо определить все величины, которые будут служить исходными данными для последующих расчетов. По результатам расчетов составляется полная принципиальная схема высокочастотного тракта радиопередатчика.

### § 5. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ РАСЧЕТА РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРА НА ПОВЫШЕННЫХ ЧАСТОТАХ

Исходными данными для технического расчета режима транзистора являются: величина колебательной мощности<sup>\*)</sup>  $P_{\omega}$ , рабочая частота  $f$  (или диапазон частот), вид амплитудной модуляции и максимальный коэффициент модуляции  $m$ , интервал температур  $t_{\min} + t_{\max}$  окружающей среды, схема включения транзистора (с общим эмиттером или с общей базой).

Точный расчет режима транзистора усилителей и автогенераторов при работе их с отсечкой коллекторного тока на высоких частотах представляет собой сложную задачу и в настоящее время недостаточно разработан. В данном руководстве использован упрощенный, основанный на ряде допущений метод расчета, приведенный в работе [1]. Предполагается также, что в высокочастотных каскадах используются транзисторы средней и малой мощности, а максимальная рабочая частота каскадов удовлетворяет условию  $f < 0,3 + 0,5f_{\omega}$ <sup>жж)</sup>.

Условимся также о положительных направлениях нормальных токов и напряжений для транзисторов типа  $n-p-n$  и типа  $p-n-p$ . Как известно, для транзисторов типа  $n-p-n$  направления нормальных токов и напряжений обратны тем, которые имеют место для транзисторов типа  $p-n-p$ . Чтобы не вводить в формулы и графики характеристик отрицательные величины, примем для транзисторов  $p-n-p$  за положительные направления токов и напряжений обратные тем, которые принимаются положительными в случае транзисторов  $n-p-n$ . Положительные направления токов и напряжений для этих типов транзисторов показаны на рис. 5.1.

В транзисторных усилительных каскадах, как правило, используется схема с общим эмиттером, которая дает наибольшее усиление

\*) Для случая амплитудной модуляции транзисторного каскада задается величина колебательной мощности в режиме несущих колебаний  $P_{\omega}$ .  
жж) Граничную частоту усиления по току в схеме с общей базой обозначают символом  $f_{h21\beta}$ , но допустимо и обозначение ее  $f_{\alpha}$ , которое будет использовано в данном руководстве.

по мощности. В автогенераторах используется как схема с общим эмиттером, так и схема с общей базой. При работе автогенератора на частотах  $f \ll f_{\alpha}$  чаще применяется схема с общим эмиттером, а на частотах, близких к  $f_{\alpha}$ , как правило, схема с общей базой.

В дальнейшем методика расчета будет рассматриваться применительно к транзисторным каскадам по схеме с общим эмиттером, как наиболее употребительной при работе транзистора на частотах  $f \ll f_{\alpha}$ .

Технический расчет режима транзистора разделяется на два этапа:

- 1) выбор типа транзистора;
- 2) энергетический расчет режима транзистора.

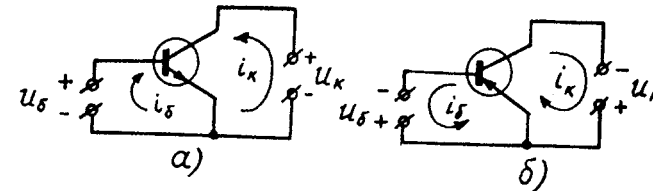


Рис. 5.1. Положительные направления токов и напряжений:  
а - для транзистора  $n-p-n$ ;  
б - для транзистора  $p-n-p$ .

### § 6. ВЫБОР ТИПА ТРАНЗИСТОРА

Выбор типа транзистора производится исходя из возможности нормальной работы его в заданном диапазоне частот и по допустимой мощности рассеивания  $P_{\text{р доп}}$  корпусом транзистора.

Обычно при выборе типа транзистора производится сравнение рабочей частоты  $f$  (или максимальной частоты рабочего диапазона) с частотой  $f_{\alpha}$ . Желательно выбирать такой тип транзистора, у которого частота  $f_{\alpha}$  удовлетворяла бы неравенству

$$(2-3)f_{\alpha} > f \ll (0,2 + 0,3)f_{\alpha}. \quad (6.1)$$

В противном случае импульс тока коллектора из-за инерционных явлений существенно расширяется во времени, вследствие чего к.п.д. и коэффициент усиления по мощности транзистора уменьшаются.

В справочнике в ряде случаев частота  $f_{\alpha}$  отсутствует, но зато

указывается частота  $f_T$  <sup>ж)</sup>. Частоты  $f_a$  и  $f_T$  связаны приближенным соотношением [2]:

$f_a \approx 1,2 f_T$  - для диффузионных (т.е. бездрейфовых) транзисторов;

$f_a = (1,6 \div 1,8) f_T$  - для дрейфовых транзисторов.

Выбор транзистора по допустимой мощности рассеивания  $P_{p \text{ доп}}$  <sup>жж)</sup> производится из условия

$$P_{p \text{ доп}} \geq P_p, \quad (6.2)$$

где  $P_p$  - мощность, рассеиваемая корпусом транзистора в выбранном режиме работы.

Обычно в справочнике приводится величина  $P_{p \text{ доп}}$  при температуре окружающей среды  $20 \pm 5^\circ\text{C}$  или при некоторой номинальной температуре  $t_{\text{ном}}$ , а также формула для определения  $P_{p \text{ доп}}$  при температуре, отличающейся от номинальной. Если работа транзисторного каскада происходит при температуре  $t$  (или в интервале температур), отличающейся от  $t_{\text{ном}}$ , указанной в справочнике, то следует найти величину допустимой мощности рассеивания при заданной температуре (или при максимальной температуре интервала температур) по формуле, приведенной в справочнике (например, в [5]), либо из соотношения

$$P_{p \text{ доп}} = P_{p \text{ ном}} \frac{t_{\text{доп}} - t}{t_{\text{доп}} - t_{\text{ном}}}, \quad (6.3)$$

где  $P_{p \text{ ном}}$  - номинальная допустимая мощность рассеивания при температуре окружающей среды  $t_{\text{ном}}^\circ\text{C}$ ;

$t_{\text{доп}}$  - допустимая температура переходов в транзисторе.

Для кремниевых плоскостных транзисторов  $t_{\text{доп}} = 150^\circ\text{C}$ , для германиевых -  $t_{\text{доп}} = 85^\circ\text{C}$ . В связи с этим использование кремниевых транзисторов является предпочтительным.

Мощность рассеивания  $P_p$  складывается из мощности, выделяемой на коллекторном переходе транзистора  $P_k$ , и мощности, поступающей в транзистор из базовой цепи  $P_b$ , т.е.

$$P_p = P_k + P_b. \quad (6.4)$$

ж)  $f_T$  - частота, при которой модуль коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером  $|\beta| = 1$ . Если в справочнике приводится величина  $|\beta|$ , измеренная на частоте  $f$ , то значение частоты  $f_T$  можно определить по формуле  $f_T = |\beta| f$ .

жж) Допустимая мощность рассеивания  $P_{p \text{ доп}}$  в справочнике [5] имеет обозначение  $P_m$ , а в технических условиях на транзистор  $P_k$ .

Мощность  $P_b$  составляет существенную часть рассеиваемой мощности обычно лишь в тех случаях, когда коэффициент усиления по мощности транзистора невелик (менее 5). Поэтому мощность  $P_p$  с учетом мощности рассеивания в цепи базы ориентировочно можно принять равной

$$P_p \approx (1,1 + 1,2) P_k. \quad (6.5)$$

В свою очередь, мощность  $P_k$  может быть оценена по заданной величине колебательной мощности  $P_{\sim}$  и электронному к.п.д.  $\eta$

$$P_k = P_{\sim} \frac{1 - \eta}{\eta}. \quad (6.6)$$

При амплитудной модуляции мощность, рассеиваемая коллекторным переходом транзистора, оценивается в режиме, где она достигает наибольшей величины. Так, при базовой модуляции смещением мощность  $P_k$  будет наибольшей в режиме несущих колебаний, а при коллекторной - при наличии наиболее глубокой модуляции. Поэтому при базовой модуляции смещением

$$P_k = P_{kн} = P_{\sim н} \frac{1 - \eta}{\eta}, \quad (6.7)$$

а при коллекторной модуляции

$$P_k = P_{kср} = P_{\sim н} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \frac{1 - \eta}{\eta}, \quad (6.8)$$

где  $P_{kн}$  и  $P_{kср}$  - соответственно мощности рассеивания на коллекторном переходе в режиме несущих колебаний и в среднем режиме модуляции.

Для предварительного определения мощности  $P_k$  по формуле (6.7), (6.8) величиной электронного к.п.д.  $\eta$  можно задаться, исходя из практических данных: при немодулированных колебаниях и при коллекторной модуляции  $\eta$  обычно составляет  $0,6 + 0,7$ , а при базовой модуляции смещением (в режиме несущих колебаний)  $\eta = 0,3 + 0,4$ .

После подсчета мощности  $P_p$  по формуле (6.5) по справочным данным (например, [5]) выбирается тип транзистора, для которого выполняются соотношения (6.1) и (6.2). Если транзистор удовлетворяет условию (6.1), но его мощность  $P_{p \text{ доп}}$  меньше  $P_p$ , то можно применить двухтактное или параллельное включение таких транзисторов. В некоторых случаях необходимого увеличения мощности  $P_{p \text{ доп}}$  можно достигнуть применением специального радиатора, присоединяемого к корпусу транзистора.

Параметры выбранного типа транзистора целесообразно свести в табл. I.

Таблица I

$\beta_0$	$S_g, a/\delta$	$S_0, a/\delta$	$S_{rp}, a/\delta$	$P_{p \text{ доп}}, \text{ при } t^{\circ}C$	$E'_g, b$	$u_{к \text{ доп}}, b$	$u_{эб \text{ доп}}, b$	$r'_g, \text{ Ом}$	$C_{кб}, \text{ пФ}$	$f_{\delta k}, \text{ МГц}$	$f_{\alpha} (\text{или } f_T), \text{ МГц}$

В этой таблице

$\beta_0$  - коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером на низких частотах;

$S_g$  - крутизна линеаризованной статической характеристики  $i_g = f_g(u_g)$  при  $u_k = \text{const}$ ;

$S_0$  - крутизна линеаризованной статической характеристики  $i_k = f_k(u_g)$  при  $u_k = \text{const}$ ;

$S_{rp}$  - крутизна линии граничных режимов характеристики  $i_k = \psi_k(u_k)$ ;

$P_{p \text{ доп}}$  - допустимая мощность, рассеиваемая корпусом транзистора при температуре окружающей среды  $t^{\circ}C$ ;

$E'_g$  - напряжение сдвига линеаризованной характеристики  $i_k = f_k(u_g)$ ;

$u_{к \text{ доп}}, u_{эб \text{ доп}}$  - обратные предельно допустимые напряжения соответственно в цепях коллектор-эмиттер и эмиттер-база. При работе с отсечкой коллекторного тока  $\theta < 120^{\circ}$  можно принять (см. [7])

$u_{к \text{ доп}} = u_{кб \text{ доп}}$ , где  $u_{кб \text{ доп}}$  - обратное предельно допустимое напряжение в цепи коллектор-база при разомкнутой цепи эмиттера;

$r_g$  - сопротивление базового слоя между эмиттерным  $p-n$  переходом и внешним выводом базы;

$C_{кб}$  - емкость коллекторного перехода (т.е. перехода коллектор-база);

$f_{\delta k}$  - частота, при которой напряжение на эмиттерном переходе вследствие возрастания тока уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению со своей величиной на низких частотах (при  $f \ll f_{\delta k}$ ). Иногда эта частота обозначается как  $f_s$ .

Отметим, что нередко в справочных данных значения параметров  $\beta_0, S_g, S_0, S_{rp}, r_g, f_{\delta k}$  отсутствуют. В этом случае величина коэффициента  $\beta$  определяется известным методом по характеристикам  $i_k = \psi_k(u_k)$ , а крутизна  $S_g$  - по характеристикам  $i_g = f_g(u_g)$ . После этого крутизна  $S_0$  находится как

$$S_0 = S_g \beta_0.$$

Крутизна  $S_{rp}$  линии граничных режимов определяется по характеристикам  $i_k = \psi_k(u_k)$ . Величины  $r_g$  и  $f_{\delta k}$  ориентировочно находятся из соотношений [2]:

$$r_g = \frac{A \tau_k}{C_{кб}}; \quad (6.9)$$

$$f_{\delta k} = \frac{f_{\alpha}}{r_g S_0}. \quad (6.10)$$

В формуле (6.9)  $\tau_k$  - постоянная времени цепи обратной связи транзистора, равная произведению  $r_g C_{ка}$  (\*) и обычно приводимая в справочнике;  $A$  - отношение  $\frac{C_{кб}}{C_{ка}}$ . Для транзисторов сплавно-диффузионного типа  $A \approx 2$ , а для многоэмиттерных  $A \approx 3 \div 4$ . Входящие в  $\tau_k$  и  $A$  емкости  $C_{кб}$  и  $C_{ка}$  связаны соотношением

$$C_{кб} = C_{ка} + C_{кп},$$

где  $C_{ка}$  - емкость активной области перехода, расположенной не-

x) В справочные данные на транзистор вносятся измеренное значение  $r_g C_{ка}$ , а записывают его как  $r'_g C_{кб}$ .



посредственно против эмиттера;

$C_{кп}$  - емкость пассивной области перехода, расположенной над коллектором, в которую также входит паразитная емкость между выводами коллектора и базы.

Значения емкостей  $C_{ка}$  и  $C_{кп}$ , измеренные для некоторых типов транзисторов, приведены в табл. I Приложения.

### § 7. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРА

Энергетический расчет режима транзистора производится для граничного режима работы и для случая настроенной в резонанс с частотой возбуждения коллекторной колебательной системы, добротность которой в нагруженном состоянии предполагается большой по сравнению с единицей.

Обычно за исходные данные для расчета выбирают величины колебательной мощности  $P_{\sim}$  и угла  $\theta$  отсечки коллекторного тока. Но в иных случаях для расчета задаются величинами других параметров, однако в данном руководстве эти случаи не рассматриваются.

В случае амплитудно-модулированных колебаний расчет выполняется для максимального режима, который должен быть граничным. Расчет ведется на максимальную колебательную мощность.

$$P_{\sim \text{макс}} = P_{\sim н} (1 + m)^2, \quad (7.1)$$

где  $P_{\sim н}$  - колебательная мощность в режиме несущих колебаний;  
 $m$  - максимальный коэффициент модуляции;

В тех случаях, когда применяется двухтактная или параллельная работа транзисторов в одном каскаде, расчет выполняется на колебательную мощность  $\frac{P_{\sim}}{n}$  одного транзистора с учетом запаса по мощности (вызванного неравномерной работой транзисторов) примерно на 20%, а затем производится пересчет на  $n$  транзисторов схемы.

#### ВЫБОР УГЛА ОТСЕЧКИ КОЛЛЕКТОРНОГО ТОКА $\theta$

При выборе угла  $\theta$  надо иметь в виду, что величина угла отсечки существенно влияет на величины электронного к.п.д.  $\eta$  и коэффициента усиления по мощности  $K_p$ , определяемых как

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_o}; \quad (7.2)$$

$$K_p = \frac{P_{\sim}}{P_{\delta \sim}}, \quad (7.3)$$

где  $P_{\sim}$  - колебательная мощность в коллекторной цепи транзистора;

$P_o$  - мощность, потребляемая транзистором от источника питания коллекторной цепи;

$P_{\delta \sim}$  - мощность возбуждения, поступающая в базовую цепь транзистора.

С уменьшением угла отсечки величина  $\eta$  увеличивается, а  $K_p$  падает. Последнее приводит к увеличению мощности, требуемой от предыдущего каскада. Увеличение же угла отсечки приводит к увеличению коэффициента  $K_p$ , но к снижению к.п.д. и вследствие этого к увеличению мощности, рассеиваемой в транзисторе. Для получения одновременно достаточно высоких величин  $\eta$  и  $K_p$  можно рекомендовать выбор угла отсечки в пределах

$$\theta = 60 \div 90^\circ. \quad (7.4)$$

Углам отсечки  $\theta \approx 70 \div 85^\circ$  соответствует режим работы транзистора при нулевом напряжении смещения на базе, который является выгодным как с энергетической стороны (не требуется дополнительная мощность на питание цепи смещения), так и с конструктивной (отсутствуют детали цепи смещения). Однако при амплитудной модуляции на базу принять нулевое смещение на ней в режиме несущих колебаний оказывается не всегда возможным, если необходимо в расчетном режиме получить угол отсечки  $\theta$  более  $85^\circ$ . Следует также отметить, что режим с нулевым смещением не является лучшим и с точки зрения величины мощности, рассеиваемой в транзисторе. В тех случаях, когда необходимо уменьшить мощность рассеивания, устанавливают режим транзистора с запирающим напряжением смещения и таким образом получают угол отсечки меньше  $70^\circ$ .

#### ВЫБОР ВЕЛИЧИНЫ ПОСТОЯННОГО КОЛЛЕКТОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ $E_k$

Важным решением вопроса при определении режима транзистора является выбор величины напряжения коллекторного питания,

При работе транзисторного каскада в режиме немодулированных колебаний максимальное значение напряжения между коллектором и эмиттером в граничном режиме

$$U_{\text{к макс}} = E_k \cdot U_k = E_k (1 + \xi_{2p}), \quad (7.5)$$

где  $E_k$  - напряжение коллекторного питания;  
 $U_k$  - амплитуда напряжения на сопротивлении коллекторной цепи;  
 $\xi_{cp}$  - коэффициент использования коллекторного напряжения в граничном режиме.

Напряжение  $u_{kmax}$  должно удовлетворять условию

$$u_{kmax} \leq u_{kдоп} \quad (7.6)$$

Отсюда, с учетом соотношения (7.5), допустимое значение напряжения коллекторного питания

$$E_k \leq \frac{u_{kдоп}}{1 + \xi_{cp}} \quad (7.7)$$

Если принять  $\xi_{cp} \approx 1$ , то

$$E_k \leq \frac{u_{kдоп}}{2} \quad (7.8)$$

т.е. напряжение коллекторного питания должно быть существенно снижено по сравнению с допустимым.

Для безотказной работы транзистора необходимо не только не превышать допустимое значение напряжения  $u_{kдоп}$ , но и вводить определенный запас по сравнению с  $u_{kдоп}$ , т.е.

$$E_k \leq \frac{u_{kдоп}}{K_3(1 + \xi_{cp})} \quad (7.9)$$

где  $K_3$  - коэффициент запаса, который рекомендуется брать примерно равным 1,1 + 1,2.

Указанное обстоятельство следует особо учитывать при выборе напряжения коллекторного питания транзисторов, используемых в аппаратуре, к которой предъявляются повышенные требования к надежности (например, бортовой радиопередатчик летательного аппарата).

Существенное снижение напряжения  $E_k$  по сравнению с напряжением  $u_{kдоп}$  предпочтительно осуществлять также при неполном использовании транзистора по номинальной колебательной мощности, например, в задающем генераторе радиопередатчика.

В случае применения в каскаде амплитудной базовой модуляции напряжение коллекторного питания транзистора выбирается из тех же соображений, что и для немодулированного каскада.

В каскаде с амплитудной коллекторной модуляцией режим работы транзистора по коллекторному напряжению будет более легким, чем в немодулированном каскаде, поэтому коэффициент запаса  $K_3$

может быть снижен и принят равным

$$K_3 \approx 1,05 \div 1,1 \quad (7.10)$$

При применении в каскаде коллекторной модуляции обычно выбирают величину напряжения коллекторного питания транзистора в режиме несущих колебаний  $E_{кн}$ . Учитывая, что при этом виде модуляции в момент максимального режима напряжение на коллекторе увеличивается в  $(1+m)$  раз, напряжение  $E_{кн}$  выбирается из соотношения

$$E_{кн} \leq \frac{u_{kдоп}}{K_3(1 + \xi_{cp})(1+m)} \quad (7.11)$$

Сделаем еще одно замечание практического характера. Желательно (но необязательно), чтобы величины напряжения  $E_k$  отдельных каскадов высокочастотного тракта радиопередатчика по возможности меньше отличались друг от друга, так как это позволит лучшим образом использовать мощность источника питания, т.е. избежать потерь мощности на резисторах, снижающих напряжение.

#### ПОРЯДОК РАСЧЕТА РЕЖИМА

Рассмотрим возможный порядок энергетического расчета режима транзистора усилительного каскада по схеме с общим эмиттером на заданную величину колебательной мощности  $P_n$  при выбранных угле отсечки  $\theta$  и напряжении коллекторного питания  $E_k$ .

Порядок расчета рассмотрим для трех случаев: режим немодулированных колебаний, режим амплитудной коллекторной модуляции и режим амплитудной модуляции смещением на базу.

Перед расчетом для выбранного угла отсечки  $\theta$  определяются величины, необходимые для расчета амплитуд гармонических составляющих коллекторного тока транзистора:

$$\begin{aligned} \omega\tau_{вх} &= \frac{\omega}{2\pi f} \tau_{вх} && \text{- параметр входной цепи транзистора, где} \\ &= \frac{1}{2\pi f\tau_{вх}} && \text{- постоянная времени входной цепи транзистора;} \\ \gamma_0(\theta, \omega\tau_{вх}) &\text{ и } \gamma_1(\theta, \omega\tau_{вх}) && \text{- модули коэффициентов разложения импульса коллекторного тока соответственно для постоянной составляющей и первой гармоники;} \\ \gamma_{вх}(\theta, \omega\tau_{вх}) &&& \text{- угол запаздывания первой гармоники коллекторного тока относительно напряжения на входных зажимах транзистора;} \end{aligned} \quad (7.12)$$

$$\omega = 2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^6 = 1256 \cdot 10^6$$

$\theta'(\theta, \omega\tau_{\delta k})$  - угол прекращения импульса коллекторного тока;

$\theta_{\text{экв}}$  - угол отсечки эквивалентного косинусоидального импульса коллекторного тока,

$$\theta_{\text{экв}} = \theta' - |\varphi_{\delta k}|;$$

$\alpha_1(\theta_{\text{экв}})$  - коэффициент первой гармоники эквивалентного косинусоидального импульса коллекторного тока.

Величины  $\theta'$ ,  $\gamma_0$ ,  $\gamma_1$ ,  $\varphi_{\delta k}$  находятся для известных величин  $\theta$  и  $\omega\tau_{\delta k}$  из табл.2. Приложения или по графикам, приведенным на рис.7.1 - 7.4. Коэффициент  $\alpha_1(\theta_{\text{экв}})$  для найденного значения  $\theta_{\text{экв}}$  берется из табл.3. Приложения. Найденные величины целесообразно свести в табл.2.

Таблица 2

$\omega\tau_{\delta k}$	$\theta$	$\theta'$	$\varphi_{\delta k}$	$\theta_{\text{экв}}$	$\gamma_0$	$\gamma_1$	$\frac{\gamma_1}{\gamma_0}$	$\alpha_1(\theta_{\text{экв}})$

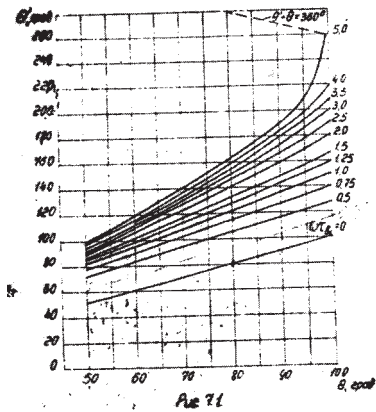


Рис.7.1. Зависимость угла  $\theta'$  от угла  $\theta$  и величины  $\omega\tau_{\delta k}$ .

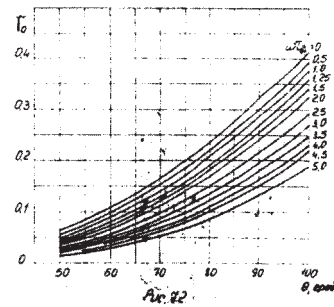


Рис.7.2. Зависимость  $\gamma_0$  от угла  $\theta$  и величины  $\omega\tau_{\delta k}$ .

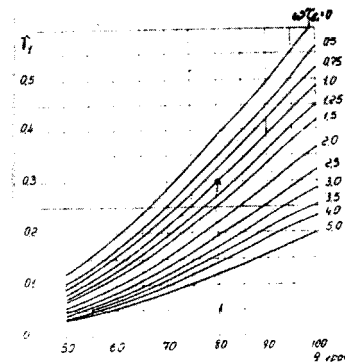


Рис.7.3. Зависимость  $\gamma_1$  от  $\theta$  и величины  $\omega\tau_{\delta k}$ .

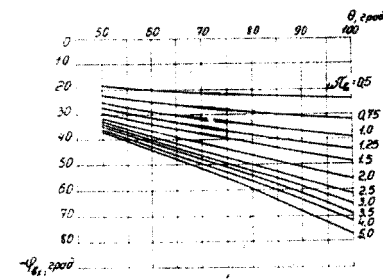


Рис.7.4. Зависимость угла  $\varphi_{\delta k}$  от  $\theta$  и величины  $\omega\tau_{\delta k}$ .

#### А. Случай немодулированных колебаний

Режим работы - граничный.

1. Находим величину коэффициента использования коллекторного напряжения в граничном режиме.

$$\xi_{\text{зр}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_{\text{н}}}{\alpha_1(\theta_{\text{экв}}) S_{\text{д}} E_{\text{к}}^2}} \quad (7.13)$$

2. Амплитуда напряжения на коллекторной нагрузке

$$U_{\text{к}} = \xi_{\text{зр}} E_{\text{к}} \quad (7.14)$$

3. Амплитуда первой гармоники коллекторного тока

$$I_{\text{к}1} = \frac{2P_{\text{н}}}{U_{\text{к}}} \quad (7.15)$$

4. Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{\text{к}0} = \frac{\gamma_0}{\gamma_1} I_{\text{к}1} \quad (7.16)$$

5. Мощность, потребляемая от источника коллекторного питания,

$$P_0 = I_{\text{к}0} \cdot E_{\text{к}} \quad (7.17)$$

6. Мощность рассеивания на коллекторе ( 7.18 )

$$P_k = P_o - P_{\sim}$$

7. Электронный к.п.д.

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_o} \quad ( 7.19 )$$

8. Требуемое сопротивление коллекторной цепи для первой гармоники коллекторного тока

$$R_k = \frac{U_k}{I_{k1}} \quad ( 7.20 )$$

9. Амплитуда напряжения возбуждения в цепи базы

$$U_b = \frac{I_{k1}}{S_o \gamma_1} \quad ( 7.21 )$$

10. Напряжение смещения на базе

$$E_b = -U_b \cos \theta + E'_b \quad ( 7.22 )$$

Примечание. В этом пункте следует провести проверку на выполнение условия

$$u_{b \text{ мин}} = E_b - U_b \ll u_{zb \text{ доп}} \quad ( 7.23 )$$

Далее по характеристике  $i_b = f_b(u_b)$  убедиться, что рабочая точка при  $u_{b \text{ макс}} = E_b + U_b$  находится на участке характеристики, где крутизна ее равна величине  $S_o$ , принятой перед началом расчёта. Если рабочая точка лежит на участке с иным значением крутизны, то следует ввести новое значение крутизны в расчёт и вновь найти все величины, характеризующие режим транзистора.

II. Мощность возбуждения  $P_{b \sim}$ . Ввиду большой сложности точного определения мощности возбуждения, ее величину оценим приближенно, приняв, что большая часть напряжения возбуждения  $U_b$  падает на сопротивление базы  $r_b$ , тогда

$$P_{b \sim} \approx \frac{U_b^2}{2r_b} \quad ( 7.24 )$$

Точность такой оценки тем больше, чем ближе рабочая частота каскада к граничной частоте  $f_a$ . На более низких частотах, чем  $f_a$  расчёт мощности возбуждения по формуле ( 7.24 ) дает завышенное значение. Это завышение можно рассматривать при проектировании как некоторый запас по мощности возбуждения на

случай разброса параметров транзистора. Для обеспечения на входе транзистора мощности возбуждения, необходимой для его работы в выбранном режиме, следует предусмотреть возможность регулировки связи его входной цепи с коллекторным контуром предыдущего каска-

12. Постоянная составляющая тока базы ( ориентировочно )

$$I_{b0} \approx \frac{I_{ke}}{\beta_o} \quad ( 7.25 )$$

13. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_{\sim}}{P_{b \sim}} \quad ( 7.26 )$$

14. Мощность рассеивания в транзисторе

$$P_p \approx P_k + P_{b \sim} \quad ( 7.27 )$$

Здесь необходимо сделать проверку на выполнение условия

$$P_p < P_{p \text{ доп}} \quad \text{при } t = t_{\text{раб}} \text{ } ^\circ\text{C}, \quad ( 7.28 )$$

где  $t_{\text{раб}}$  — температура окружающей среды, заданная в технических условиях на радиопередатчик.

Если условие ( 7.28 ) не выполняется, то надо либо изменить режим работы транзистора, уменьшив угол отсечки  $\theta$ , либо предусмотреть радиатор к корпусу транзистора. Если эти меры не приводят к выполнению соотношения ( 7.28 ), то следует выбрать другой тип транзистора, имеющий большую величину  $P_{p \text{ доп}}$ , и повторить расчёт заново.

### Случай коллекторной модуляции

Вначале рассматривается максимальный режим работы транзистора на колебательную мощность

$$P_{\sim \text{ макс}} = P_{\sim \text{ кн}} (1+m)^2 \quad ( 7.29 )$$

Расчёт ведется на коллекторное напряжение

$$E_{k \text{ макс}} = E_{k \text{ кн}} (1+m) \quad ( 7.30 )$$

и на граничный режим работы.

Порядок нахождения величин, определяющих режим работы транзистора такой же, как и в случае немодулированных колебаний (см. пункт а.) Все определяемые для максимального режима величины отмечаются индексом "макс".



$$1. \xi_{\text{ермакс}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_{\sim\text{макс}}}{\alpha_1(\theta_{\text{эб}})S_{\text{эп}}E_{\text{кмакс}}^2}}$$

$$2. U_{\text{кмакс}} = \xi_{\text{ермакс}} E_{\text{кмакс}} \quad 9. U_{\text{бмакс}} = \frac{I_{\text{кмакс}}}{S_0} \gamma_1$$

$$3. I_{\text{кмакс}} = \frac{2P_{\sim\text{макс}}}{U_{\text{кмакс}}} \quad 10. E_{\text{бмакс}} = -U_{\text{бмакс}} \cos \theta + E_{\text{б}}'$$

$$4. I_{\text{кмакс}} = \frac{\gamma_0}{\gamma_1} I_{\text{кмакс}} \quad 11. P_{\text{бмакс}} \approx \frac{U_{\text{бмакс}}^2}{2r_{\text{б}}}$$

$$5. P_{\text{омакс}} = I_{\text{кмакс}} E_{\text{кмакс}} \quad 12. I_{\text{бмакс}} \approx \frac{I_{\text{кмакс}}}{\beta_0}$$

$$6. P_{\text{кмакс}} = P_{\text{омакс}} - P_{\sim\text{макс}} \quad 13. K_p = \frac{P_{\sim}}{P_{\text{б}}}$$

$$7. \eta_{\text{макс}} = \frac{P_{\sim\text{макс}}}{P_{\text{омакс}}} \quad 14. P_{\text{рмакс}} \approx P_{\text{кмакс}} + P_{\text{бмакс}}$$

$$8. R_{\text{кмакс}} = \frac{U_{\text{кмакс}}}{I_{\text{кмакс}}}$$

Затем производится расчёт режима несущих колебаний.

Данные этого режима рассчитываются, исходя из линейности модуляционной характеристики по известным соотношениям

$$1. E_{\text{кн}} = \frac{E_{\text{кмакс}}}{1+m}; \quad 8. P_{\text{он}} = \frac{P_{\text{омакс}}}{(1+m)^2};$$

$$2. U_{\text{кн}} = \frac{U_{\text{кмакс}}}{1+m}; \quad 6. P_{\sim\text{н}} = \frac{P_{\sim\text{макс}}}{(1+m)^2};$$

$$3. I_{\text{кн}} = \frac{I_{\text{кмакс}}}{1+m}; \quad 7. P_{\text{кн}} = \frac{P_{\text{кмакс}}}{(1+m)^2};$$

$$4. I_{\text{кмакс}} = \frac{I_{\text{кмакс}}}{1+m}$$

Величины  $\eta$ ,  $\xi$ ,  $E_{\text{б}}$ ,  $U_{\text{б}}$ ,  $R_{\text{к}}$  в режиме несущих колебаний остаются такими же, как и в максимальном режиме.

Далее для среднего режима модуляции определяются

$$1. I_{\text{оср}} = I_{\text{кн}}; \quad 3. P_{\sim\text{ср}} = P_{\sim\text{н}} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right);$$

$$2. I_{\text{кср}} = I_{\text{кн}} \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}; \quad 4. P_{\text{оср}} = P_{\text{он}} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right);$$

$$5. P_{\text{кср}} = P_{\text{кн}} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right);$$

В этом режиме производится проверка

$$P_{\text{р}} = P_{\text{кср}} + P_{\text{бср}} \leq P_{\text{рдоп}} \quad \text{при } t = t_{\text{раб}} \text{ } ^\circ\text{C},$$

где для оценки рассеиваемой мощности можно приближенно принять

$$P_{\text{бср}} \approx P_{\text{бмакс}}$$

### В. Случай базовой модуляции смещением

Рассчитывается максимальный режим работы на колебательную мощность

$$P_{\sim\text{макс}} = P_{\sim\text{н}} (1+m)^2$$

Расчет ведется на вынужденное коллекторное напряжение  $E_{\text{к}}$  и граничный режим работы.

Расчет выполняется в том же порядке, что и для случая немодулированных колебаний (см. пункт А).

$$1. \xi_{\text{ермакс}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{8P_{\sim\text{макс}}}{\alpha_1(\theta_{\text{эб}})S_{\text{эп}}E_{\text{к}}^2}}$$

$$2. U_{\text{кмакс}} = \xi_{\text{ермакс}} E_{\text{к}} \quad 5. P_{\text{омакс}} = I_{\text{кмакс}} E_{\text{к}}$$

$$3. I_{\text{кмакс}} = \frac{2P_{\sim\text{макс}}}{U_{\text{кмакс}}} \quad 6. P_{\text{кмакс}} = P_{\text{омакс}} - P_{\sim\text{макс}}$$

$$4. I_{\text{кмакс}} = \frac{\gamma_0}{\gamma_1} I_{\text{кмакс}} \quad 7. \eta_{\text{макс}} = \frac{P_{\sim\text{макс}}}{P_{\text{омакс}}}$$

$$8. R_{k \text{ макс}} = \frac{U_{k \text{ макс}}}{I_{k \text{ макс}}}$$

$$9. U_{b \text{ макс}} = \frac{I_{k \text{ макс}}}{S_{0.432}}$$

$$10. E_{b \text{ макс}} = -U_{b \text{ макс}} \cdot \cos \theta + E_b'$$

$$11. P_{b \sim \text{ макс}} = \frac{U_{b \text{ макс}}^2}{2r_b}$$

$$12. K_{p \text{ макс}} = \frac{P_{\sim \text{ макс}}}{P_{b \sim \text{ макс}}}$$

Для дальнейших расчетов необходимо знать данные о минимальном режиме работы. Для упрощения примем, что минимальному режиму соответствует нулевая точка статической модуляционной характеристики при  $E_b = E_{b \text{ мин}}'$  (см. рис. 2.2). В этой точке происходит запираание транзистора, поэтому все токи и мощность в этом режиме равны нулю. Для этой точки

$$E_{b \text{ мин}}' = -U_b + E_b'$$

Данные режима несущих колебаний рассчитываются в предположении линейности статической модуляционной характеристики по соотношениям

$$I_{k \text{ н}} = \frac{I_{k \text{ макс}}}{1+m}$$

$$I_{k \text{ он}} = \frac{I_{k \text{ макс}}}{1+m}$$

$$U_{k \text{ н}} = \frac{U_{k \text{ макс}}}{1+m}$$

$$E_{\text{н}} = \frac{E_{\text{ср макс}}}{1+m}$$

$$\eta_{\text{н}} = \frac{\eta_{\text{макс}}}{1+m}$$

$$P_{\text{он}} = \frac{P_{\text{о макс}}}{1+m}$$

$$P_{\sim \text{н}} = \frac{P_{\sim \text{ макс}}}{(1+m)^2}$$

$$P_{k \text{ н}} = P_{\text{он}} - P_{\sim \text{н}}$$

Так как в режиме несущих колебаний мощность рассеивания на транзисторе максимальна, то именно в этом режиме следует проверить допустимость величины этой мощности для выбранного транзистора

$$P_p = P_{k \text{ н}} + P_{b \sim \text{н}} \ll P_{\text{доп}} \quad \text{при } t = t_{\text{раб}} \text{ } ^\circ\text{C}.$$

При оценке  $P_p$  можно приближенно принять  $P_{b \sim \text{н}} \approx P_{b \sim \text{ макс}}$  ж).

\*) Практически мощность возбуждения в режиме несущих колебаний меньше по сравнению с мощностью максимального режима вследствие уменьшения тока базы.

Напряжения  $E_k$  и  $U_b$  в этом режиме такие же, как и в максимальном режиме. Напряжение смещения  $E_{b \text{ н}}$  можно найти из соотношения, полученного при помощи пропорции из подобия треугольников на рис. 2.2.,

$$E_{b \text{ н}} = \frac{E_{b \text{ макс}} + m E_{b \text{ мин}}'}{1+m}$$

Данные для среднего режима модуляции рассчитываются по формулам

$$I_{k \text{ ср}} = I_{k \text{ он}}; \quad P_{\sim \text{ср}} = P_{\sim \text{н}} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right);$$

$$I_{k \text{ ср}} = I_{k \text{ н}} \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}; \quad P_{k \text{ ср}} = P_{\text{ср}} - P_{\sim \text{ср}};$$

$$P_{\text{оср}} = P_{\text{он}}; \quad \eta_{\text{ср}} = \eta_{\text{н}} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right).$$

#### §8. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ ПИТАНИЯ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДА

Для осуществления рассчитанного режима на коллектор и базу транзистора необходимо подать постоянные напряжения  $E_k$  и  $E_b$ , величины которых получены при расчете. Для питания коллекторной и базовой цепей транзистора может быть применена последовательная или параллельная система питания (рис. 8.1 и 8.2), причем предпочтительной является последовательная система как более простая в конструктивном отношении. Выбор системы питания в базовой цепи усилительного каскада может в некоторых случаях зависеть от вида связи с предыдущим каскадом и от системы питания коллекторной цепи этого каскада. Так, например, если система питания коллекторной цепи предыдущего каскада последовательная, а связь с этим каскадом автотрансформаторная (см. рис. 8.2, б), то в базовой цепи необходимо применить параллельную систему питания.

В качестве внешнего источника питания в транзисторных радио-передатчиках малой и средней мощности преимущественно используются химические источники тока - сухая или аккумуляторная батарея [10]. Смещение на базе транзистора может быть либо фиксированным, когда его величина задается внешним источником постоянного напряжения, либо автоматическим за счет протекания через резистор

постоянной составляющей тока базы или тока эмиттера транзистора.

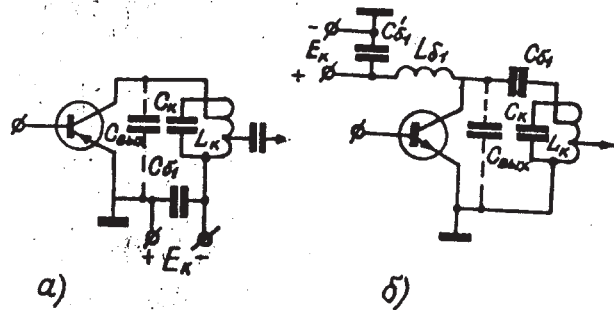


Рис.8.1. Системы последовательного ( а ) и параллельного ( б ) питания в коллекторной цепи.

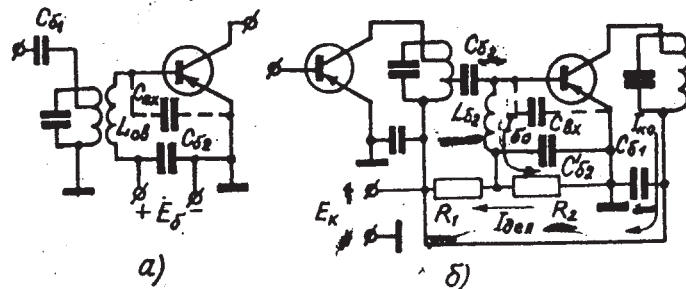


Рис.8.2. Системы последовательного ( а ) и параллельного ( б ) питания в базовой цепи.

Прямое (отпирающее) напряжение смещения на базу транзистора обычно подается от источника коллекторного напряжения  $E_k$  с помощью делителя из резисторов  $R_1$  и  $R_2$  (см.рис.8.2,б) или заменяющего его потенциометра. Ток в делителе (или потенциометре)  $I_{дел}$  следует устанавливать большей величины, чем постоянная составляющая тока базы  $I_{б0}$ , но для уменьшения расхода энергии источника питания его желательно брать меньше постоянной составляющей коллекторного тока  $I_{к0}$  (особенно это важно в мощных каскадах радиопередатчика), т.е. должно выполняться следующее неравенство:

$$I_{б0} \ll I_{дел} < I_{к0}. \quad (8.1)$$

При выборе величины тока делителя можно рекомендовать исходить из величины постоянной составляющей тока коллектора  $I_{к0}$  транзистора и выбирать  $I_{дел}$  примерно в пределах, определяемых соотношением

$$I_{дел} \approx (0,1 \div 0,5) I_{к0}. \quad (8.2)$$

В этом соотношении меньшие величины коэффициента при  $I_{дел}$  относятся к более мощным каскадам радиопередатчика.

После выбора величины  $I_{дел}$  сопротивление резистора определяется из соотношения

$$R_1 = \frac{E_k - E_b}{I_{дел}}. \quad (8.3)$$

Сопротивление резистора  $R_2$  можно найти по требуемой величине смещения  $E_b$

$$R_2 = \frac{E_b}{I_{дел}}. \quad (8.4)$$

Обратное (запирающее) смещение на базе транзистора может быть получено включением внешнего источника фиксированного смещения (см. рис.8.2,а) или сопротивления автосмещения. На практике из этих двух способов чаще используется автосмещение за счет постоянной составляющей базового или эмиттерного тока транзистора (рис.8.3). Величины сопротивлений резисторов  $R_b$  (рис.8.3,а,б,в) и  $R_s$  (рис.8.3,г) могут быть определены из соотношений

$$R_b = \frac{E_b}{I_{б0}}; \quad (8.5)$$

$$R_s = \frac{E_b}{I_{э0}} = \frac{E_b}{I_{к0} + I_{б0}} \approx \frac{E_b}{I_{к0}}. \quad (8.6)$$

В случае осуществления смещения по схеме на рис.8.3,в величина сопротивления  $R_b$  должна удовлетворять условию

$$R_b \geq (10 \div 20) R_{бк}, \quad (8.7)$$

\* Следует иметь в виду, что наиболее часты пробои транзисторов при больших сопротивлениях постоянному току в цепи базы.

где  $R_{\text{вх}}$  - входное сопротивление транзистора для первой гармоники базового тока.

Если это соотношение не удастся выполнить, то резистор  $R_{\text{б}}$  в схеме на рис.8.3,в будет заметно шунтировать входную цепь транзистора. В этом случае следует отказаться от схемы на рис.8.3,в и использовать схемы на рис.8.3,а,б.

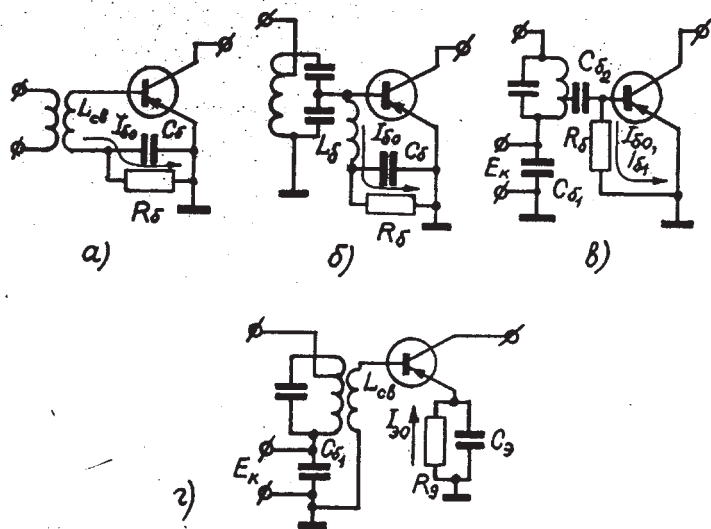


Рис.8.3. Схемы осуществления автоматического смещения в базовой цепи: а - последовательное автосмещение за счет базового тока; б - параллельное автосмещение за счет базового тока; в - упрощенная схема параллельного автосмещения за счет базового тока; г - автосмещение за счет эмиттерного тока.

При построении схем питания транзисторных каскадов надо учитывать отличительную особенность транзисторов: резкую зависимость токов в цепях транзистора от температуры окружающей среды. При фиксированном напряжении смещения на базе небольшие изменения температуры (несколько градусов), как правило, вызывают большие

изменения тока через транзистор. Изменения токов вызывает изменение параметров транзистора и, как следствие, энергетических показателей транзисторного каскада. Поэтому режим с фиксированным смещением на базу в условиях изменяющейся температуры практически является непригодным. Сильному влиянию температуры подвержен обратный ток коллекторного перехода  $I_{\text{ок}}^*$ , который, протекая через имеющиеся в цепи базы внешние сопротивления, создает на их падение напряжения, приводящее к нерегулируемому изменению напряжения, а следовательно, и токов транзистора.

Построение схемы питания транзисторного каскада должно быть осуществлено таким образом, чтобы резко ослабить зависимость постоянных токов всех электродов транзистора от температуры окружающей среды. Особенно это важно для радиопередатчиков, предназначенных для работы в широком интервале температур.

С целью ослабить зависимость тока транзистора от температуры окружающей среды на практике используются различные схемы стабилизации режима при изменении температуры (так называемые схемы термостабилизации). Эти схемы в большинстве своем основаны на применении отрицательной обратной связи или на использовании специальных термозависимых элементов, компенсирующих тепловые изменения токов транзистора. Однако схемы с термозависимыми элементами трудоемки при наладке, так как требуют более тщательной подгонки величин элементов схемы, поэтому предпочтение во многих случаях отдается схемам с отрицательной обратной связью. Наиболее эффективной из этих схем является схема с тремя резисторами  $R_1, R_2, R_3$  (рис.8.4, а,б). С помощью делителя из резисторов  $R_1$  и  $R_2$  на базу подается прямое напряжение смещения, а на резисторе  $R_3$  выделяется обратное напряжение смещения. Через резистор  $R_3$  при изменении тока коллектора (а следовательно, и тока эмиттера) создается отрицательная обратная связь по току, компенсирующая это изменение. Для устранения отрицательной обратной связи по переменному току резистор  $R_3$  шунтируется конденсатором большой емкости  $C_{\text{б3}}$ . Схема с тремя резисторами удобна для использования в различных транзисторных каскадах, так как позволяет обеспечить смещение на базе как прямое, так и обратное, а также термостабилизацию режима. Для эффективной работы схемы сопротивление резистора  $R_3$  желательно выбирать большим, но в этом случае возрастают расход энергии источника питания и тре-

\*Обратный неуправляемый ток коллекторного перехода  $I_{\text{к0}}$  обозначен здесь как  $I_{\text{ок}}$  во избежание путаницы при расчете режима транзистора, в котором принято обозначение  $I_{\text{к0}}$  для постоянной составляющей коллекторного тока.



буемое его напряжение, так как

$$E_{к0} = E_{к} + I_{30} R_3. \quad (8.8)$$

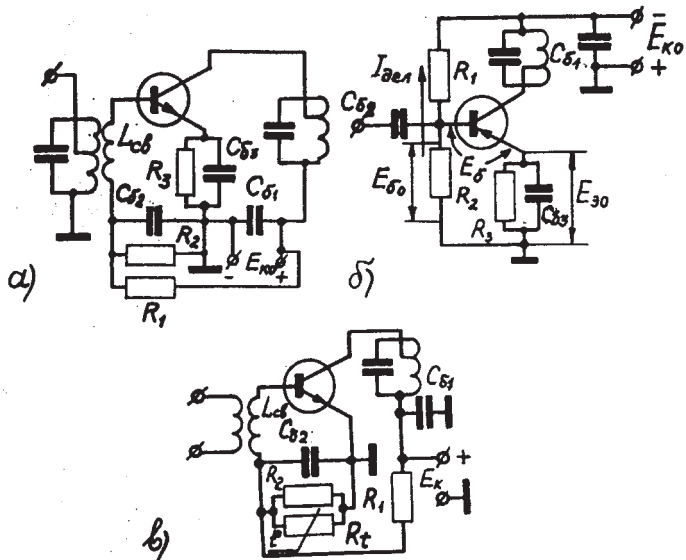


Рис.8.4. Схема каскадов с температурной стабилизацией режима: а, б - с тремя резисторами; в - с термозависимым резистором в цепи базы.

При выборе величины сопротивления резистора  $R_3$  можно задаться допустимым падением напряжения на нем, например, принять

$$E_{30} = I_{30} R_3 \approx 0,2 E_{к}, \quad (8.9)$$

откуда

$$R_3 = \frac{0,2 E_{к}}{I_{30}} \approx \frac{0,2 E_{к}}{I_{к0}}. \quad (8.10)$$

Определение сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  ведется из условия получения на базе транзистора требуемого напряжения смещения  $E_{б}$ . Учитывая, что смещение  $E_{б}$  равно разности напряжений  $E_{б0}$  и  $E_{30}$  (см.рис.8.4,б), т.е.

$$E_{б} = E_{б0} - E_{30} = I_{дел} R_2 - I_{30} R_3, \quad (8.11)$$

получаем

$$E_{б0} = I_{дел} R_2 = E_{б} + E_{30}, \quad (8.12)$$

отсюда

$$R_2 = \frac{E_{б} + E_{30}}{I_{дел}}. \quad (8.13)$$

Сопротивление  $R_1$  определяется из соотношения

$$R_1 = \frac{E_{к0} - E_{б0}}{I_{дел}} = \frac{E_{к0} - E_{б} - E_{30}}{I_{дел}}. \quad (8.14)$$

При построении каскада по схеме, приведенной на рис.8.4,б, следует проверить выполнение условия

$$R_2 \geq (10+20) R_{бк}.$$

Если увеличение напряжения и расхода энергии внешнего источника питания крайне нежелательно, то можно применить схему стабилизации, в которой в качестве сопротивления  $R_2$  используется терморезистор<sup>\*</sup>, зашунтированный обычным резистором (см.рис.8.4, в). Требуемая величина изменения сопротивления  $R_2$  от температуры окружающей среды определяется для выбранного типа транзистора по величине сдвига входных статических характеристик  $i_{б} = f_{б}(u_{б})$  при  $u_{к} = \text{const}$  от температуры.

Для нормальной работы каскада важно правильно выбрать величины блокировочных элементов - дросселей и конденсаторов. Наличие блокировочных элементов не должно влиять на работу каскада на его рабочей частоте. Однако практически устранить их влияние полностью не удается и поэтому приходится задавать дополнительные условия, учитывающие допустимое влияние блокировочных элементов на работу схемы, например, задать допустимые значения падения напряжения или потерь колебательной мощности в блокировочных элементах.

При выборе величины блокировочных элементов можно руководствоваться, например, следующими ориентировочными соотношениями.

Величина емкости блокировочного конденсатора  $C_{б1}$  в коллекторной цепи (см.рис.8.1), полагая допустимое уменьшение сопротивления коллекторной цепи  $R_{к}$  на 5 + 10% за счет неполного подключения его к транзистору, оценивается соотношением

\* Полупроводниковый терморезистор прямого подогрева, у которого изменение сопротивления термочувствительного элемента происходит за счет выделяющейся на нем мощности или вследствие изменения температуры окружающей среды [13].

$$C_{\delta 1} \geq (20+40) C'_{\text{вых}} \quad (8.15)$$

Величина блокировочного дросселя  $L_{\delta 1}$  (см.рис.8.1,б), полагаемая допустимые потери колебательной мощности в дросселе менее 5% при соотношении добротностей контура  $Q_0$  и дросселя  $Q_L \frac{Q_0}{Q_L} = 2$ , оценивается как

$$L_{\delta 1} \geq 40 L_k. \quad (8.16)$$

Емкость блокировочного конденсатора  $C'_{\delta 1}$  (см.рис.8.1,б) может быть выбрана из условия отсутствия в рабочем диапазоне частот резонанса последовательного контура  $L_{\delta 1}$ ,  $C'_{\delta 1}$ , могущего привести к резкому шунтированию коллекторного колебательного контура. Это условие будет выполнено, если резонансная частота  $f_{\delta} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\delta 1} C'_{\delta 1}}}$  будет меньше минимальной рабочей частоты,  $f_{\text{мин}}$ . Допустим, что  $f_{\text{мин}} > (3+5) f_{\delta}$ . Тогда

$$C'_{\delta 1} \geq (0,3+0,6) \frac{10^6}{f_{\text{мин}}^2 L_{\delta 1}}, \quad (8.17)$$

где  $C'_{\delta 1}$  - в пФ;  
 $L_{\delta 1}$  - в мкГн;  
 $f_{\text{мин}}$  - в МГц.

В цепи базы (см.рис.8.2) емкость блокировочного конденсатора может быть выбрана из тех же соображений, что и емкость  $C_{\delta 1}$  [см.формулу (8.15)]

$$C_{\delta 2} \geq (20+40) C_{\delta 1} \quad (8.18)$$

Величина индуктивности блокировочного дросселя  $L_{\delta 2}$  (см.рис.8.2,б) во избежание шунтирования входной цепи транзистора (при условии протекания через дроссель примерно 5-10% тока) должна удовлетворять соотношению

$$L_{\delta 2} \geq (2+4) \frac{R_{\delta 1}}{f}, \quad (8.19)$$

где  $L_{\delta 2}$  - в мкГн;  
 $f$  - МГц;

$R_{\delta 1}$  - входное сопротивление транзистора для первой гармоники базового тока в омах.

Емкость блокировочного конденсатора  $C'_{\delta 2}$  выбирается из тех же соображений, что и емкость  $C'_{\delta 1}$  [формула (8.17)]

$$C'_{\delta 2} \geq (0,3+0,6) \frac{10^6}{f_{\text{мин}}^2 L_{\delta 2}}. \quad (8.20)$$

При автоматическом смещении (см.рис.8.3,а,б,г) емкости конденсаторов  $C_{\delta}$  и  $C_3$  можно выбрать из условия допустимого падения напряжения на емкости при ее разряде. Задаваясь допустимым падением напряжения на 5%, получим

$$C_{\delta} \geq \frac{10 \cdot 10^6}{f \cdot R_{\delta}}; \quad (8.21)$$

$$C_3 \geq \frac{10 \cdot 10^6}{f \cdot R_3}, \quad (8.22)$$

где  $C$  - в пФ;  
 $f$  - в МГц;  
 $R$  - в омах.

В ряде практических случаев с целью уменьшения числа элементов схемы ограничиваются минимальным числом блокировочных элементов, мирясь с неизбежными потерями колебательной мощности в питающих цепях. Например, можно упростить цепь питания базы при параллельной системе питания за счёт отказа от блокировочных элементов  $L_{\delta 2}$ ,  $C'_{\delta 2}$  (см.рис.8.2,б). На рис. 8.3,в и 8.4,б показаны такие более простые схемы питания базовой цепи, в которых отсутствуют оба или один из этих блокировочных элементов.

Расчет цепи питания каскада состоит в определении величины потребляемой каскадом мощности  $P_{\text{потр}}$ , которая складывается из мощностей  $P_0$ , расходуемой в коллекторной цепи,  $P_{\text{см}}$ , потребляемой в базовой цепи,  $P_{\text{всп}}$ , выделяемой во всех элементах схемы (в делителях напряжений, гасящих резисторах и т.д.)

$$P_{\text{потр}} = P_0 + P_{\text{см}} + P_{\text{всп}}. \quad (8.23)$$

## § 9. РАСЧЁТ ВЫХОДНОГО КАСКАДА - МОЩНОГО УСИЛИТЕЛЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Исходными данными для расчёта являются: полезная мощность  $P_{\text{пол}}$  в режиме несущих колебаний, рабочая частота  $f$  (длина волны  $\lambda$ ) или диапазон частот (длина волны), сопротивление нагрузки (активная составляющая  $Z_n$  и реактивная составляющая  $X_n$ ), вид амплитудной модуляции и максимальный коэффициент модуляции  $m$ , полоса частот  $\Delta F$  спектра модулирующего колебания и максимальная частота модуляции  $F_{\text{макс}}$ , интервал температур  $t_{\text{мин}} + t_{\text{макс}}$  окружающей среды.

Основным требованием, предъявляемым к выходному каскаду радиопередатчика, является обеспечение требуемой мощности  $P_{пол}$ , выделяемой в сопротивлении нагрузки  $r_n$  на заданной частоте (или в заданном диапазоне частот) при высоком коэффициенте полезного действия каскада. В случае осуществления модуляции в выходном каскаде добавляется также требование обеспечения в этом каскаде полосы пропускания частот, определяемой требуемым частотным спектром амплитудно-модулированного колебания. Наиболее полно этим требованиям удовлетворяет сложная схема выходного каскада (рис. 9.1), когда коллекторная цепь транзистора связана с нагрузкой через промежуточный контур.

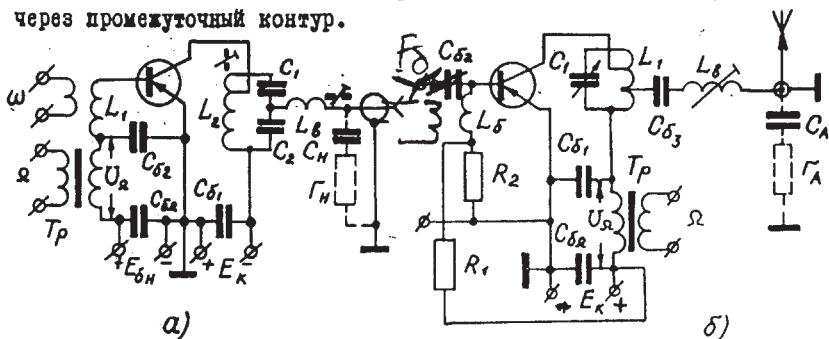


Рис. 9.1. Принципиальные схемы выходного каскада радиопередатчика с амплитудной модуляцией: а - с базовой модуляцией смещением; б - с коллекторной модуляцией.

Нагрузкой выходного каскада является входное сопротивление либо антенны, либо фидера, соединяющего выходной каскад с антенной. В транзисторных связях радиопередатчиков переносного типа выходной каскад во многих случаях работает непосредственно на антенну.

В качестве антенны коротковолновых транзисторных радиопередатчиков часто используется несимметричный (штыревой) вибратор, длина которого по конструктивным соображениям гораздо меньше длины волны радиопередатчика. Входное сопротивление такой антенны является комплексным и меняющимся в широких пределах в диапазоне волн. Для получения чисто активного входного сопротивления антенны, как правило, антенную цепь делают настроенной. Для настройки могут быть применены катушки с переменной индуктивностью (вариометры) и конденсаторы переменной емкости.

В качестве антенн маломощных радиопередатчиков в ряде случаев, например, для радиопередатчиков, работающих вблизи водной поверхности, используются ферритовые антенны, которые могут работать в непосредственной близости к проводящей поверхности (морской воде или хорошо проводящей земле). Они просты в настройке и имеют небольшие размеры. Однако к.п.д. ферритовой антенны чрезвычайно низок (меньше десятых долей процента в диапазоне коротких волн) [14].

Входное сопротивление антенны можно представить как

$$Z_A = r_A + jX_A, \quad (9.1)$$

где  $r_A$  и  $X_A$  - соответственно активная и реактивная составляющая входного сопротивления антенны.

Входное сопротивление антенны при длине антенны много меньше длины волны ( $l \ll \lambda$ ) характеризуется малым активным сопротивлением (единицы ом) и большим реактивным (емкостным) сопротивлением (тысячи ом). Это приводит к тому, что величина входного сопротивления сильно зависит от условий работы антенны, например, от расположения ее относительно соседних предметов, климатических условий и т.д., и будет изменяться при изменении этих условий.

Включение входного сопротивления антенны в коллекторную высокочастотную цепь транзистора может быть осуществлено либо непосредственно (так называемая простая схема каскада) (рис. 9.2), либо через промежуточный контур  $L, C$  (так называемая сложная схема) (рис. 9.3).

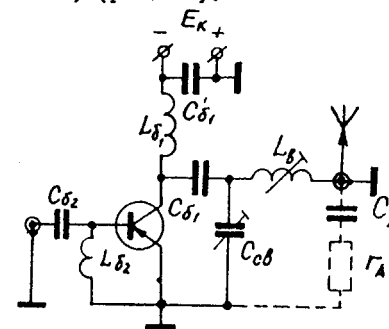


Рис. 9.2. простая схема выходного каскада.

Коэффициент полезного действия антенного контура определяет-

В этом случае составляющие входного сопротивления антенны  $r_A$ ,  $X_A$  вместе с сопротивлениями элементов настройки  $L_б$  или  $C_н$  и связи  $L_сб$  или  $C_сб$  образуют антенный контур. Таким образом, в случае простой схемы высокочастотная коллекторная цепь транзистора состоит из антенного контура, а в случае сложной схемы из двух связанных контуров: промежуточного и антенного.

ся как

$$\eta_{AK} = \frac{r_A}{r_A + r_{пот}} \quad (9.2)$$

где  $r_{пот}$  — сопротивление потерь в антенном контуре.

При работе выходного каскада на антенну, длина которой  $l \ll \lambda$  имеют место некоторые особенности.

а) Малая величина активной составляющей входного сопротивления антенны  $r_A$  приводит к низкому к.п.д. антенного контура, так как в этом случае величина  $r_A$  оказывается сравнимой с величиной сопротивления потерь в антенном контуре  $r_{пот}$ , либо даже меньше её.

б) малая величина емкости антенны  $C_A$ , сравнимая с паразитными емкостями схемы и к тому же меняющаяся при изменении внешних условий работы антенны, приводит к расстройке антенного контура, а следовательно, и к изменению режима работы транзистора. Для того чтобы относительные изменения общей емкости контура были бы малыми, параллельно антенне подсоединяют конденсатор. Практика показывает [14], что величина емкости этого конденсатора должна превышать емкость  $C_A$  примерно в 5 раз. Однако к.п.д. антенного контура при этом уменьшается примерно во столько же раз, так как в контуре происходит трансформация величины сопротивления  $r_A$  в более низкую.

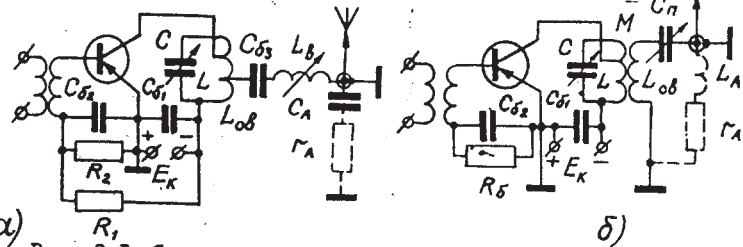


Рис. 9.3. Сложная схема выходного каскада: а — с настройкой антенного контура катушкой индуктивности  $L_\delta$ ; б — с настройкой антенного контура конденсатором  $C_n$ .

В радиостанциях с выносной антенной, связанной с выходом радиопередатчика при помощи коаксиального кабеля, выходной каскад радиопередатчика будет нагружен на выходное сопротивление  $Z_{вк}$  коаксиального кабеля. Это сопротивление может быть активным, равным по величине волновому сопротивлению кабеля (в предположении, что в кабеле достигнут режим бегущей волны при к.б.в., близком к единице), либо комплексным, имеющим активную  $r_{вк}$  и

реактивную  $X_{вк}$  составляющие сопротивления (при к.б.в.  $< 1$ ), т.е. входное сопротивление коаксиального кабеля в общем случае

$$Z_{вк} = r_{вк} + jX_{вк}.$$

Технический расчет выходного каскада радиопередатчика ведется в порядке, изложенном в § 4 данного руководства.

#### ВЫБОР ТИПА ТРАНЗИСТОРА

Выбор типа транзистора для выходного каскада производится по допустимой мощности рассеивания  $P_{р,доп}$  транзистора и возможности его нормальной работы в заданном диапазоне частот, как это показано в § 6.

При определении мощности, рассеиваемой транзистором в режиме амплитудно-модулированных колебаний [см. формулы 6.7 и 6.8], исходят из величины колебательной мощности в режиме неуходящих колебаний  $P_{н}$ , которая связана с величиной полезной мощности соотношением

$$P_{н} = \frac{P_{пол}}{\eta_k \cdot \eta_{AK}} \quad (9.3)$$

где  $\eta_k$  и  $\eta_{AK}$  — соответственно к.п.д. промежуточного и антенного контуров выходного каскада.

Для определения  $P_{н}$  следует задаться величиной  $\eta_k$ , которая для контура выходного каскада лежит в пределах 0,8 + 0,9, а величину  $\eta_{AK}$  ориентировочно найти по формуле (9.2), приняв  $r_A = r_{н}$  и оценив сопротивление потерь как

$$r_{пот} \approx \frac{X_{н}}{Q_0} \quad (9.4)$$

где  $Q_0$  — добротность антенного контура без учета активной составляющей  $r_{н}$  сопротивления нагрузки.

Величина  $Q_0$  в диапазоне коротких волн составляет примерно 50 + 100, а в длинноволновой части диапазона у.к.в. — 100 + 120. Величины  $r_{н}$  и  $X_{н}$  указаны в исходных данных для расчета выходного каскада.



Учитывая некоторую неточность расчетов и разброс параметров транзистора, величину мощности  $P_{\text{н}}$ , полученную по формуле (9.3), целесообразно увеличить на 20 + 30% и далее в расчете использовать эту величину мощности.

#### ВЫБОР СХЕМЫ ВЫХОДНОГО КАСКАДА

В практических схемах радиопередатчиков выходной каскад, как правило, выполняется по сложной схеме, которая по сравнению с простой схемой допускает точную и в более широких пределах регулировку величины сопротивления  $R_k$  в коллекторной цепи транзистора и позволяет уменьшить влияние изменения сопротивления нагрузки на режим работы выходного каскада.

Простая схема выходного каскада находит себе применение лишь в малоомощных радиопередатчиках, в которых основными и решающими требованиями являются малые габариты, вес, простота управления и экономичность.

При выполнении выходного каскада по сложной схеме связь антенного контура с промежуточным может быть трансформаторной, автотрансформаторной или емкостной.

При выборе вида связи учитывают величину активной составляющей сопротивления нагрузки и применяемый орган настройки промежуточного контура. Например, если настройка контура осуществляется конденсатором переменной емкости, наиболее целесообразной является трансформаторная или автотрансформаторная связь. Однако при этих видах затруднительно осуществить между контурами малую связь, требуемую в ряде практических схем. В этих случаях является целесообразным применение емкостной связи, которая позволяет менять величину коэффициента связи в широких пределах вплоть до очень малых значений.

Связь между промежуточным и антенным контурами может быть как регулируемой, так и нерегулируемой. В радиопередатчиках, работающих на фиксированной частоте или в узком диапазоне частот, связь с антенным контуром во время эксплуатации обычно не регулируют, что значительно упрощает конструкцию выходного каскада.

Промежуточный контур выходного каскада в диапазоне коротких волн представляет собой настроенный в резонанс параллельный колебательный контур. Особенностью транзисторных каскадов является низкое сопротивление  $R_k$  коллекторной цепи току первой гармоники, обеспечивающее работу транзистора в выбранном режиме. Для получения

требуемой величины сопротивления  $R_k$  можно или использовать неполное включение колебательного контура в коллекторную цепь транзистора или применить контур с низким характеристическим сопротивлением  $\rho$ . Низкое значение  $\rho$  достигается увеличением емкости контура и соответственно уменьшением его индуктивности. Однако последний способ нецелесообразен по конструктивным соображениям, особенно при работе на достаточно высоких частотах, так как затруднительно выполнить катушку с индуктивностью, величина которой становится сравнимой с величиной собственной индуктивности соединительных высокочастотных проводов при навесном монтаже элементов схемы. Кроме того, малая величина индуктивности приводит к низкой добротности контура  $Q_0$ .

Учитывая сказанное, а также то, что неполное включение колебательного контура в цепь коллектора ослабляет влияние выходного сопротивления транзистора на сопротивление контура, применение неполного включения контура является предпочтительным. Степень включения контура характеризуется коэффициентом включения

$$\rho = \frac{U_k}{U_{\text{конт}}}, \quad (9.5)$$

где  $U_k$  — амплитуда коллекторного напряжения;  
 $U_{\text{конт}}$  — амплитуда напряжения на контуре.

С учетом коэффициента включения  $\rho$  сопротивление коллекторной цепи

$$R_k = \rho^2 \rho Q, \quad (9.6)$$

где  $Q$  — добротность контура в нагруженном состоянии.

Настройка промежуточного контура в резонанс при работе каскада на фиксированной частоте или в узком диапазоне частот осуществляется при помощи подстроечного конденсатора или катушки с подстроечным сердечником. Последняя является в ряде случаев предпочтительней, так как подстроечный конденсатор имеет большие габариты и увеличивает минимальную емкость контура.

При работе радиопередатчика в нижней части диапазона у.к.в. в высокочастотной цепи мощного выходного каскада наиболее целесообразным является использование П-образного фильтра нижних частот (рис.9.4), позволяющего удобно согласовывать нагрузки с малым активным сопротивлением и производить подавление высших

гармонических составляющих коллекторного тока транзистора. Регулировку контура производят подстроечными конденсаторами ( $C_1$  на схеме рис.9.4,а и  $C_3$  на схеме рис.9.4,б). Конденсатор контура со стороны выхода транзистора может отсутствовать (рис.9.4,б), так как его функцию выполняет выходная емкость транзистора.

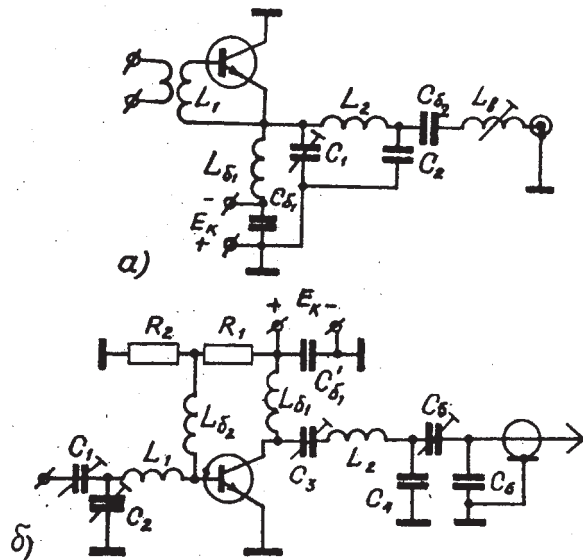


Рис.9.4. Сложная схема выходного каскада с П-образным фильтром: а - с "заземленным" коллектором; б - с "заземленным" эмиттером.

При составлении схемы выходного каскада немаловажным является выбор электрода, который предполагается соединить с металлическим основанием (шасси) или корпусом устройства. Этот выбор в значительной степени определяется конструкцией транзистора. Обычно с основанием соединяют вывод эмиттера транзистора. Однако если с корпусом транзистора соединен вывод коллектора, то рекомендуется с основанием соединить коллектор (рис.9.4,а), так как это облегчает отвод тепла от транзистора и его крепление на основании.

Для увеличения мощности выходного каскада могут быть использованы двухтактная схема (рис.9.5) или параллельное соединение

транзисторов. Следует отметить, что параллельное соединение транзисторов при практическом выполнении встречает ряд трудностей, из которых основными являются: необходимость идентичности транзисторов по входному сопротивлению и коэффициенту усиления, склонность схем к паразитным колебаниям, уменьшение входного сопротивления и сопротивления коллекторной цепи. Как правило, увеличения мощности  $n$  параллельно соединенных транзисторов в  $n$  раз не удастся получить из-за неравномерного распределения входной и выходной мощности транзисторов вследствие разброса их электрических параметров. При параллельном соединении транзисторов схема каскада должна содержать цепи, которые вводят изоляцию между транзисторами, т.е. в той или иной степени разделяют транзисторы друг от друга. Примеры схем с параллельным соединением транзисторов приведены на рис.9.6.

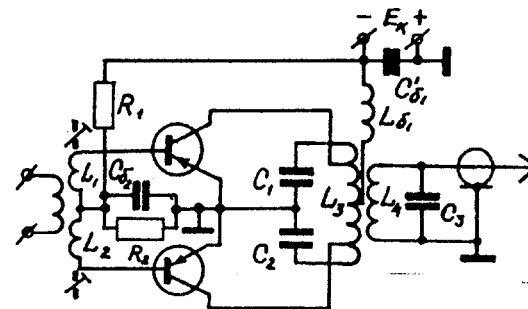


Рис.9.5. Двухтактная схема выходного каскада.

Двухтактные схемы для правильной работы также требуют идентичности параметров транзисторов. Учитывая, что это требование на практике выполнить полностью не удастся, в схеме должны быть предусмотрены элементы регулировки для получения симметричной работы транзисторов. Например, в схеме на рис.9.5 во входной цепи катушки связи  $L_1$  и  $L_2$  имеют отдельные подстроечные сердечники для регулировки амплитуды входного напряжения каждого транзистора.

Выбор схемы выходного каскада заканчивается выбором системы питания электродов транзистора и схемы осуществления модуляции.

На основании требований к выходному каскаду составляется примерная принципиальная схема каскада.

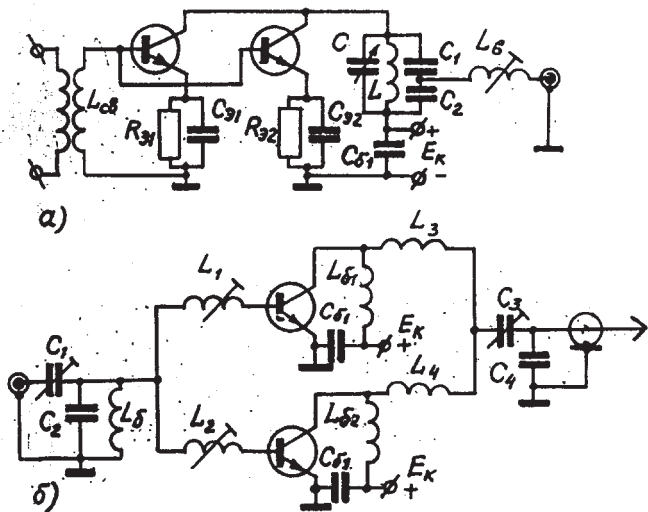


Рис.9.6. Схема выходного каскада с параллельным соединением транзисторов: а - для верхней части диапазона коротких волн; б - для нижней части диапазона коротких волн.

#### ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРА

Энергетический расчет режима транзистора выходного каскада при амплитудно-модулированных колебаниях ведется по методике, приведенной в § 7, п.Б.

Расчет модулированного каскада начинается с расчета максимального режима на колебательную мощность

$$P_{\sim \text{макс}} = P_{\sim \text{н}} (1+m)^2.$$

Расчет принято выполнять для максимального коэффициента модуляции  $m$ , хотя при работе радиопередатчика средний статический коэффициент модуляции составляет примерно  $0,3 + 0,4$ . Угол отсечки коллекторного тока для получения достаточно высокой величины колебательной мощности транзистора при одновременном обеспечении сравнительно высокого к.п.д.  $\eta$  транзистора и хорошей линейности статической модуляционной характеристики выбирается равным: в случае базовой модуляции смещением  $\theta \approx 90 + 110^\circ$

в случае коллекторной модуляции  $\theta \approx 80 + 90^\circ$ .

Напряжение коллекторного питания выбирается из соотношений (7.9), (7.11).

#### ПОСТРОЕНИЕ СТАТИЧЕСКОЙ МОДУЛЯЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Статическая модуляционная характеристика представляет собой зависимость амплитуды первой гармоники коллекторного тока от модулирующего напряжения (см.рис.2.2, 2.3). Точный расчет статической модуляционной характеристики достаточно сложен и трудоемок. На практике для простоты часто реальную статическую модуляционную характеристику заменяют идеализированной характеристикой, имеющей вид прямой линии. Расчет и построение такой характеристики производится по двум точкам. Первая точка соответствует максимальному режиму и определяется током  $I_{к1 \text{ макс}}$  и напряжением  $E_{к1 \text{ макс}}$  или  $E_{к1 \text{ макс}}$ . Вторая точка определяется при модуляции на базу смещением координатами  $I_{к1} = 0$  и напряжением запираения  $E_{б \text{ мин}} = -U_{б} + E_{б}'$ , при модуляции на коллектор координатами  $I_{к1} = 0$  и  $E_{к} = 0$ . В обоих случаях характеристика изображается прямой, соединяющей эти точки. Расчет производится только для максимального режима, а величины, характеризующие режим несущих колебаний, определяются путем пересчета, как это дано в § 7 п.Б, п.В.

#### РАСЧЕТ КОЛЛЕКТОРНОЙ КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ Выходного каскада сложной схемы с нерегулируемой связью между контурами

Коллекторная колебательная система выходного каскада в диапазоне коротких волн обычно представляет собой два связанных между собой параллельных резонансных контура (см.рис.9.1 и 9.3). При расчете такой системы предполагаются известными: рабочая частота  $f$  (или диапазон частот), сопротивление нагрузки ( $r_{\text{н}}$ ,  $X_{\text{н}}$ ), сопротивление коллекторной цепи  $R_{\text{к}}$ , к.п.д. промежуточного контура  $\eta_{\text{к}}$ , к.п.д. антенного контура  $\eta_{\text{ак}}$ . Кроме того, выбрана схема выходного каскада.

Величина  $R_{\text{к}}$  бывает известна после расчета режима транзистора, а величины  $\eta_{\text{к}}$  и  $\eta_{\text{ак}}$  были выбраны при определении требуемой колебательной мощности выходного каскада (см.п.1). При расчете колебательной системы также должна быть известна выходная проводимость транзистора  $y_{\text{вых}}$ , содержащая две составляющие, активную  $g_{\text{вых}}$  и реактивную  $b_{\text{вых}}$ , обычно имеющую емкостной

характер. Выходная проводимость транзистора, усредненная по первой гармонике коллекторного тока, может быть записана [7] как

$$Y_{\text{вых}} = g_{\text{вых}} + j b_{\text{вых}} = g_{\text{вых}} + j \omega C_{\text{вых}}, \quad (9.7)$$

где

$$\left. \begin{aligned} g_{\text{вых}} &= \frac{1}{R_{\text{вых}}} = S_0 \frac{\tau_k}{\tau_{bk}} \frac{(\omega \tau_{bk})^2}{\sqrt{1 + (\omega \tau_{bk})^2}} \gamma_i(\theta, \omega \tau_{bk}); \\ C_{\text{вых}} &= \frac{S_0 \tau_k}{\sqrt{1 + (\omega \tau_{bk})^2}} \gamma_i(\theta, \omega \tau_{bk}) + C_{\text{кб}}, \end{aligned} \right\} \quad (9.8)$$

$$\tau_k = \tau_b C_{\text{ка}}, \quad (9.9)$$

$R_{\text{вых}}$  - активная составляющая выходного сопротивления транзистора, усредненная по первой гармонике коллекторного тока.

При работе транзистора на частотах  $f < f_{bk}$  в режиме колебаний II-го рода (с отсечкой тока коллектора) с низким сопротивлением нагрузки  $R_k$  активная составляющая  $g_{\text{вых}}$  слабо влияет на режим работы каскада (так как  $g_{\text{вых}} \ll g_k = \frac{1}{R_k}$ ). Поэтому приближенно будем считать, что выходная проводимость транзистора

$$Y_{\text{вых}} \approx j \omega C_{\text{вых}}. \quad (9.10)$$

Расчет колебательной системы начинается с определения параметров промежуточного контура. Предполагается, что в расчётных формулах величины выражаются в следующих единицах: емкость - в пф; индуктивность - в мкГн; сопротивление - в омах; частота - в МГц.

#### Расчет параметров промежуточного контура

Предварительно задаемся величинами добротности  $Q_0$  ненагруженного контура и характеристикой контура  $\rho$ . Величина  $Q_0$  для контуров коротковолнового диапазона может быть выбрана ориентировочно в пределах 50 + 120. При выборе величины характеристики контура следует иметь в виду соображения, приведенные в п.2 данного параграфа. Кроме того, надо учесть, что высокое значение  $\rho$  приводит к большой величине (при требовании величины добротности нагруженного контура  $Q \gg 1$ ) резонансного сопротивления контура

а. Для получения сравнительно низкого сопротивления коллекторной цепи, необходимого для работы транзистора в выбранном режиме, при высоком значении  $\rho$  приходится существенно уменьшать коэффициент включения контура в коллекторную цепь транзистора, что не всегда удобно в конструктивном отношении. Учитывая это, величину характеристики  $\rho$  можно рекомендовать выбирать в пределах 50 + 70 ом [при этом емкость контура  $C_{\text{кб}} \approx (7 + 10) \lambda_{\text{м}}^{-1}$ ]. Далее определяем резонансное сопротивление ненагруженного контура из условия получения требуемой величины к.п.д. контура  $\eta_k$

$$R_0 = R_k \frac{1}{1 - \eta_k}. \quad (9.11)$$

Находим коэффициент включения контура

$$\rho = \sqrt{\frac{R_k}{\rho R_0}}. \quad (9.12)$$

Определяем емкость контура

$$C = \frac{159 \cdot 10^3}{f \cdot \rho}. \quad (9.13)$$

Емкость конденсатора, включенного в контур, находится как

$$C_k = C - (C_m + \rho^2 C_{\text{бвк}} + C_0), \quad (9.14)$$

где

- $C_m$  - емкость монтажа;
- $C_{\text{бвк}}$  - выходная емкость транзистора;
- $C_0 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$  - емкость делителя напряжения, если используется емкостная связь (рис.9.1,а);
- $\rho$  - коэффициент включения.

Так как не все емкости известны, то при расчете ими можно задаваться ориентировочно:  $C_m \approx 3 + 10$  пф;  $C_0 \approx 15 \div 30$  пф. При работе каскада на фиксированной частоте для начальной настройки контура может использоваться подстроечный конденсатор, среднее значение емкости которого выбирается примерно равным  $C_n \approx 5 + 20$  пф.

Величина индуктивности контура определяется из условия резонанса на рабочей частоте

$$L = \frac{25300}{f^2 \cdot C}. \quad (9.15)$$

#### Расчет параметров антенного контура

По известной величине реактивной составляющей сопротивления



нагрузки, имеющей емкостной характер, находим емкость

$$C_n = \frac{159 \cdot 10^3}{f \cdot X_{нА}} \quad (9.16)$$

Полагая, что емкость  $C_n$  является емкостью антенного контура, определяем индуктивность контура из условия его резонанса на рабочей частоте

$$L_{AK} = \frac{25300}{f^2 \cdot C_n} \quad (9.17)$$

Активное сопротивление контура складывается из сопротивления нагрузки  $r_n$  и сопротивления  $r_{пот}$  [см. формулу (9.4)]

$$r_{AK} = r_n + r_{пот} \quad (9.18)$$

Определяем величину индуктивности катушки  $L_0$  настройки антенного контура (см. рис. 9.3, а).

При трансформаторной и автотрансформаторной (рис. 9.3, а) связях

$$L_0 = L_{AK} - L_{cb}, \quad (9.19)$$

причем  $L_{cb}$  для трансформаторной связи можно принять

$$L_{cb} \approx (0,2 \div 0,5)L \quad (9.20)$$

При емкостной связи

$$L_0 = L_{AK} \quad (9.21)$$

#### Расчёт связи между контурами

Связь между промежуточным и антенным контурами должна быть найдена из условия получения требуемой величины  $R_k$ . Для определения необходимой величины сопротивления  $X_{cb}$  связи воспользуемся соотношением (9.11) и подставим в него к.л.д.  $\eta_k$  промежуточного контура

$$\eta_k = \frac{r_{bn}}{r_{bn} + r_k}, \quad (9.22)$$

где  $r_{bn} = \frac{X_{cb}^2}{r_{AK} r_{AK}}$  - вносимое активное сопротивление;  
 $r_{AK} r_{AK}$  - активное сопротивление антенного контура;  
 $r_k = \frac{P}{Q_0}$  - сопротивление потерь.

После преобразования соотношения (9.11) с учётом выражения (9.22)

получаем

$$X_{cb} = \sqrt{r_{AK} r_k \left( \frac{R_0}{R_k} - 1 \right)} = \sqrt{r_{AK} \frac{P}{Q_0} \left( \frac{R_0}{R_k} - 1 \right)} \quad (9.23)$$

По известной величине  $X_{cb}$  определяем при трансформаторной связи (см. рис. 9.3, б)  $M = 0,159 \frac{X_{cb}}{f}$ ;  
 при автотрансформаторной связи (см. рис. 9.3, а)  $L_{cb} = 0,159 \frac{X_{cb}}{f}$ ;  
 при емкостной связи (см. рис. 9.1, а)  $C_2 = \frac{159 \cdot 10^3}{f \cdot X_{cb}}$ .

В заключении расчёта следует убедиться, что колебательная система обеспечит нормальное прохождение частот модуляции, т.е. выполняется условие

$$\Delta f < \frac{f}{Q}, \quad (9.24)$$

где  $\Delta f = 2F_{\max}$  - ширина полосы частот спектра при амплитудной модуляции;

$F_{\max}$  - максимальная частота модуляции;

$f$  - рабочая частота;

$Q = Q_0(1 - \eta_k)$  - добротность нагруженного промежуточного контура.

В колебательной системе выходного каскада, кроме параллельного резонансного контура, может быть использован П-образный фильтр нижних частот (см. рис. 9.4). Рекомендации по расчёту такого вида колебательной системы можно найти в литературе, например, в работе [2].

#### ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ РАСЧЁТА ВОЗБУЖДАЮЩЕГО КАСКАДА

Требования к возбуждающему (предыдущему) каскаду в основном сводятся к обеспечению величины мощности, необходимой для возбуждения модулируемого каскада. В случае базовой модуляции смещением предыдущий каскад должен обеспечить мощность возбуждения, найденную при расчёте максимального режима, т.е.

$$P_{возб} = P_{б-макс} \quad (9.25)$$

Амплитуда напряжения возбуждения во время модуляции не меняется, поэтому величина амплитуды берется равной  $U_{бмакс}$ , полученной при расчёте максимального режима, т.е.

$$U_{возб} = U_{бмакс} \quad (9.26)$$

При коллекторной модуляции мощность возбуждения резко изменяется за период модуляции, достигая максимума в режиме запарывания коллекторной цепи, когда ток базы достигает наибольшего значения. Ориентировочно можно считать, что наибольшее значение мощности возбуждения превышает мощность в максимальном режиме примерно в 3 + 4 раза [6]. Поэтому предыдущий каскад должен обеспечить мощность возбуждения

$$P_{\text{возб}} \approx (3+4) P_{\text{б-макс}} \quad (9.27)$$

Амплитуда напряжения возбуждения при работе модулированного каскада остается неизменной и ее принимаем равной  $U_{\text{б-макс}}$ .

Величины активной и реактивной составляющих входного сопротивления определяются как

$$R_{\text{вх}} \approx \frac{U_{\text{возб}}^2}{2 P_{\text{возб}}} ; \quad (9.28)$$

$$X_{\text{вх}} = \frac{159 \cdot 10^3}{f \cdot C_{\text{вх}}} , \quad \bar{u} \quad (9.29)$$

где  $C_{\text{вх}} = \frac{\tau_{\text{вх}}}{r_{\text{б}}}$  - входная емкость транзистора в открытом состоянии;  
 $\tau_{\text{вх}}$  и  $\tau_{\text{б}}$  - постоянная времени входной цепи и сопротивление базы транзистора.

Следует также отметить, что из-за сильно меняющегося тока базы модулированного каскада существенно изменяется входное сопротивление этого каскада, а следовательно, и сопротивление, вносимое в контур предыдущего каскада. Отмеченную особенность надо иметь в виду при проектировании предыдущего каскада.

Заметим, что этот недостаток в значительно меньшей степени будет проявляться, если в процессе коллекторной модуляции напряжение смещения в цепи базы не остается постоянным (за период модуляции), а автоматически изменяется за счёт автосмещения в цепи базы. Однако этот метод модуляции относится уже к комбинированному и требует несколько иного расчёта режима модулированного каскада, так как если режимы в максимальных точках для этих методов модуляции будут одинаковы, то режимы несущих колебаний будут иметь существенное расхождение.

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ РАСЧЕТА МОДУЛЯТОРА

Для проектирования модулятора должны быть заданы величины амплитуды модулирующего напряжения  $U_{\text{мод}}$  и мощности  $P_{\text{мод}}$ , отдаваемой модулятором, которые определяются на основе данных расчета режима модулированного каскада. Из-за трудностей достаточно точного расчета базового тока транзистора на повышенных частотах определить мощность  $P_{\text{мод}}$  для случая базовой модуляции смещением оказывается возможным лишь ориентировочно.

### А. Случай базовой модуляции

1. Амплитуда модулирующего напряжения

$$U_{\text{мод}} = E_{\text{б-макс}} - E_{\text{бн}}$$

2. Мощность, отдаваемая модулятором (ориентировочно),

$$P_{\text{мод}} \approx \frac{U_{\text{мод}} \cdot I_{\text{б-макс}}}{2}$$

### Б. Случай коллекторной модуляции

1. Амплитуда модулирующего напряжения

$$U_{\text{мод}} = m E_{\text{кн}}$$

2. Амплитуда тока нагрузки модулятора

$$I_{\text{мод}} = m I_{\text{кн}}$$

3. Мощность, отдаваемая модулятором,

$$P_{\text{мод}} = \frac{I_{\text{мод}} \cdot U_{\text{мод}}}{2} = \frac{m^2}{2} I_{\text{кн}} E_{\text{кн}} = \frac{m^2}{2} P_{\text{он}}$$

Для получения требуемой мощности  $P_{\text{мод}}$  при высоком к.п.д. оконечный каскад модулятора радиопередатчика с коллекторной модуляцией, выполняется, как правило, по двухтактной схеме.

#### РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ ПИТАНИЯ

При расчете элементов схемы питания выходного каскада можно исходить из рекомендаций, данных в § 8.

В случае амплитудной модуляции в выходном каскаде на величины блокировочной емкости  $C_{\text{б1}}$  при коллекторной модуляции (см. рис. 9.1, б) и  $C_{\text{б2}}$  при базовой модуляции (см. рис. 9.1, а) накладываются дополнительные условия отсутствия недопустимых завалов частотной характеристики со стороны высоких частот модуляции, т.е.

$$\frac{1}{2\pi F_{\text{макс}} C_{\text{б}}} \gg R_{\text{мод}} \quad (9.30)$$

или

$$C_{\text{б}} \leq \frac{10}{2\pi F_{\text{макс}} R_{\text{мод}}}, \quad (9.31)$$

где  $R_{\text{мод}} = \frac{U_{\text{мод}}}{I_{\text{мод}}}$  — сопротивление нагрузки модулятора;  $C_{\text{б}} = C_{\text{б1}}$  или  $C_{\text{б}} = C_{\text{б2}}$  в зависимости от того, в какой цепи рассматривается блокировочная емкость.

#### § 10. РАСЧЕТ КАСКАДА ПРОМЕЖУТОЧНОГО УСИЛИТЕЛЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Исходными данными для расчета являются мощность возбуждения  $P_{\text{баз}}$ , амплитуда напряжения возбуждения  $U_{\text{баз}}$  и составляющие входного сопротивления  $R_{\text{б1}}$ ,  $X_{\text{б1}}$  выходного каскада, рабочая частота  $f$  (или диапазон частот), интервал температур  $t_{\text{мин}} \div t_{\text{макс}}$  окружающей среды. Каскад работает в режиме немодулированных колебаний.

Как уже говорилось в § 2, промежуточный усилитель может состоять либо из одного, либо из нескольких каскадов. Возбудителем

выходного каскада радиопередатчика является каскад промежуточного усилителя, связанный с базовой цепью транзистора выходного каскада. Колебательная мощность  $P_{\text{пред}}$  этого каскада, будем называть его предыдущим каскадом, складывается из мощности  $P_{\text{баз}}$ , идущей на возбуждение последующего, т.е. выходного каскада, и мощностей потерь в коллекторном контуре предыдущего каскада и в элементах связи с базой транзистора последующего каскада. Ввиду того, что базовый ток транзистора последующего каскада, а значит, и  $P_{\text{баз}}$  существенно меняются при колебаниях режима этого каскада (особенно при осуществлении коллекторной модуляции в каскаде) для повышения устойчивости работы радиопередатчика обычно допускают потери в коллекторном контуре предыдущего каскада того же порядка, что и величина мощности возбуждения. Соответственно используют неполную связь коллекторного контура предыдущего каскада с входной цепью последующего каскада. Вследствие этого к.п.д. коллекторного контура промежуточного каскада бывает сравнительно невысоким 0,3 + 0,5 и снижается коэффициент усиления на каскад. Однако это не является серьезным недостатком, так как промежуточный каскад потребляет от источника питания гораздо меньшую мощность, чем выходной и влияние его к.п.д. на общий к.п.д. радиопередатчика будет меньше, чем выходного. Эти же соображения следует иметь в виду и при расчете остальных каскадов промежуточного усилителя. При расчете каскада, связанного с задающим генератором, надо обратить внимание на ослабление влияния изменения режима во входной цепи этого каскада на режим работы задающего генератора. Для этого усилитель надо поставить в режим, обеспечивающий по возможности малый базовый ток, т.е. каскад должен работать в недонапряженном режиме. Если промежуточный усилитель имеет лишь один каскад, то можно рекомендовать граничный режим работы транзистора этого каскада и неполную связь его базовой цепи с коллекторным контуром задающего генератора.

Расчет каскада ведется в последовательности, данной в § 4.

#### ВЫБОР ТИПА ТРАНЗИСТОРА

Выбор типа транзистора производится по допустимой мощности рассеивания транзистора  $P_{\text{р,доп}}$  и возможности его нормальной работы в заданном диапазоне частот, как это указано в § 6 п.а.

Предварительно, задавшись к.п.д. коллекторного контура каскада в пределах (0,3 + 0,5), определяют величину колебательной мощности

$$P_{\sim \text{пред}} = \frac{P_{\text{возб}}}{\eta_k} \quad (10.1)$$

Исходя из этой величины  $P_{\sim \text{пред}}$  и задавшись ориентировочно к.п.д. транзистора  $\eta$ , находят по формуле (6.6) мощность рассеивания на коллекторе транзистора и по формуле (6.5) мощность рассеивания транзистора. Учитывая, что транзистор работает в граничном режиме и выполняется условие  $f \ll f_a$ , можно считать, что величина  $\eta$  будет не хуже 0,6. Если режим транзистора выбирается недонапряженным, то к.п.д. принимается равным  $\eta \approx 0,3 + 0,5$ .

#### ВЫБОР СХЕМЫ ПРОМЕЖУТОЧНОГО КАСКАДА

На рис.10.1 показаны некоторые из возможных схем промежуточных каскадов. В качестве коллекторной колебательной системы промежуточного каскада в диапазоне коротких волн используется настроенный параллельный контур, нагруженный на входное сопротивление последующего каскада. Входное сопротивление является комплексной величиной и может быть представлено как

$$\frac{1}{Z_{\delta k}} = \frac{1}{R_{\delta k}} + j \frac{1}{X_{\delta k}}, \quad (10.2)$$

где  $R_{\delta k}$  и  $X_{\delta k}$  - активная и реактивная составляющие входного сопротивления последующего каскада.

Колебательный контур частично подключается к коллектору транзистора предыдущего каскада и базовой цепи транзистора последующего каскада. На рис.10.2 показана эквивалентная схема колебательной системы предыдущего каскада, где  $X_1, X_2, X_3, X_4$  означают реактивные сопротивления, образующие колебательные контуры;  $X_{\delta k}$  - реактивная составляющая выходного сопротивления транзистора предыдущего каскада;  $R_{\delta k}$  и  $X_{\delta k}$  - активная и реактивная составляющие входного сопротивления транзистора последующего каскада.

Коэффициент включения контура (см.рис.10.2) со стороны коллектора транзистора предыдущего каскада

Предыдущий каскад      Последующий каскад

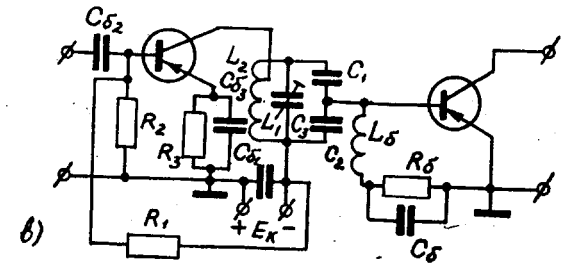
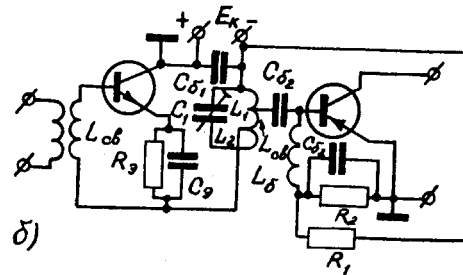
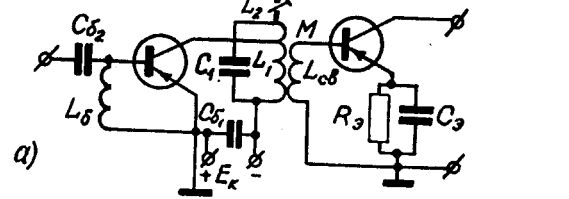


Рис.10.1. Принципиальные схемы промежуточных каскадов радиопередатчика с различными видами связи между предыдущим и последующим каскадами: а - трансформаторная связь,  $\rho = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ ,  $\rho_{\delta} = \frac{M}{L}$ ; б - автотрансформаторная связь,  $\rho = \frac{L_1}{L}$ ,  $\rho_{\delta} = \frac{L_{\delta k}}{L}$ ; в - емкостная связь,  $\rho = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$ . Здесь  $\rho = \frac{U_{\delta}}{U_{\text{конт}}}$ ,  $\rho_{\delta} = \frac{U_{\delta}}{U_{\text{конт}}}$  - коэффициенты включения контура;  $L = L_1 + L_2$ .

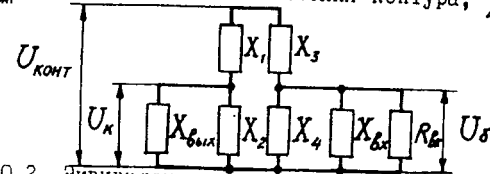


Рис.10.2. Эквивалентная схема межкаскадной связи.



$$P = \frac{U_K}{U_{\text{конт}}} \quad (10.3)$$

и со стороны базы транзистора последующего каскада

$$P_B = \frac{U_B}{U_{\text{конт}}}, \quad (10.4)$$

где  $U_K$  и  $U_{\text{конт}}$  - соответственно амплитуды коллекторного напряжения и напряжения на коллекторном контуре предыдущего каскада;

$U_B$  - амплитуда напряжения возбуждения последующего каскада ( $U_B = U_{\text{базы}}$ ).

Для связи коллекторного контура промежуточного каскада с входной цепью последующего каскада на практике наиболее часто используются виды связей: трансформаторная (см.рис.10.1,а), автотрансформаторная (см.рис.10.1,б), емкостная (см.рис.10.1,в). При работе промежуточного каскада на фиксированной частоте или в узком диапазоне частот можно применить трансформаторную или автотрансформаторную связь, причем последняя позволяет упростить конструкцию каскада и его регулировку. Применение емкостной связи целесообразно в схемах, где настройка контура ведется вариметром. К достоинствам емкостной связи можно отнести возможность получения величины коэффициента включения (см.рис.10.1,в)

$$P \propto \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (10.5)$$

вплоть до очень малых значений.

Системы питания в коллекторной и базовой цепях транзистора промежуточного каскада могут быть выбраны на основании рекомендаций, данных в § 8.

В заключение составляется примерная принципиальная схема каскада.

## ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРА

Энергетический расчет режима транзистора каскада промежуточного усилителя ведется по методике, приведенной в §7, п.А на колебательную мощность  $P_{\text{пром}}$ .

Угол отсечки коллекторного тока для получения одновременно достаточно высокой величины коэффициента усиления  $K_p$  и к.п.д.  $\eta$  выбирается равным  $80 + 90^\circ$ . Напряжение коллекторного питания выбирается согласно соотношению (7.9). Режим работы транзистора принимается граничным.

Если предполагается работа транзистора в недонапряженном режиме, то следует, предварительно определив величину коэффициента использования коллекторного напряжения в граничном режиме  $\xi_{\text{гр}}$  по формуле (7.13), принять  $\xi \approx (0,8 + 0,9) \xi_{\text{гр}}$  и далее использовать эту величину при расчете режима.

## РАСЧЕТ КОЛЛЕКТОРНОЙ КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КАСКАДА ПРОМЕЖУТОЧНОГО УСИЛИТЕЛЯ, РАБОТАЮЩЕГО НА ФИКСИРОВАННОЙ ЧАСТОТЕ

При расчете считаются известными амплитуда напряжения возбуждения  $U_{\text{базы}}$  и составляющие входного сопротивления  $R_{\text{вх}}$ ,  $X_{\text{вх}}$  последующего каскада, амплитуда коллекторного напряжения  $U_K$ , сопротивление коллекторной цепи  $R_K$ , к.п.д. коллекторного контура  $\eta_K$  рассчитываемого каскада (после расчете транзистора каскада), рабочая частота  $f$ .

Величину выходной емкости  $C_{\text{вых}}$  транзистора рассчитываемого каскада определяем по формуле (9.8).

Порядок электрического расчета элементов коллекторной колебательной цепи может быть следующим.

Предварительно задаемся величинами добротности  $Q_0$  ненагруженного коллекторного контура и его характеристикой  $\rho$ . Добротность для коротковолнового контура выбирается в пределах  $50 + 120$ , а характеристика  $\rho$ , с учетом замечаний в п.п. 2 и 5, в пределах  $50 + 70 \text{ ом}$ .

При определении величин элементов схемы предполагается, что в расчетных формулах величины выражаются в единицах: емкость - в пф, индуктивность - мкгн, сопротивление - в омах. Частота колебаний в формулы подставляется в Мгц.

Резонансное сопротивление ненагруженного контура  $R_0$

определяем из условия получения требуемых величин  $R_k$  и  $\eta_k$

$$R_o = \frac{R_k}{1 - \eta_k} \quad (10.6)$$

С учетом выбранных величин  $Q_o$  и  $\rho$  необходимый коэффициент включения контура в цепь коллектора транзистора рассчитываемого каскада определится как

$$\rho = \sqrt{\frac{R_o}{\rho Q_o}} \quad (10.7)$$

Коэффициент включения контура в цепь базы транзистора последующего каскада может быть найден из условия получения требуемой амплитуды возбуждения  $U_{баз}$ . Используя формулы (10.3) и (10.4), получаем

$$\rho_\delta = \rho \frac{U_{баз}}{U_k} \quad (10.8)$$

Емкость контура определяется по известной величине характеристики

$$C = \frac{153 \cdot 10^3}{f \cdot \rho} \quad (10.9)$$

Емкость контурного конденсатора можно найти как

$$C_k = C - (C_m + \rho^2 C_{вых} + \rho_\delta^2 C_{вх}), \quad (10.10)$$

где  $C_{вых}$  - выходная емкость транзистора рассчитываемого каскада;

$C_{вх}$  - входная емкость транзистора последующего каскада;

$C_m$  - монтажная емкость ( $C_m \approx 3 + 10$  пф).

Индуктивность контура определится из условия его резонанса на рабочей частоте

$$L = \frac{25300}{f^2 C} \quad (10.11)$$

Определим величину элемента связи контура с базовой цепью последующего каскада.

Полагая, что выполняется условие  $R_{вх} \gg X_{сб}$ , где  $X_{сб}$  - сопротивление связи, получим:

при трансформаторной связи (см. рис. 10.1, а)

$$M \approx \rho_\delta L, \quad L_{сб} \approx (0,2 - 0,4)L;$$

при автотрансформаторной связи (см. рис. 10.1, б)

$$L_{сб} \approx \rho_\delta L;$$

при емкостной связи (см. рис. 10.1, в)

$$C_1 = \frac{C_o}{1 - \rho_\delta}; \quad C_2 = \frac{C_o}{\rho_\delta} - C_{вх}; \quad C_o = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

#### РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ ПИТАНИЯ

Питание цепей транзистора промежуточного каскада целесообразно осуществлять от общего источника питания радиопередатчика. При расчете элементов схемы питания можно использовать рекомендации, данные в §8. Если коллекторное напряжение транзистора промежуточного каскада ниже напряжения источника питания, то следует предусмотреть включение в цепь питания транзистора дополнительного резистора для получения требуемой величины  $E_k$ .

#### ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ РАСЧЕТА ВОЗБУЖДАЮЩЕГО КАСКАДА

Величина мощности, необходимой для возбуждения каскада, принимается равной  $P_{б\sim}$ , т.е.

$$P_{баз} = P_{б\sim} \quad (10.12)$$

т.е. Амплитуда напряжения возбуждения должна быть равной  $U_b$ ,

$$U_{\text{возб}} = U_b. \quad (10.13)$$

Величины активной и реактивной составляющих входного сопротивления, являющегося нагрузкой возбуждающего каскада, соответственно

$$R_{bx} \approx \frac{U_{\text{возб}}^2}{2P_{\text{возб}}}; \quad X_{bx} = \frac{159 \cdot 10^3}{f \cdot C_{bx}}, \quad (10.14)$$

где

$$C_{bx} = \frac{\tau_{bx}}{\tau_g}$$

### § II. РАСЧЁТ ЗАДАЮЩЕГО ГЕНЕРАТОРА-АВТОГЕНЕРАТОРА ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Исходными данными для расчёта являются: величины мощности возбуждения  $P_{\text{возб}}$  и амплитуды напряжения возбуждения  $U_{\text{возб}}$ , входное сопротивление последующего (возбуждаемого) каскада, рабочая частота  $f$ , интервал температур  $t_{\text{мин}} \div t_{\text{макс}}$  окружающей среды, требования к стабильности частоты.

Задающие генераторы, как правило, работают при малых уровнях выходной мощности, величина которой доводится до требуемой последующим усилением в каскадах промежуточного и мощного усилителей. Расчёт автогенератора ведётся из условия получения колебаний на заданной частоте при достаточно высокой стабильности частоты, что достигается соответствующим выбором типа транзистора, его режима, параметров колебательных цепей автогенератора. С целью повышения стабильности частоты в автогенераторе обеспечивается возможность работы с малым током базы и легкий тепловой режим, чему способствует неполное использование транзистора по мощности, достигаемое снижением коллекторного напряжения и ограничением тока эмиттера за счёт включения в его цепь резистора. С другой стороны, используется контур с высоким значением добротности и хорошими эталонными свойствами при малых коэффициентах их включения в коллекторную цепь транзистора.

Особенностью режима автогенератора является его работа с низкими к.п.д.  $\eta \approx 0,2 + 0,4$  и к.п.д. коллекторного контура  $\eta_k \approx 0,1 + 0,2$ . Режим транзистора автогенератора выбирается граничным или недонапряженным.

На энергетические показатели и стабильность частоты автогенератора заметное действие оказывает наличие существенного угла запаздывания по фазе первой гармоники коллекторного тока от напряжения базы-эмиттер даже при сравнительно низких частотах. При частотах, приближающихся к  $f_{bx}$ , угол запаздывания настолько увеличивается, что во избежание работы транзистора на резко расстроенную коллекторную цепь этот угол запаздывания должен компенсироваться за счёт создания равного и противоположного угла сдвига по фазе в цепи обратной связи. В связи с этим для автогенератора желательно выбирать транзистор, частота  $f_{bx}$  которого гораздо выше рабочей частоты.

Как известно, баланс фаз в автогенераторе представляется в виде уравнения

$$\varphi_s + \varphi_{ac} + \varphi_{\text{конт}} = 0, \quad (11.1)$$

где  $\varphi_s$  - угол запаздывания по фазе первой гармоники коллекторного тока относительно управляющего напряжения;  
 $\varphi_{ac}$  - угол запаздывания по фазе управляющего напряжения относительно коллекторного напряжения, взятого с обратным знаком;  
 $\varphi_{\text{конт}}$  - угол запаздывания по фазе напряжения на коллекторе, взятого с обратным знаком, относительно первой гармоники коллекторного тока.

Точное определение угла  $\varphi_s$  затруднительно, так как он зависит от частоты и режима работы транзистора. Ориентировочно можно считать его равным  $\varphi_{bx}$ , который бывает известен из расчёта режима транзистора. Угол  $\varphi_{ac}$  в автогенераторе определяется элементами обратной связи и входным сопротивлением транзистора, причём последнее существенно зависит от рабочей частоты, режима работы и дестабилизирующих факторов и трудно поддается расчёту из-за нелинейности входной характеристики транзистора. К тому же сильный разброс параметров транзистора от экземпляра к экземпляру также делает такой расчёт ориентировочным. При изменении углов  $\varphi_s$  и  $\varphi_{ac}$  во время работы автогенератора генерируемая частота и угол  $\varphi_{\text{конт}}$  изменяются, что приводит к уменьшению стабильности частоты, снижению мощности и к.п.д. автогенератора. При проектировании цепи обратной связи следует стремиться для повышения стабильности, чтобы сдвиг фаз  $\varphi_s + \varphi_{ac}$  был бы по возможности близок к нулю (тогда  $\varphi_{\text{конт}} \approx 0$ ). В связи с этим приобретает интерес схема автогенератора (см. рис.11.3) с элементами компенсации фазы в цепи обратной связи для получения  $\varphi_s + \varphi_{ac} = 0$ .

Расчёт автогенератора ведется в том же порядке, что и предыдущих каскадов.

### ВЫБОР ТИПА ТРАНЗИСТОРА

Выбор типа транзистора для автогенератора производится, исходя из допустимой мощности рассеивания транзистора и условия малой входной инерционности на рабочей частоте.

Предварительно, задавшись величинами  $\eta$  ( в пределах  $0,2 + 0,4$  ) и  $\eta_k$  ( в пределах  $0,1 + 0,2$  ), определяем колебательную мощность транзистора

$$P_{\sim} = \frac{P_{\text{выб}}}{\eta_k} \quad ( II.2 )$$

и мощность рассеивания транзистора

$$P_p \approx P_{\sim} \frac{1-\eta}{\eta} M, \quad ( II.3 )$$

где  $M = 1,5 + 2$  - коэффициент запаса по мощности рассеивания, необходимый для обеспечения легкого теплового режима транзистора.

Тип транзистора выбирается с учетом соотношений

$$P_p < P_{p\text{доп}} \quad \text{и} \quad f < f_{\text{вк}}.$$

Если предполагается, что транзистор будет существенно недоиспользован по мощности, то для определения крутизны  $S_{\sigma} = \beta_0 S_{\xi}$  значение  $S_{\xi}$  берется на начальном участке характеристики

$$i_{\xi} = f_{\xi}(u_{\xi})$$

### ВЫБОР СХЕМЫ АВТОГЕНЕРАТОРА

Одноконтурные автогенераторы выполняются по схемам с автотрансформаторной (рис.II.I,а), емкостной (рис.II.I,б,г) и трансформаторной (рис.II.I,в) обратной связью. Характерной особенностью транзисторных автогенераторов является подача комбинированного смещения на базу. Это объясняется тем, что транзисторы имеют "правую" характеристику коллекторного тока  $i_k = f_k(u_{\xi})$ <sup>х)</sup> и для получения режима мягкого самовозбуждения на базу транзистора необходимо подавать начальное отпирающее напряжение смещения  $E_{\sigma \text{нач}}$ , при котором крутизна характеристики  $i_k = f_k(u_{\xi})$  в точке покоя достаточна для самовозбуждения.

х) Эта характеристика, если она отсутствует в справочных данных, может быть построена при помощи характеристик  $i_{\xi} = f_{\xi}(u_{\xi})$  и  $i_k = \psi_k(u_k)$ .

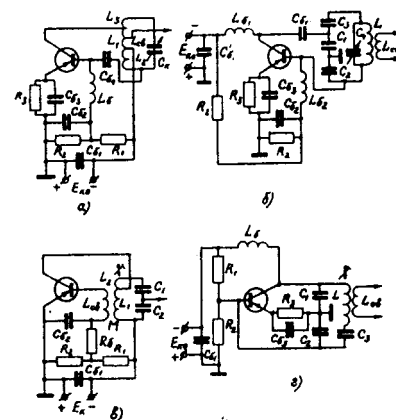


Рис.II.I. Схемы одноконтурных автогенераторов с различными видами обратной связи: а - с автотрансформаторной; б,г - с емкостной; в - с трансформаторной.

Это напряжение подается на базу транзистора от источника коллекторного питания с помощью делителя из резисторов  $R_1$  и  $R_2$  (см.рис.II.I). Для получения рабочего режима транзистора с отсечкой коллекторного тока  $\theta < 90^\circ$  используется автосмещение за счёт базового или эмиттерного тока. Включение в цепь эмиттера сопротивления автосмещения позволяет ослабить влияние изменения температуры на постоянную составляющую тока коллектора транзистора.

В схемах автогенераторов (см. рис.II.I,а,б,в) при равных условиях изменения параметров транзистора вызывают одинаковую нестабильность частоты. Изменение же состава высших гармоник коллекторного тока (например, вследствие изменения угла отсечки  $\theta$ ) в схеме с емкостной связью сказывается слабее, чем в



двух других. Поэтому при требовании повышенной стабильности частоты предпочтение отдается схеме с емкостной связью.

Схемы, приведенные на рис. II.1, б, г, являются модификациями схемы с емкостной обратной связью и применяются в тех случаях, когда в схеме с емкостной обратной связью не удастся реализовать высокую добротность контура из-за малой величины индуктивности контура. Включение емкости  $C_3$  позволяет уменьшить коэффициент включения контура в коллекторную цепь транзистора и тем самым повысить его характеристику  $\rho$  и индуктивность  $L$  так, чтобы увеличилась добротность контура.

На частотах, близких к  $f_\alpha$ , автогенераторы обычно строятся по схеме с общей базой. Пример такого автогенератора дан на рис. II.2. В этой схеме колебательный контур включен между коллектором и базой транзистора, а обратная связь осуществляется через емкость  $C_3$ . В качестве реактивного сопротивления в цепи база-эмиттер используется входная емкость транзистора.

На рис. II.3 приведена схема автогенератора с индуктивно-емкостной обратной связью, позволяющей компенсировать фазовый сдвиг  $\varphi_s$ . Элементом компенсации фазы в цепи обратной связи является цепочка, состоящая из  $C_1$  и сопротивления  $R_\phi = \frac{R \cdot R_{bx}}{R + R_{bx}}$ . Для уменьшения влияния входного сопротивления  $R_{bx}$  на величину  $R_\phi$  сопротивление  $R$  выбирается в 3-5 раз меньше сопротивления  $R_{bx}$ . Применение шунтирующего сопротивления  $R$  приводит к потере высокочастотной мощности, но зато повышает стабильность частоты автогенератора.

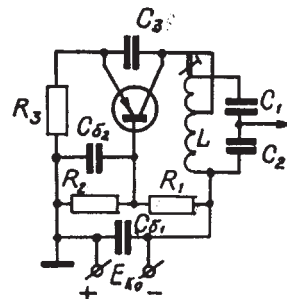


Рис. II.2. Одноконтурный автогенератор по схеме с общей базой.

Угол  $\varphi_{ac}$  <sup>\*</sup>, который обеспечивает компенсирующая фаза цепочки, определяется по формуле

$$\varphi_{ac} = \alpha \text{ctg} \frac{1}{\omega \tau_{ac}}, \quad (II.4)$$

где  $\tau_{ac} = C_1 R_\phi$  - постоянная времени цепи обратной связи автогенератора.

<sup>\*</sup> Угол  $\varphi_{ac}$ , обеспечиваемый в автогенераторе при отсутствии компенсирующей фазу цепочки, предполагается близким к нулю.

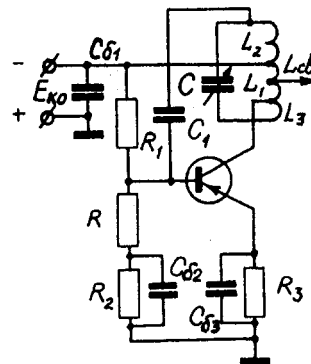


Рис. II.3. Схема одноконтурного автогенератора с цепью коррекции фазы в цепи обратной связи.

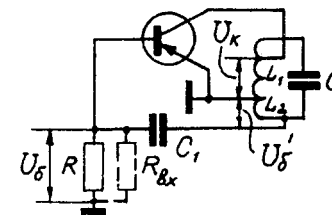


Рис. II.4. Эквивалентная схема автогенератора с цепью коррекции фазы в цепи обратной связи.

Выбор системы питания базовой и коллекторной цепей зависит от схемы автогенератора. Так, в схеме автогенератора с емкостной обратной связью применяется параллельная система питания как в базовой, так и в коллекторной цепи. В схеме с автотрансформаторной обратной связью последовательная система питания может быть использована лишь в одной цепи: либо в коллекторной, либо в базовой.

При повышенных требованиях к стабильности частоты необходимо особое внимание уделять стабилизации напряжения питания и, в первую очередь, напряжения, подаваемого на базу. При питании транзистора автогенератора от общего источника питания радиопередатчика для повышения стабильности напряжения питания предусматривают включение стабилитрона в цепь питания автогенератора (см. рис. 3.1, 3.2).

В заключение составляется примерная принципиальная схема автогенератора.

#### РАСЧЁТ РЕЖИМА ТРАНЗИСТОРА

Энергетический расчёт режима транзистора автогенератора ведется на заданную колебательную мощность  $P_{\omega}$ .

Режим работы транзистора выбирается граничным либо недонапряженным. Предполагается, что резонансная частота контура автогенератора близка к частоте генерации, а добротность  $Q$  контура в нагруженном состоянии значительно больше единицы ( $Q \gg 1$ ).

Величина постоянного напряжения на коллекторе выбирается из соотношения

$$E_k < \frac{U_{кдоп}}{2}$$

Напряжение  $E_k$  нежелательно выбирать слишком малым, так как с уменьшением  $E_k$  резко проявляется зависимость выходной емкости  $C_{вых}$  транзистора от напряжения  $E_k$ , а значит, и влияние этой емкости на частоту автогенератора.

Зная постоянную времени входной цепи  $\tau_{вх} = \frac{1}{2\pi f_{вх}}$ , определяем параметр  $\omega\tau_{вх}$ .

Величину угла  $\theta$  отсечки коллекторного тока находим, исходя из работы автогенератора в стационарном режиме. Угол отсечки зависит от отношения средней крутизны  $S_{ср}$  в стационарном режиме колебаний к крутизне  $S_0$  и связан с этими величинами соотношением

$$\frac{S_{ср}}{S_0} \approx \gamma_1, \quad (II.5)$$

где

$$S_{ср} \approx \frac{I_{к1}}{U_б}, \quad \gamma_1 = \gamma_1(\theta, \omega\tau_{вх}).$$

Обычно для автогенераторов величина отношения  $\frac{S_{ср}}{S_0}$  лежит в пределах  $0,25 + 0,4$ . Учитывая это, задаемся значением  $\frac{S_{ср}}{S_0}$  и по известной величине  $\gamma_1$  и  $\omega\tau_{вх}$  находим по графику рис.7.3 угол отсечки  $\theta$ . Для полученного угла  $\theta$  определяем по таблицам 2 или по графикам рис.7.1, 7.2, 7.4  $\theta'$ ,  $\gamma_0$ ,  $\gamma_{вх}$ .

Коэффициент использования коллекторного напряжения в граничном режиме находится по формуле (7.13). При работе транзистора в недонапряженном режиме  $\xi$  выбирается равным

$$\xi \approx (0,6 + 0,8) \xi_{гп}.$$

Далее определяются

$$\begin{aligned} U_k &= \xi E_k; & P_0 &= I_{к0} E_k; \\ I_{к1} &= \frac{2P_0}{U_k}; & P_k &= P_0 - P_{\sim}; \\ I_{к0} &= \frac{\delta_0}{\gamma_1} I_{к1}; & \eta &= \frac{P_{\sim}}{P_0}; \end{aligned}$$

<sup>\*)</sup> Если для выбранного типа транзистора удовлетворяется условие  $\omega\tau_{вх} < 0,5$ , то расчёт можно вести в предположении косинусоидальной формы импульса коллекторного тока, приняв  $\delta_0 = \alpha_0(1 - \cos\theta)$ ;  $\gamma_1 = \alpha_1(1 - \cos\theta)$ ;  $\gamma_{вх} \approx 0$ . Коэффициенты  $\alpha_0$  и  $\alpha_1$  находятся по таблице 3.

$$R_k = \frac{U_k}{I_{к1}}; \quad U_б = \frac{I_{к1}}{S_0 \gamma_1};$$

$$E_б = -U_б \cos\theta + E_б'$$

Коэффициент обратной связи находится как

$$K = \frac{U_б}{U_k}$$

### РАСЧЕТ КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ОДНОКОНТУРНОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

При расчете считаются заданными: амплитуда напряжения возбуждения  $U_{бвб}$  и входное сопротивление последующего каскада ( $R_{вх}$ ,  $X_{вх}$ ), сопротивление коллекторной цепи  $R_k$ , амплитуда коллекторного напряжения  $U_k$ , коэффициент  $K$  обратной связи, угол сдвига фазы  $\varphi_{вх}$ , к.п.д.  $\eta_k$  контура автогенератора, частота  $f$  генерации. Выбрана схема автогенератора.

Электрический расчет параметров колебательной системы рассмотрим для случая, когда контур автогенератора будет настроен на частоту генерации и  $\varphi_{конт} \approx 0$ .

Требуемый угол сдвига фазы в цепи обратной связи определяем из условия баланса фаз (II.1)

$$\varphi_{ос} = -\varphi_s.$$

Величину угла  $\varphi_s$  принимаем равной величине  $\varphi_{вх}$ . Тогда

$$|\varphi_{ос}| \approx |\varphi_{вх}|. \quad (II.6)$$

Если  $\varphi_{вх} > 30^\circ$ , то в схеме автогенератора следует предусмотреть элементы компенсации фазы  $\varphi_{вх}$  (например см.рис.II.3). При отсутствии корректирующей фазы цепи относительная расстройка контура может быть определена как

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{tg \varphi_{конт}}{2Q}, \quad (II.7)$$

где  $Q = Q_0(1 - \eta_k)$  - добротность нагруженного контура;  
 $Q_0$  - добротность ненагруженного контура;  
 $f_0$  - резонансная частота контура,  $Y_{\text{конт}} \approx Y_{b_k}$ .

Предварительно перед расчетом задаемся добротностью  $Q_0$  контура и характеристикой  $\rho$ , как это было показано в § 9 п.5.

Далее определяем резонансное сопротивление ненагруженного контура, полагая  $Y_{\text{конт}} \approx 0$ ,

$$R_0 = \frac{R_k}{1 - \eta_k} \quad (II.8)$$

Коэффициент включения контура в цепь коллектора для получения требуемого  $R_0$  находится как

$$\rho = \sqrt{\frac{R_0}{\rho Q_0}} \quad (II.9)$$

При этом надо учитывать, что в схемах автогенераторов с авто-трансформаторной и емкостной обратной связью наибольшее значение  $\rho$  определяется формулой

$$\rho_{\text{макс}} = \frac{1}{1 + K} \quad (II.10)$$

По известной величине  $\rho$  определяются индуктивность  $L$  и емкость  $C$  контура, настроенного на частоту  $f$ ,

$$L = \frac{0,159}{f} \cdot \rho \quad (II.11)$$

$$C = \frac{159 \cdot 10^3}{f \cdot \rho} \quad (II.12)$$

В этих формулах величины выражаются в единицах:  $R$ ,  $\rho$  - в омах;  $L$  - мкГн;  $C$  - в пф;  $f$  - в МГц.

Коэффициент включения контура в базовую цепь автогенератора найдется как

$$\rho_b = \rho \cdot K \quad (II.13)$$

Коэффициент включения контура в базовую цепь транзистора последующего каскада определяется из условия получения заданной амплитуды напряжения  $U_{\text{возб}}$  возбуждения этого каскада

$$\rho_{b\text{ посл}} = \frac{U_{\text{возб}}}{U_{\text{конт}}} \quad (II.14)$$

Для осуществления коэффициентов включения в схемах рис.II.I,а и рис.II.3 приближенно имеем

$$\rho = \frac{L_1}{L}; \quad \rho_b = \frac{L_2}{L}; \quad \rho_{b\text{ посл}} = \frac{L_{cb}}{L},$$

где  $L = L_1 + L_2 + L_3$ .  
 В схеме рис.II.I,в

$$\rho = \frac{L_1}{L}; \quad \rho_b = \frac{M}{L}; \quad \rho_{b\text{ посл}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{C}{C_2},$$

где  $L = L_1 + L_2$ ;  $C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$ .

При определении емкости конденсатора, включенного в контур, следует учитывать входную  $C_{bx}$  и выходную  $C_{вых}$  емкости транзистора автогенератора, емкость  $C_m$  монтажа и входную емкость  $C_{bx\text{ посл}}$  транзистора последующего каскада

$$C_k = C - (\rho^2 C_{вых} + \rho_b^2 C_{bx} + \rho_{b\text{ посл}}^2 C_{bx\text{ посл}} + C_m) \quad (II.15)$$

Для схемы рис.II.I,г приближенно определяем

$$\rho = \frac{C}{C_1'} ; \rho_{\delta} = \frac{C}{C_2'} ; \rho_{\delta \text{ посл}} = \frac{X_{\delta}}{f} = \frac{\omega M}{\rho} = \frac{M}{L},$$

где  $C_1' = C + C_{\text{вых}}$  ;  $C_2' = C_2 + C_{\text{вых}}$  ;

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1'} + \frac{1}{C_2'} + \frac{1}{C_3}$$

Емкостями  $C_{\text{н}}$  и  $C_{\text{бк посл}}$  пренебрегаем. Тогда

$$C_1' = \frac{C}{\rho} ; C_2' = \frac{C}{\rho_{\delta}} ; C_3 = \frac{C}{1 - (1+K)\rho},$$

где  $K = \frac{C_1'}{C_2'}$

Расчет элементов  $C_1'$ ,  $R$  цепи, корректирующей фазу, в схеме автогенератора на рис. II.3 произведем приближенно с учетом условия (II.6). Тогда

$$\text{tg} |y_{\text{бк}}| = \frac{1}{\omega C_1' R_{\phi}}, \quad (\text{II.16})$$

где  $R_{\phi} = \frac{R \cdot R_{\text{бк}}}{R + R_{\text{бк}}}$ .

Сопротивление резистора  $R$  ориентировочно примем равным величине  $r_{\text{б}}$  транзистора автогенератора, полагая, что  $R_{\text{бк}} > r_{\text{б}}$ , так как транзистор работает на частоте  $f < f_{\text{бк}}$ . Сопротивление  $R_{\phi}$  оценим примерно как

$$R_{\phi} \approx (0,7 + 0,8)r_{\text{б}}. \quad (\text{II.17})$$

Тогда

$$C_1' = \frac{1}{\omega(0,7+0,8)r_{\text{б}} \text{tg} |y_{\text{бк}}|}. \quad (\text{II.18})$$

Модуль коэффициента передачи корректирующей цепи

$$K_{\phi} = \frac{U_{\text{б}}'}{U_{\text{б}}} = \sqrt{1 + \text{tg}^2 |y_{\text{бк}}|}, \quad (\text{II.19})$$

где  $U_{\text{б}}'$  - напряжение на базе, пересчитанное к зажимам контура (см. рис. II.4).

Коэффициент включения контура в базовую цепь транзистора находится по формуле

$$\rho_{\delta} = \rho K' = \frac{U_{\text{б}}'}{U_{\text{конт}}}, \quad (\text{II.20})$$

где  $K' = K \cdot K_{\phi}$ .

#### РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ ПИТАНИЯ

Расчет параметров цепи смещения транзистора ведется из условия получения выбранного режима работы транзистора и обеспечения условия самовозбуждения, которое при работе транзистора на частоте  $f < f_{\text{бк}}$  может быть записано как

$$S_{\phi}' K R_{\text{к}} > 1, \quad (\text{II.21})$$

где  $S_{\phi}'$  - крутизна статической характеристики  $i_{\text{к}} = f_{\text{к}}(u_{\text{б}})$  в начальной точке генерации.

При применении в базовой цепи транзистора комбинированного смещения, создаваемого делителем из резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и резистором  $R_3$  автосмещения (см. рис. II.1), расчет цепи смещения начинается с определения величины фиксированного напряжения  $E_{\text{б0}}$  смещения, создаваемого на резисторе  $R_2$  при протекании через делитель  $R_1$ ,  $R_2$  тока от источника коллекторного питания. Это напряжение при автосмещении за счет эмиттерного тока определяется приближенно формулой (при  $I_{\text{э0}} \approx I_{\text{к0}}$ )

$$E_{\text{б0}} \approx E_{\text{б}} - I_{\text{к0}} R_3. \quad (\text{II.22})$$

Сопротивление  $R_3$  выбирается с учетом соображений, приведенных в § 8.



При автосмещении за счет базового тока

$$E_{\delta 0} = E_{\delta} + I_{\delta 0} R_{\delta} \quad (II.23)$$

Сопротивление  $R_{\delta}$  желательно выбирать так, чтобы можно было обойтись без блокировочного дросселя в цепи базы (см. рис. II.1, а, б), т.е.

$$R_{\delta} \gg X_{\delta} \quad (II.24)$$

где  $X_{\delta}$  — сопротивление части контура между базой и коллектором. Зная величину  $E_{\delta 0}$  и задаваясь величиной тока через делитель (см. § 8), определяем сопротивления

$$R_1 = \frac{E_{к0} - E_{\delta 0}}{I_{дел}} \quad \text{и} \quad R_2 = \frac{E_{\delta 0}}{I_{дел}} \quad (II.25)$$

где  $E_{к0}$  — напряжение источника коллекторного питания.

При проверке выполнения условия (II.21) требуется определить крутизну характеристики  $i_k = f_k(u_{\delta})$  в начальной точке генерации. Для этого необходимо найти напряжение  $E_{\delta нач}$ , которое будет на базе в этой точке. Аналитический расчет этого напряжения затруднителен и удобнее определить его графически, как это предложено в работе [7]. Напряжение  $E_{\delta нач}$  найдется путем графического решения приближенного уравнения

$$I_{к нач} \approx \frac{E_{\delta 0} - E_{\delta нач}}{R_3} \quad (II.26)$$

Левая часть уравнения (II.26) описывается характеристикой  $i_k = f_k(u_{\delta})$ . Графическое решение уравнения показано на рис. II.5. Найдя  $E_{\delta нач}$  и определив по характеристике  $i_k = f_k(u_{\delta})$  крутизну  $S_0$  при  $u_{\delta} = E_{\delta нач}$ , проверяем выполнение условия (II.21).

Напряжение источника питания в коллекторной цепи находится как

$$E_{к0} \approx E_k + I_{к0} R_3 \quad (II.27)$$

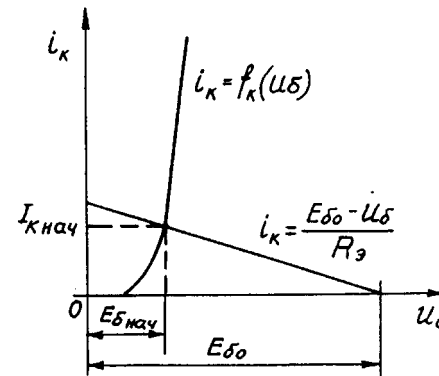


Рис. II.5. Графическое определение напряжения  $E_{\delta нач}$ .

Мощность, потребляемая автогенератором от источника питания,

$$P_{потр} = P_0 + P_{см} \approx I_{к0} E_{к0} + I_{дел}^2 (R_1 + R_2) + I_{к0}^2 R_3 \quad (II.28)$$

Блокировочные элементы в схеме питания определяются согласно указаниям в § 8.

## § 12. ДАЛЬНЕЙШИЙ ПОРЯДОК ПРОЕКТИРОВАНИЯ

После того, как произведен технический расчет каскадов высокочастотного тракта радиопередатчика, определяется полная мощность, расходуемая на питание всех каскадов этого тракта радиопередатчика. Вычерчивается принципиальная схема высокочастотного тракта согласно ГОСТ 2.721-68 — ГОСТ 2.748-68, ГОСТ 2.750-68 и ГОСТ 2.751-68.

Далее производится конструктивный расчет элементов радиопередатчика, в результате которого определяются геометрические размеры катушек индуктивности (длина катушки, диаметр обмотки и каркаса), дросселей, конденсаторов переменной емкости. Резисторы и конденсаторы постоянной емкости, выключатели и т.д. выбираются готовыми по каталогам и справочникам радиодеталей.

Все расчеты, краткие пояснения к ним и описание конструкции представляются в виде пояснительной записки. Затем изготавливаются чертежи конструкций отдельных блоков и всего радиопередатчика в целом. Указания по составлению пояснительной записки и изготовлению чертежей даны в работе [12].

Таблица 1,а

Параметры германиевых транзисторов при температуре окружающей среды +20°C  
( ориентировочные данные )

Тип	Структура-ра	$S_{01}$ , в/в	$S_{ч}$ , в/в	$E_{г}$ , в	$U_{кб доп}$ , в	$U_{г доп}$ , в	$P_{р доп}$ , Вт	$P_{г}$ , Ом	$C_{кб}$ ; $C_{ка}$ , пФ	$f_{бк}$ , МГц
П-401	p-n-p	0,3	0,05	0,3	20	1	0,1	100	10; -	6
П-402	p-n-p	0,3	0,05	0,3	20	1	0,1	100	10; -	8
П-403	p-n-p	0,3	0,05	0,3	20	1	0,1	100	10; 5	12
П-411	p-n-p	0,2	0,03	0,25	10	0,5	0,09	50	5; 2,4	25
П-416	p-n-p	0,12	0,05	0,2	15	3	0,1	100	8; 4	13
ГТ-308	p-n-p	0,5	0,04	0,25	20	3	0,15	80	8; -	18
ГТ-311 <sup>2)</sup>	p-n-p	0,5	0,05	0,3	12	2	0,15	60	2,0; 1	30
ГТ-313 <sup>3)</sup>	p-n-p	0,3	0,04	0,3	15	3	0,1	40	2,0; 1	80
ГТ-320	p-n-p	0,7	0,15	0,25	20	3	0,2	80	8; -	20
П-602	p-n-p	1,5	0,33	0,2	30	0,8	1,0	11	170; -	1
П-609	p-n-p	20	0,3	0,4	30	1,5	1,5	10	50; -	10

Примечания: 1. Допустимая мощность рассеивания без радиатора.

2. ГТ-311 ( Е, Л, И ).

3. ГТ-313 ( А, Б ).

Таблица 1.6

Параметры кремниевых транзисторов при температуре окружающей среды +20°C  
( ориентировочные данные )

Тип	Структура	$S_{\theta}$ , а/в	$S_{\theta'}$ , а/в	$E_{\beta}$ , в	$U_{\beta 6 \text{ (оп.)}}$ , в	$U_{\beta \text{ (оп.)}}$ , в	$P_{\text{расс.}}$ , вт	$r_{\beta}$ , ом	$C_{\text{об.}}$ , пф	$C_{\text{кв.}}$ , пф	$f_{\text{кр.}}$ , МГц
КТ-312	n-p-n	0,36	0,029	0,7	30	4	0,225	40	3; 1,5	-	14
КТ-603	n-p-n	0,7	0,15	0,6	30	3	0,5	20	15; -	-	33
КТ-606	n-p-n	3	0,5	0,7	65	4	1,5	1,5	5; -	-	50
КТ-802	n-p-n	5	1	0,7	150	3	50*	1+2	400; 200	-	1,5
КТ-803	n-p-n	6	1	0,7	80	4	60*	1+2	400; 200	-	2,5
КТ903	n-p-n	5	0,2	0,6	60	4	30*	1:2	150; 80	-	20
КТ-904	n-p-n	2,6	0,1	0,7	65	4	7*	1:2	10; 3	-	200
КТ-907	n-p-n	15	0,2	0,5	65	4	10*	~0,65	20; 5	-	60
КТ-909	n-p-n	60	3	0,7	65	4	27*	0,5	30; 5	-	100
КТ-911	n-p-n	6	0,6	0,6	55	3	6	5	10; -	-	120

\*) со стандартным теплоотводом.

Значение угла  $\theta'$  в зависимости от угла отсечки  $\theta$  и величины  $\omega T_{\text{к}}$  (значения углов в градусах)

$\theta$	$\omega T_{\text{к}}$															
	0,5	0,75	1,0	1,25	1,5	1,75	2,0	2,25	2,5	2,75	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0	
50	71	77	81	84	86	88	89	91	92	93	94	95	96	97	98	
55	77	83	88	91	94	96	98	100	101	102	103	105	106	107	108	
60	83	90	96	99	102	104	107	108	110	111	112	114	116	117	118	
65	89	96	102	106	110	113	115	117	119	120	122	124	126	127	128	
70	94	102	106	114	118	120	123	126	128	130	131	134	136	138	139	
75	100	108	115	121	126	129	132	135	137	139	141	144	147	149	151	
80	106	115	122	128	133	137	141	144	147	150	151	155	158	161	163	
85	111	121	129	135	141	146	150	153	157	160	162	166	170	173	176	
90	116	127	136	143	149	154	159	163	167	170	173	179	183	187	190	
95	122	133	143	151	158	163	169	173	178	182	185	193	198	203	208	
100	128	140	150	159	166	173	179	185	191	196	200	209	218	-	-	

Таблица 2.1б

Значение  $\chi_0$  в зависимости от угла отсечки  $\theta$  и величины  $\omega\%$   
(значения  $\theta$  даны в градусах)

$\theta$	0,5	0,75	1,0	1,25	1,5	1,75	2,0	2,25	2,5	2,75	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
50	0,056	0,057	0,045	0,041	0,037	0,034	0,031	0,029	0,027	0,025	0,024	0,021	0,019	0,018	0,016
55	0,075	0,068	0,061	0,056	0,052	0,047	0,044	0,041	0,038	0,036	0,034	0,030	0,027	0,025	0,023
60	0,097	0,089	0,081	0,074	0,068	0,063	0,059	0,055	0,052	0,048	0,046	0,041	0,037	0,034	0,032
65	0,123	0,113	0,104	0,096	0,088	0,082	0,077	0,072	0,068	0,064	0,060	0,055	0,050	0,046	0,042
70	0,152	0,141	0,130	0,121	0,112	0,105	0,098	0,092	0,087	0,082	0,078	0,070	0,064	0,059	0,055
75	0,185	0,173	0,160	0,149	0,139	0,130	0,123	0,115	0,109	0,103	0,098	0,089	0,082	0,075	0,070
80	0,221	0,207	0,194	0,181	0,169	0,159	0,150	0,142	0,134	0,127	0,121	0,110	0,102	0,094	0,087
85	0,260	0,245	0,230	0,216	0,203	0,192	0,181	0,172	0,163	0,155	0,148	0,138	0,124	0,115	0,108
90	0,302	0,286	0,270	0,255	0,240	0,227	0,215	0,204	0,195	0,185	0,177	0,163	0,150	0,139	0,131
95	0,345	0,329	0,312	0,296	0,280	0,266	0,253	0,241	0,229	0,219	0,210	0,193	0,179	0,167	0,157
100	0,392	0,376	0,357	0,339	0,323	0,307	0,293	0,279	0,267	0,257	0,246	0,228	0,212	0,195	0,186

Таблица 2.1в

Значения  $\chi_1$  в зависимости от угла отсечки  $\theta$  и величины  $\omega\%$   
(значения угла  $\theta$  даны в градусах)

$\theta$	$\omega\%$														
	0,5	0,75	1,0	1,25	1,5	1,75	2,0	2,25	2,5	2,75	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
50	0,102	0,091	0,081	0,073	0,066	0,060	0,055	0,052	0,046	0,045	0,042	0,038	0,034	0,031	0,028
55	0,124	0,111	0,100	0,090	0,083	0,077	0,070	0,065	0,055	0,061	0,059	0,052	0,047	0,042	0,039
60	0,147	0,134	0,121	0,110	0,101	0,094	0,087	0,082	0,068	0,081	0,076	0,068	0,062	0,056	0,052
65	0,171	0,157	0,143	0,131	0,120	0,111	0,104	0,099	0,081	0,103	0,097	0,087	0,079	0,072	0,067
70	0,196	0,181	0,165	0,152	0,140	0,130	0,123	0,117	0,095	0,128	0,121	0,109	0,099	0,091	0,084
75	0,220	0,204	0,187	0,173	0,160	0,149	0,140	0,135	0,108	0,155	0,146	0,132	0,120	0,110	0,102
80	0,245	0,228	0,210	0,195	0,181	0,169	0,159	0,154	0,122	0,184	0,174	0,157	0,145	0,131	0,121
85	0,270	0,252	0,233	0,217	0,202	0,189	0,178	0,172	0,135	0,214	0,203	0,182	0,166	0,153	0,141
90	0,295	0,276	0,256	0,239	0,223	0,210	0,199	0,192	0,148	0,244	0,231	0,208	0,19	0,174	0,161
95	0,320	0,299	0,278	0,260	0,243	0,230	0,218	0,211	0,163	0,273	0,258	0,233	0,212	0,194	0,179
100	0,345	0,322	0,300	0,281	0,263	0,249	0,236	0,230	0,178	0,319	0,284	0,255	0,232	0,218	0,196

Таблица 2,Г

Значения угла  $|\psi_k|$  в зависимости от угла отсечки  $\theta$  и величины  $\omega_k$   
( значения углов даны в градусах )

$\theta$	$\omega_k$														
	0,5	0,75	1,0	1,25	1,5	1,75	2,0	2,25	2,5	2,75	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
50	18	23	26	28	30	31	32	33	33	34	35	36	36	37	37
55	19	24	27	30	32	33	35	35	36	37	38	39	40	40	41
60	20	25	29	32	34	36	37	38	39	40	41	42	43	44	44
65	20	26	30	33	36	38	39	41	42	43	44	45	46	47	48
70	21	27	32	35	38	40	42	43	45	46	47	49	50	51	52
75	22	28	33	37	40	42	44	46	47	49	50	52	53	55	56
80	22	29	34	38	42	44	47	49	50	52	53	55	57	58	60
85	23	30	35	40	43	46	49	51	53	55	56	59	61	62	64
90	23	31	37	41	45	48	51	54	56	59	59	62	64	66	68
95	23	31	38	43	47	50	53	56	58	61	62	66	68	71	72
100	24	32	39	44	49	52	56	59	61	64	66	70	72	75	77

Значения  $\frac{1}{\gamma_k}$  в зависимости от угла отсечки  $\theta$  и величины  $\omega_k$   
( значения  $\theta$  даны в градусах )

$\theta$	$\omega_k$														
	0,5	0,75	1,0	1,25	1,5	1,75	2,0	2,25	2,5	2,75	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
50	1,82	1,81	1,79	1,78	1,78	1,77	1,77	1,77	1,76	1,76	1,76	1,76	1,75	1,75	1,75
55	1,79	1,77	1,76	1,75	1,74	1,73	1,73	1,72	1,72	1,72	1,71	1,71	1,70	1,70	1,70
60	1,75	1,73	1,72	1,70	1,69	1,69	1,68	1,68	1,67	1,66	1,66	1,66	1,65	1,65	1,64
65	1,72	1,69	1,68	1,66	1,65	1,64	1,63	1,62	1,62	1,61	1,61	1,60	1,59	1,59	1,59
70	1,68	1,65	1,63	1,62	1,60	1,59	1,58	1,57	1,57	1,56	1,55	1,55	1,54	1,53	1,53
75	1,64	1,61	1,59	1,57	1,55	1,54	1,53	1,52	1,51	1,50	1,50	1,48	1,47	1,46	1,45
80	1,60	1,57	1,54	1,52	1,50	1,49	1,47	1,46	1,45	1,44	1,43	1,42	1,41	1,40	1,39
85	1,56	1,53	1,49	1,47	1,45	1,43	1,41	1,4	1,39	1,38	1,37	1,35	1,34	1,32	1,31
90	1,52	1,48	1,45	1,42	1,39	1,38	1,36	1,34	1,33	1,31	1,3	1,28	1,26	1,25	1,23
95	1,47	1,44	1,40	1,37	1,34	1,32	1,30	1,27	1,26	1,25	1,23	1,20	1,18	1,16	1,14
100	1,43	1,39	1,35	1,32	1,28	1,26	1,24	1,21	1,29	1,17	1,15	1,12	1,10	1,08	1,06



Таблица 2, е  
 Модули коэффициентов разложения  $\chi_2$  и  $\chi_3$  для второй и третьей гармоник в зависимости от угла отсечки  $\theta$  и величины  $\omega\tau_{\text{вк}}$  \*)

$\theta$	$\omega\tau_{\text{вк}}$											
	$\chi_2(\theta, \omega\tau_{\text{вк}})$					$\chi_3(\theta, \omega\tau_{\text{вк}})$						
	0,5	I	2	3	4	5	0,5	I	2	3	4	5
40	0,043	0,032	0,021	0,013	0,012	0,009	0,031	0,021	0,013	0,011	0,007	0,006
45	0,039	0,044	0,029	0,021	0,017	0,014	0,038	0,026	0,016	0,013	0,009	0,007
50	0,076	0,057	0,038	0,028	0,022	0,018	0,044	0,03	0,018	0,014	0,01	0,008
55	0,034	0,071	0,047	0,035	0,028	0,023	0,047	0,032	0,0184	0,011	0,0098	0,008
60	0,112	0,069	0,036	0,042	0,035	0,027	0,040	0,031	0,017	0,01	0,009	0,007
65	0,129	0,038	0,054	0,047	0,037	0,031	0,045	0,028	0,015	0,009	0,0075	0,006
70	0,148	0,109	0,070	0,051	0,04	0,032	0,039	0,023	0,012	0,009	0,0075	0,0062
75	0,138	0,117	0,075	0,033	0,041	0,033	0,031	0,018	0,012	0,013	0,009	0,008
80	0,134	0,121	0,074	0,032	0,039	0,031	0,021	0,015	0,015	0,016	0,011	0,010
85	0,169	0,122	0,072	0,048	0,035	0,027	0,014	0,019	0,019	0,017	0,013	0,011
90	0,173	0,12	0,066	0,042	0,028	0,021	0,018	0,026	0,023	0,016	0,013	0,01

\*) Таблица предоставлена сотрудником ИЭИ канд. техн. наук БОГАЧЕВЫМ В.М.

Таблица 3  
 Коэффициенты косинусоидальных импульсов

$\theta, \text{ в } \omega\tau_{\text{вк}}$ градусы	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\delta_0$	$\delta_1$	$\frac{\delta_1}{\delta_0}$
50	0,186	0,339	0,039	0,121	1,85
55	0,201	0,336	0,066	0,156	1,82
60	0,218	0,391	0,109	0,196	1,79
65	0,236	0,414	0,136	0,239	1,76
70	0,253	0,430	0,150	0,288	1,73
75	0,269	0,430	0,190	0,337	1,69
80	0,280	0,472	0,230	0,390	1,65
85	0,302	0,487	0,270	0,445	1,61
90	0,318	0,500	0,318	0,500	1,57
95	0,334	0,510	0,363	0,554	1,53
100	0,350	0,520	0,411	0,611	1,49