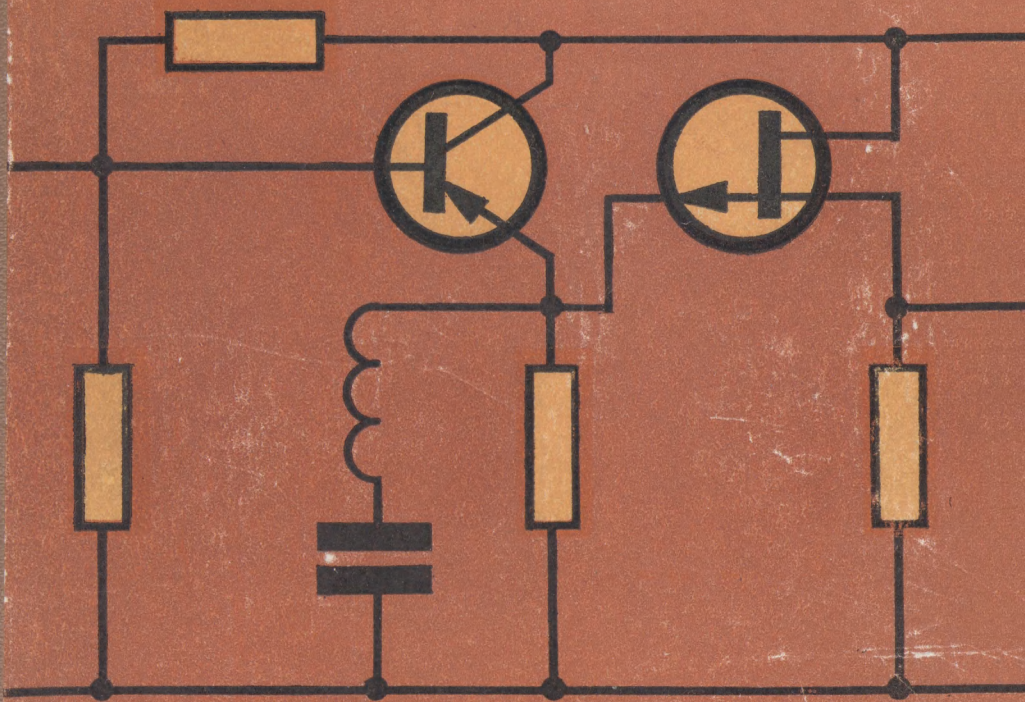


УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ТРАНЗИСТОРАХ

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ТРАНЗИСТОРАХ

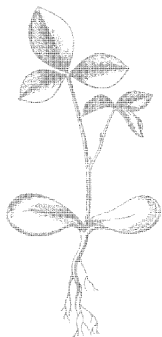
*И. Н. Мигулин,
М. З. Чаповский*



*И. Н. Мигулин,
М. В. Чаповский*

**УСИЛИТЕЛЬНЫЕ
УСТРОЙСТВА
НА ТРАНЗИСТОРАХ
(ПРОЕКТИРОВАНИЕ)**

Издание 2-е, исправленное
и дополненное



**ИЗДАТЕЛЬСТВО «ТЕХНІКА»
Київ — 1974**

6Ф2.12

М57

УДК 621.382.3 : 53.084.6.001.2

Усилительные устройства на транзисторах (проектирование).
Мигулин И. Н., Чаповский М. З. Изд. 2-е, исправленное и дополненное. «Техніка», 1974, 428 стр.

Рассмотрены рекомендации по выбору и построению усилительных схем, даны описания и сравнительная оценка различных схемных решений, обеспечивающих высокие качественные показатели и надежность. Большое внимание уделено вопросам выбора режима работы транзисторов, способам питания схем, стабилизации режима, а также описанию наиболее типичных схем. Приведены многочисленные примеры расчета. Настоящее второе издание дополнено главами, посвященными усилителям постоянного тока и высокочастотным избирательным усилителям. Кроме того, в него включены основные электрические свойства полевых транзисторов, выбор и стабилизация их режима, а также применение для повышения качественных показателей усилителей. Это делает книгу более полным пособием по проектированию усилительных устройств на транзисторах.

Рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой радиоэлектронной аппаратуры.

Табл. 23, илл. 140, библи. 14.

Рецензент *В. М. Волков*, докт. техн. наук

Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи

Заведующий редакцией инж. *З. В. Божко*

Игорь Николаевич Мигулин, докт. техн. наук,
Михаил Захарович Чаповский, канд. техн. наук

Усилительные устройства на транзисторах

Редактор издательства инж. *Л. О. Полянская*

Переплет художника *Б. М. Бойко*

Художественный редактор *В. С. Шапошников*

Технические редакторы *Л. И. Левочкина, Н. А. Бондарчук*

Корректор *Л. В. Лобанова*

Сдано в набор 9.IV. 1973 г. Подписано к печати 7.IX. 1973 г. Формат бумаги 60×84¹/₁₆. Бумага типографская № 3. Объем: 26,75 физ. л., 24,87 усл. л., 24,86 уч.-изд. л. Тираж 30 000. Заказ № 3-138. БФ 06353. Цена 1 руб.38 коп

Издательство «Техніка», 252601, Киев, 1, ГСП, Пушкинская, 28.

Книжная ф-ка им. М. В. Фрунзе республиканского производственного объединения «Полиграфкнига», Харьков, Донец-Захаржевская, 6/8.

М $\frac{3313-004}{M202(04)-74}$ 89-74

© Издательство «Техніка», 1970 г.

© Издательство «Техніка», 1974 г., с изменениями.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Одним из основных направлений современного технического прогресса является бурное развитие радиоэлектроники и проникновение ее в самые различные отрасли народного хозяйства и науки. Создание новых электронных приборов и разработка прогрессивной технологии позволили успешно решить ряд сложных научно-технических задач и создать совершенную и надежную аппаратуру. Немалую роль в этом отношении сыграло развитие полупроводниковой электроники и, в частности, транзисторов.

За время своего сравнительно недолгого существования транзисторы получили всеобщее признание. Одной из обширных областей их применения являются всевозможные усилительные устройства, к качественным показателям которых часто предъявляются высокие требования.

В своей практической деятельности проектировщик встречается с рядом вопросов: как построить схему устройства, лучше всего отвечающую поставленным требованиям, как рассчитать эту схему; выбрать наиболее выгодный режим работы ее элементов; каким образом можно добиться уменьшения влияния факторов внешней среды на качественные показатели устройства и обеспечить их стабильность во времени; как устранить те или иные дефекты, выявленные в процессе разработки, налаживания и испытания схемы, а также много других подобных вопросов. В предлагаемой вниманию читателей книге авторы попытались ответить на многие перечисленные

вопросы, основываясь на своем многолетнем опыте создания эффективных и стабильных схем различных усилителей. Приводимые в книге схемы подвергались тщательному теоретическому и экспериментальному исследованию. Из большого многообразия возможных вариантов схемных решений отбирались только те, которые обеспечивают получение высоких технических показателей и стабильность параметров.

Разрабатывая вопросы проектирования, авторы не стремились дать готовых рецептов и полных схем сложных многокаскадных усилителей. Материал книги подобран так, чтобы проектировщик мог сознательно подойти к выбору наиболее подходящих схем отдельных каскадов, смог произвести их компоновку, расчет и добиться получения нужных ему результатов. Приводимые в книге примеры должны облегчить эту работу.

Естественно, что в рамках одной небольшой книги нельзя исчерпывающе охватить все вопросы проектирования, а также полностью удовлетворить запросы всех читателей. Отзывы и замечания просим направлять по адресу: 252 601, Киев, 1, ГСП, Пушкинская, 28, издательство «Техніка».

Часть I

Общие вопросы проектирования усилителей

Глава 1

ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

1. МАЛОСИГНАЛЬНАЯ ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ТРАНЗИСТОРА

Для проектирования усилителей по заданным качественным показателям (как и при проектировании любой другой аппаратуры) необходимо всестороннее знание свойств используемых электроэлементов. Так как свойства транзисторных усилителей определяются главным образом используемыми в них транзисторами, целесообразно первоначально кратко рассмотреть характеристики и параметры транзисторов, а также влияние на них различных внешних факторов.

Управление током в транзисторе происходит в эмиттерном переходе под действием приложенной к нему разности потенциалов. Количественно этот процесс описывается уравнением вольт-амперной характеристики

$$i_{\varepsilon} = I_{\varepsilon 0} \left(e^{\frac{q}{kT} u_{\varepsilon 6}} - 1 \right), \quad (1.1)$$

где $I_{\varepsilon 0}$ — обратный ток эмиттерного перехода; $q = 1,69 \times 10^{-19}$ кул — заряд электрона; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ дж/град — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; $u_{\varepsilon 6}$ — приложенная к p - n -переходу разность потенциалов.

Зависимость (1.1) подтверждается экспериментально с высокой точностью в широком диапазоне изменений рабочих токов и определяет основные нелинейные свойства транзистора.

При работе в режиме малых сигналов удобно пользоваться понятием дифференциальной проводимости перехода

$$G_{\varepsilon} = \frac{di_{\varepsilon}}{du_{\varepsilon 6}} = \frac{q}{kT} I_{\varepsilon 0} e^{\frac{q}{kT} u_{\varepsilon 6}} = \frac{q}{kT} (i_{\varepsilon} + I_{\varepsilon 0}), \quad (1.2)$$

которая линейно зависит от рабочего тока и определяет зависимость большинства параметров транзистора от тока.

Процесс управления током в эмиттерном переходе происходит практически безынерционно. Поэтому при работе на любой частоте можно считать, что переменная составляющая тока эмиттера всегда совпадает по фазе с управляющим напряжением, действующим на переходе. Если к эмиттерному переходу, совместно с постоянным напряжением $u_{эб0}$, приложить переменное напряжение $U_{эб}$, не превышающее единицы милливольт, то амплитуда переменной составляющей тока эмиттера

$$I_э = G_э \dot{U}_{эб}. \quad (1.3)$$

Важно отметить, что токи во внешних цепях транзистора протекают в момент, когда носители зарядов (электроны и дырки) пересекают соответствующий p - n -переход. Поэтому ток эмиттера $I_э$ совпадает по фазе с управляющим напряжением $\dot{U}_{эб}$. Некоторая часть вводимых в базу неосновных носителей рекомбинирует на свободной поверхности и в объеме базы и поэтому не принимает участия в образовании коллекторного тока. Следовательно, рекомбинационный ток замыкается только в цепи эмиттер — база и также, как ток эмиттера, является активным:

$$I'_б = g_{эб} \dot{U}_{эб}. \quad (1.4)$$

Здесь $g_{эб}$ — коэффициент пропорциональности, имеющий размерность проводимости, который учитывает рекомбинационный ток базы.

Основная часть введенных в базу неосновных носителей в результате диффузии или дрейфа достигает коллекторного перехода и создает в его цепи ток. Так как поток носителей промодулирован управляющим напряжением $\dot{U}_{эб}$, то в цепи коллектора будет протекать управляемый ток. Поэтому можно считать, что между эмиттером и коллектором как бы включен эквивалентный генератор тока:

$$I_к = (G_э - g_{эб}) \dot{U}_{эб} = G'_э \dot{U}_{эб}, \quad (1.5)$$

где $G'_э$ — коэффициент пропорциональности с размерностью проводимости.

Для понимания частотных свойств транзистора важным является то, что на преодоление носителями слоя базы требуется некоторое время $\tau_п$, называемое средним временем пролета. В результате ток коллекторного перехода запаздывает по отношению к току эмиттера (а следовательно, и к напряжению $\dot{U}_{эб}$) на фазовый угол

$$\varphi_п = \omega \tau_п. \quad (1.6)$$

При работе на низких частотах этот фазовый угол настолько мал, что его можно считать равным нулю. Тогда векторная диаграмма токов транзистора для низких частот будет выглядеть так, как показано на рис. 1.1,а, и все токи имеют чисто активный характер. При работе на высоких частотах фазовый угол запаздывания коллекторного тока становится заметным и увеличивается с ростом частоты (рис. 1.1,б). Вследствие непрерывности токов разностный ток

$$I_{\delta} = I_{\varepsilon} - I_{\kappa} \quad (1.7)$$

будет замыкаться в цепи эмиттер — база. Из векторной диаграммы нетрудно видеть, что этот ток будет иметь емкостную составляющую

$$I_{\delta}'' = j\omega C_{\varepsilon\delta} U_{\varepsilon\delta}, \quad (1.8)$$

где $C_{\varepsilon\delta}$ — коэффициент пропорциональности, имеющий размерность емкости и представляющий собой суммарную (зарядную и диффузионную) емкость эмиттерного $p-n$ -перехода.

Тогда полный ток базы, объединяющий рекомбинационную и емкостную составляющие,

$$I_{\delta} = I_{\delta}' + I_{\delta}'' = (g_{\varepsilon\delta} + j\omega C_{\varepsilon\delta}) U_{\varepsilon\delta}. \quad (1.9)$$

Необходимо еще принять во внимание, что ток I_{δ} протекает через имеющее значительную величину распределенное сопротивление базы r_{δ} . В результате часть приложенного к внешним выводам эмиттера и базы напряжения U_{δ} теряется на этом сопротивлении, и полезное управляющее напряжение на эмиттерном переходе

$$U_{\varepsilon\delta} = U_{\delta} - I_{\delta} r_{\delta} \quad (1.10)$$

уменьшается при возрастании рабочей частоты. Это и является основной причиной частотной зависимости токов транзистора.

Для построения полной физической эквивалентной схемы транзистора необходимо принять во внимание наличие некоторой активной проводимости $g_{\delta\kappa}$ и емкости $C_{\delta\kappa}$ коллекторного перехода, а также некоторое прямое влияние коллекторного напряжения на ток эмиттера. Последнее может быть учтено включением между эмиттером и коллектором эквивалентной проводимости $g_{\text{эк}}$.

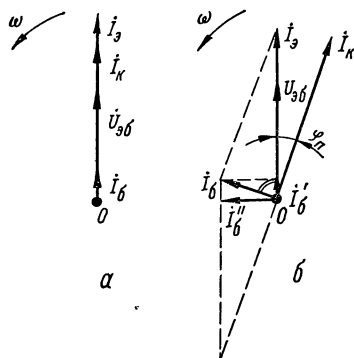


Рис. 1.1. Векторные диаграммы токов транзистора при работе на частотах: а — низких; б — высоких.

В результате учета влияния всех перечисленных факторов может быть построена физическая эквивалентная схема транзистора, показанная на рис. 1.2. Эта схема описывает с достаточно высокой точностью поведение транзистора в диапазоне частот, на которых возможно его использование в усилителях, что хорошо подтверждается экспериментально.

Управление током в полевых транзисторах осуществляется изменением поперечного сечения проводящего канала, которое происходит под воздействием разности потенциалов, прикладываемой между затвором и каналом. Конструктивно различают полевые транзисторы с *p-n*-переходом и со структурой металл — диэлектрик — полупроводник (МДП), которые делятся на приборы со

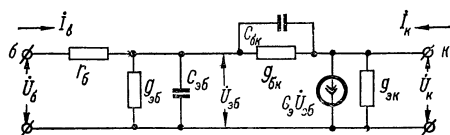


Рис. 1.2. Физическая эквивалентная схема транзистора.

встроенным и с индуцированным каналами. По внешним электрическим свойствам эти разновидности отличаются лишь формой статических характеристик и полярностью прикладываемого к затвору напряжения.

В транзисторах с *p-n*-переходом напряжение к затвору должно прикладываться в направлении запирающего перехода. Максимальный ток получается при нулевом смещении на нем, а при увеличении прикладываемого к затвору напряжения ток стока уменьшается. При изменении полярности напряжения на затворе появляется ток затвора, и входное сопротивление прибора резко падает. Полевые транзисторы с *p-n*-переходом по совокупности свойств наиболее близки к электронным лампам и имеют левые статические характеристики.

В МДП-транзисторах к затвору прикладывают напряжения различной полярности, и при этом их входное сопротивление остается высоким. В приборах с индуцированным каналом при отсутствии напряжения на затворе ток стока равен нулю. Ток появляется и возрастает, если к затвору прикладывается напряжение в направлении, при котором возникает (индуцируется) проводящий канал. Эти транзисторы имеют полностью правые характеристики.

Характеристики МДП-транзисторов со встроенным каналом занимают промежуточное положение. Эти приборы могут работать при напряжении на затворе с различной полярностью, причем, при одной полярности ток стока возрастает, а при другой — уменьшается.

Физически полевой транзистор любого типа представляет собой распределенную *RC*-структуру, эквивалентная схема которой показана на рис. 1.3, а. Затвор, располагающийся в непосредствен-

ной близости от канала, образует распределенную емкость по отношению к разным частям последнего. Сам же канал представляет переменное сопротивление, величина которого меняется в зависимости от приложенного к затвору напряжения, что и обуславливает управление током стока. С достаточной для практических целей точностью распределенные емкость и сопротивление можно заменить парами сосредоточенных элементов R_1 , R_2 и C_1 , C_2 , отражающими процессы в областях канала, примыкающих к истоку и

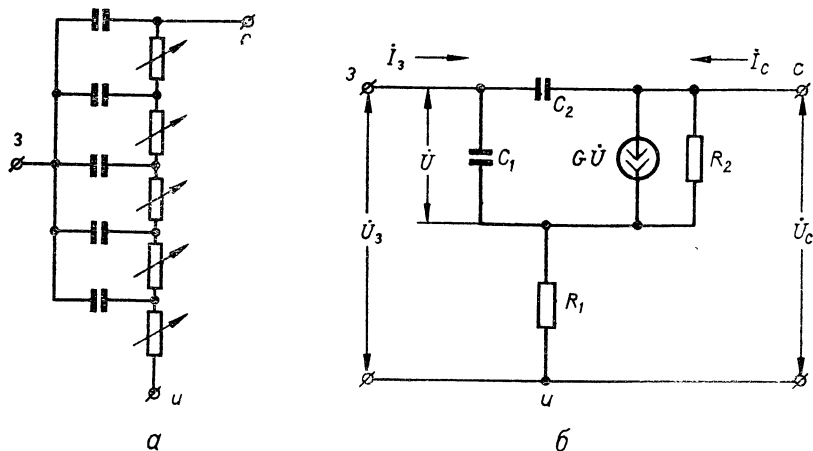


Рис. 1.3. Эквивалентные схемы полевого транзистора:
 а — в виде распределенной RC-структуры; б — в сосредоточенными параметрами.

стоку (рис. 1.3, б). Наличие управляемого тока учитывается введением генератора тока $G\dot{U}$, ток которого зависит от разности потенциалов \dot{U} между затвором и каналом.

2. СИСТЕМЫ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

Для количественного описания процессов и расчета транзисторных схем широко используются приемы теории четырехполюсников. Формально все используемые в теории четырехполюсников системы параметров являются равноправными и одинаково полно отображают внешние электрические свойства цепи. Однако применительно к транзисторам для включения по схеме с общим эмиттером, которая чаще всего встречается в транзисторных усилителях, наиболее широко применяются системы Y - и H -параметров.

В системе Y -параметров уравнения токов транзистора можно представить в виде:

$$\left. \begin{aligned} I_{\text{б}} &= \dot{Y}U_{\text{б}} - \dot{Y}_{\text{обр}}U_{\text{к}}; \\ I_{\text{к}} &= \dot{S}U_{\text{б}} + \dot{Y}_iU_{\text{к}}, \end{aligned} \right\} \quad (1.11)$$

где \dot{Y} — входная проводимость; $\dot{Y}_{\text{обр}}$ — проводимость обратной связи; \dot{S} — крутизна; \dot{Y}_i — внутренняя проводимость транзистора.

Определяя в соответствии с правилами теории четырехполюсников Y -параметры эквивалентной схемы (рис. 1.2) и вводя обозначения:

$$\left. \begin{aligned} g &= \dot{Y} \Big|_{\omega=0} = \frac{\partial i_{\text{б}}}{\partial u_{\text{б}}} \Big|_{u_{\text{к}} = \text{const}} = \frac{g_{\text{эб}}}{1 + g_{\text{эб}}r_{\text{б}}}; \\ g_{\text{обр}} &= \dot{Y}_{\text{обр}} \Big|_{\omega=0} = - \frac{\partial i_{\text{б}}}{\partial u_{\text{к}}} \Big|_{u_{\text{б}} = \text{const}} = \frac{g_{\text{бк}}}{1 + g_{\text{эб}}r_{\text{б}}}; \\ S_0 &= \dot{S} \Big|_{\omega=0} = \frac{\partial i_{\text{к}}}{\partial u_{\text{б}}} \Big|_{u_{\text{к}} = \text{const}} = \frac{G'_s}{1 + g_{\text{эб}}r_{\text{б}}}; \\ g_i &= \dot{Y}_i \Big|_{\omega=0} = \frac{\partial i_{\text{к}}}{\partial u_{\text{к}}} \Big|_{u_{\text{б}} = \text{const}} = g_{\text{эк}} + g_{\text{бк}}(1 + S_0r_{\text{б}}); \\ \tau &= \frac{C_{\text{эб}}r_{\text{б}}}{1 + g_{\text{эб}}r_{\text{б}}}, \end{aligned} \right\} \quad (1.12)$$

окончательно получаем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y} &= \frac{1}{r_{\text{б}}} \cdot \frac{gr_{\text{б}} + j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}; \\ \dot{Y}_{\text{обр}} &= \frac{g_{\text{обр}} + j\omega C_{\text{бк}}}{1 + j\omega\tau}; \\ \dot{S} &= \frac{S_0}{1 + j\omega\tau}; \\ \dot{Y}_i &= g_i + \frac{j\omega S_0 r_{\text{б}} C_{\text{бк}}}{1 + j\omega\tau} + j\omega C_{\text{бк}} \end{aligned} \right\} \quad (1.13)$$

Входящая в эти формулы величина τ , определяющая частотную зависимость параметров, физически представляет постоянную времени эквивалентной схемы транзистора (рис. 1.2) со стороны входных зажимов.

В выражения Y -параметров (1.13) входит семь независимых параметров, из которых g , $g_{\text{обр}}$, S_0 и g_i — значения соответствующих Y -параметров на низких частотах. Все они являются активными проводимостями, вычисляемыми (или измеряемыми) согласно (1.12) по приращениям токов и напряжений. Величины τ , $r_{\text{б}}$ и $C_{\text{бк}}$

можно рассматривать как высокочастотные параметры транзистора, определяющие его частотные свойства. Аналогичный результат получается и при использовании любой другой системы параметров.

Наиболее существенно на свойства усилителей влияют крутизна S_0 , входная проводимость g , сопротивление базы r_b и постоянная времени τ . Реже приходится оперировать с величинами внутренней проводимости g_i и коллекторной емкости $C_{бк}$. С ними приходится иметь дело лишь тогда, когда необходимо учесть реакцию коллекторной цепи транзистора или влияние внутренней обратной связи. Влияние проводимости $g_{обр}$ на работу усилителей ничтожно, и в большинстве случаев можно обходиться без этого параметра.

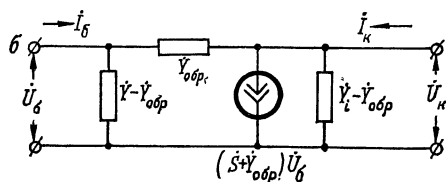


Рис. 1.4. Эквивалентная схема транзистора, соответствующая системе Y -параметров.

Система Y -параметров наиболее удобна для расчета усилителей, содержащих обычно значительное число параллельно соединенных ветвей. При этом проводимости соответствующих ветвей и параметры транзисторов просто суммируются, что упрощает получение необходимых соотношений и выполнение расчетов. Эквивалентная схема транзистора в системе Y -параметров (рис. 1.4) аналогична эквивалентной схеме электронной лампы, что позволяет пользоваться единой методикой при расчете транзисторных и ламповых схем.

В системе H -параметров уравнения входного напряжения и выходного тока имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_б &= \dot{H}_{11}\dot{I}_б + \dot{H}_{12}\dot{U}_к; \\ \dot{I}_к &= \dot{H}_{21}\dot{I}_б + \dot{H}_{22}\dot{U}_к. \end{aligned} \right\} \quad (1.14)$$

Здесь \dot{H}_{11} — входное сопротивление; \dot{H}_{12} — коэффициент обратной связи; \dot{H}_{21} — коэффициент усиления по току; \dot{H}_{22} — выходная проводимость.

Определяя для схемы (рис. 1.2) H -параметры и вводя обозначения:

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= \dot{H}_{11} \Big|_{\omega=0} = \frac{\partial u_{\delta}}{\partial i_{\delta}} \Big|_{u_{\kappa}=\text{const}} = r_{\delta} + \frac{1}{g_{\delta\delta}}; \\ h_{12} &= \dot{H}_{12} \Big|_{\omega=0} = \frac{\partial u_{\delta}}{\partial u_{\kappa}} \Big|_{i_{\delta}=\text{const}} = -\frac{g_{\delta\kappa}}{g_{\delta\delta}}; \\ h_{21} &= \dot{H}_{21} \Big|_{\omega=0} = \frac{\partial i_{\kappa}}{\partial i_{\delta}} \Big|_{u_{\kappa}=\text{const}} = \frac{G'_{\delta}}{g_{\delta\delta}}; \\ h_{22} &= \dot{H}_{22} \Big|_{\omega=0} = \frac{\partial i_{\kappa}}{\partial u_{\kappa}} \Big|_{i_{\delta}=\text{const}} = g_{\text{эк}} + g_{\delta\kappa} \left(1 + \frac{G'_{\delta}}{g_{\delta\delta}} \right); \\ \tau_h &= \frac{C_{\delta\delta}}{g_{\delta\delta}}, \end{aligned} \right\} \quad (1.15)$$

окончательно получаем:

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_{11} &= \frac{h_{11} + j\omega\tau_h r_{\delta}}{1 + j\omega\tau_h}; \\ \dot{H}_{12} &= \frac{h_{12} - j\omega C_{\delta\kappa} h_{11}}{1 + j\omega\tau_h}; \\ \dot{H}_{21} &= \frac{h_{21}}{1 + j\omega\tau_h}; \\ \dot{H}_{22} &= h_{22} + \frac{j\omega C_{\delta\kappa} h_{21}}{1 + j\omega\tau_h} + j\omega C_{\delta\kappa}. \end{aligned} \right\} \quad (1.16)$$

Здесь (так же, как и в системе Y -параметров) свойства транзистора определяют семь независимых величин: четыре низкочастотных параметра h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} и три высокочастотных — τ_h , r_{δ} и $C_{\delta\kappa}$.

Величины Y - и H -параметров связаны между собой простыми соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} g &= \frac{1}{h_{11}}; \\ g_{\text{обр}} &= -\frac{h_{12}}{h_{11}}; \\ S_0 &= \frac{h_{21}}{h_{11}}; \\ g_i &= h_{22} + h_{12} \frac{h_{21}}{h_{11}}; \\ \tau &= \tau_h \frac{r_{\delta}}{h_{11}}, \end{aligned} \right\} \quad (1.17)$$

или

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= \frac{1}{g}; \\ h_{12} &= -\frac{g_{\text{обр}}}{g}; \\ h_{21} &= \frac{S_0}{g}; \\ h_{22} &= g_i + g_{\text{обр}} \frac{S_0}{g}; \\ \tau_h &= \frac{\tau}{gr_0}. \end{aligned} \right\} \quad (1.18)$$

В справочных данных по транзисторам не всегда приводятся необходимые значения параметров или приводятся величины других параметров (например H -параметров для схемы с общей базой, наибольшее значение произведения $r_0 C_{\text{бк}}$, предельная частота усиления и генерации и т. п.). В настоящей книге в дальнейшем приводятся расчетные формулы, в которых использована система Y -параметров. Поэтому ниже даны еще формулы пересчета, позволяющие вычислить необходимые величины по имеющимся в справочниках данным. Если в справочнике приведены H -параметры для схемы включения с общей базой, то тогда

$$\left. \begin{aligned} g &= \frac{1 - h_{216}}{h_{116}}; \\ g_{\text{обр}} &= h_{226} - \frac{h_{126}}{h_{116}} (1 - h_{216}); \\ S_0 &= \frac{h_{216}}{h_{116}}; \\ g_i &= h_{226} + h_{126} \frac{h_{216}}{h_{116}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.19)$$

В эти формулы следует подставлять абсолютные значения H -параметров для схемы с общей базой.

Если в справочнике приводится величина предельной частоты усиления или генерации, то постоянную времени можно определить по формуле

$$\tau = \frac{S_0}{C_{\text{бк}} (4\pi f_{\text{пред}})^2}. \quad (1.20)$$

Для высокочастотных транзисторов вместо $f_{\text{пред}}$ часто приводят значение модуля коэффициента усиления по току \dot{H}_{21} на частоте 10; 50; 100 Мгц и т. п. В этом случае постоянно времени можно вычислить по формуле

$$\tau = \frac{S_0 r_6}{2\pi f |\dot{H}_{21}|}, \quad (1.21)$$

где f — значение частоты, для которой приводится величина $|\dot{H}_{21}|$.

Сопротивление базы r_6 , имеющее важное значение при многих расчетах, в справочных данных приводится редко. Максимальную возможную величину этого сопротивления можно рассчитать по предельному значению произведения $r_6 C_{\text{бк}}$ и емкости $C_{\text{бк}}$:

$$r_{6. \text{ макс}} = \frac{(r_6 C_{\text{бк}})_{\text{ макс}}}{C_{\text{бк}}}. \quad (1.22)$$

Однако при этом следует помнить, что у современных транзисторов разброс величин r_6 довольно велик, и чаще встречаются значения r_6 в 2—3 раза меньшие максимального.

Для описания свойств полевых транзисторов используется система Y -параметров, которой соответствует система уравнений токов (1.11) и эквивалентная схема рис. 1.4. Использовать системы Z - и H -параметров для полевых транзисторов вследствие отсутствия у них входного тока нельзя. В дальнейшем параметры полевых транзисторов будут отмечены индексом «п».

Определив для эквивалентной схемы (рис. 1.3, б) Y -параметры и используя обозначения:

$$\left. \begin{aligned} R &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}; \\ S_{0п} &= \frac{1}{R_1} \cdot \frac{GR}{1 + GR}; \\ g_{iп} &= \frac{1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{1 + GR}; \\ C_{зи} &= \frac{C_1}{1 + GR}; \\ C_{зс} &= C_2 \end{aligned} \right\} \quad (1.23)$$

и

$$\tau_{п} = C_{зи} R = \frac{C_1 R}{1 + GR},$$

после пренебрежения слагаемыми высших порядков малости получим:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{\text{п}} &= j\omega C_{\text{зс}} + \frac{j\omega C_{\text{зи}}}{1 + j\omega\tau_{\text{п}}}; \\ \dot{Y}_{\text{обр. п}} &= j\omega C_{\text{зс}}; \\ \dot{S}_{\text{п}} &= \frac{S_{0\text{п}}}{1 + j\omega\tau_{\text{п}}} - j\omega C_{\text{зс}}; \\ \dot{Y}_{\text{ип}} &= \frac{g_{\text{ип}}}{1 + j\omega\tau_{\text{п}}} + j\omega C_{\text{зс}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.24)$$

В последние выражения входят низкочастотные параметры: крутизна $S_{0\text{п}}$ и внутренняя проводимость $g_{\text{ип}}$, а также высокочастотные параметры: емкость затвор — исток $C_{\text{зи}}$, емкость затвор — сток $C_{\text{зс}}$ и постоянная времени транзистора $\tau_{\text{п}}$.

Характерной особенностью полевых транзисторов является то, что на низких частотах активная составляющая входной проводимости мала и определяется дифференциальной проводимостью запятого перехода или проводимостью утечки в диэлектриках (для МДП-транзисторов). В большинстве случаев ее можно просто считать равной нулю. По мере возрастания рабочей частоты входная проводимость сначала имеет емкостный характер, но на более высоких частотах появляется активная составляющая

$$g_{\text{вх}} = \text{Re } \dot{Y}_{\text{п}} = \frac{\omega^2 \tau_{\text{п}} C_{\text{зи}}}{1 + (\omega\tau_{\text{п}})^2}, \quad (1.25)$$

которая при неограниченном возрастании частоты стремится к приведенной проводимости канала $\frac{1}{R}$. Это обстоятельство приводит к тому, что только на сравнительно низких частотах полевой транзистор можно считать идеальным прибором, не потребляющим энергии по цепи управления. На высоких частотах сопротивление канала R через емкость $C_{\text{зи}}$ шунтирует вход прибора, что и обуславливает появление активной составляющей входной проводимости.

3. ЗАВИСИМОСТЬ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОТ РЕЖИМА РАБОТЫ И ТЕМПЕРАТУРЫ

Величины малосигнальных параметров транзистора главным образом зависят от рабочего тока. Указанное свойство транзисторов обусловлено тем, что дифференциальная проводимость эмиттерного перехода G_s (1.2) является линейной функцией протекаю-

щего через него тока. Учитывая, что ток эмиттера распределяется между базой и коллектором, для проводимостей эквивалентной схемы (рис. 1.2) можно записать

$$\left. \begin{aligned} G'_э &= \frac{q}{kT} (i_k - I_{к0}); \\ g_{эб} &= \frac{q}{kT} (i_b + I_{э0} + I_{к0}). \end{aligned} \right\} \quad (1.26)$$

Эти зависимости и определяют влияние рабочего тока транзистора на величину его малосигнальных параметров (1.12). При токах, не превышающих 5 ма, обычно выполняется условие

$$g_{эб} r_b \ll 1, \quad (1.27)$$

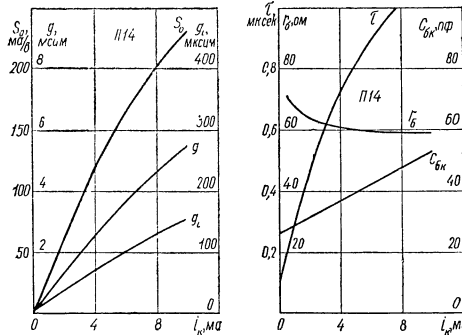


Рис. 1.5. График зависимости параметров транзистора от тока коллектора.

и параметры S_0 , g , g_i , τ меняются пропорционально току эмиттера $i_э$, а следовательно, и току коллектора i_k (рис. 1.5). Это обстоятельство необходимо принимать во внимание при расчете усилителей, так как выбранный исходный рабочий ток транзистора может не совпадать с тем током, при котором измерены величины параметров.

Для пересчета параметров транзистора к его рабочему режиму при $i_k \leq 5$ ма можно пользоваться следующими приближенными формулами:

$$\left. \begin{aligned} g(i_k) &= g(i'_k) \frac{i_k}{i'_k} + g_0; \\ S_0(i_k) &= S_0(i'_k) \frac{i_k}{i'_k}; \\ g_i(i_k) &= g_i(i'_k) \frac{i_k}{i'_k}; \\ \tau(i_k) &= \tau(i'_k) \frac{i_k}{i'_k} + \tau_0, \end{aligned} \right\} \quad (1.28)$$

где i'_k — величина тока, при котором проводились измерения параметров; i_k — выбранный рабочий ток; g_0 и τ_0 — значения входной проводимости и постоянной времени транзистора при $i_k = 0$.

Когда рабочий ток превышает 0,2—0,3 *ма*, влияние g_0 и τ_0 становится несущественным и в выражениях (1.28) их можно отбросить.

Сопротивление базы r_6 и коллекторная емкость $C_{бк}$ от тока зависят слабо. В большинстве расчетов их приближенно можно считать постоянными величинами, не зависящими от тока. Коллекторное напряжение оказывает некоторое влияние на величины параметров транзистора. Но для всех параметров, кроме $C_{бк}$, это влияние незначительно и с ним можно не считаться. Зависимость $C_{бк}$ от коллекторного напряжения может быть представлена формулой

$$C_{бк}(u_k) = C_{бк}(u'_k) \left(\frac{u_k}{u'_k} \right)^{\frac{1}{n}}, \quad (1.29)$$

где u'_k — напряжение, при котором измерялась емкость; u_k — рабочее напряжение; показатель $n = 2$ для сплавных транзисторов и $n = 3$ для дрейфовых.

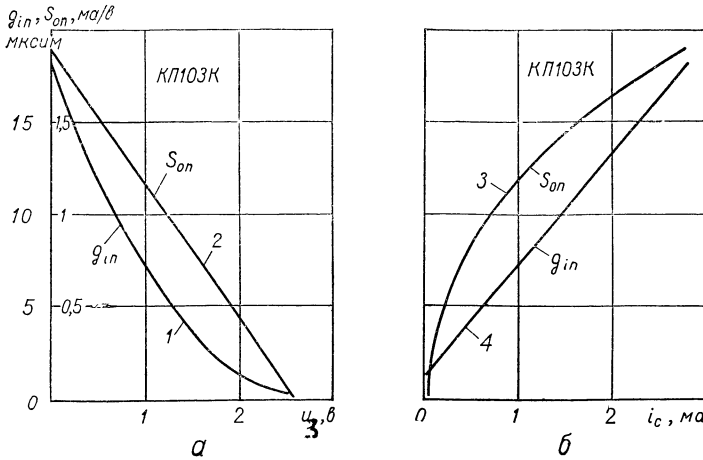


Рис. 1.6. Графики зависимости параметров полевого транзистора:
 а — от напряжения на затворе $u_з$; б — от тока стока i_c .

Влияние на параметры транзистора температуры p - n -перехода обусловлено зависимостью от последней дифференциальной проводимости эмиттера $G_э$ (1.2), а также зависимостью от температуры удельного сопротивления полупроводникового материала и скорости рекомбинации. Практически существенно от температуры

зависят только крутизна S_0 и входная проводимость g . С воздействием температуры на другие параметры можно не считаться.

Пересчет крутизны к рабочей температуре эмиттерного перехода, а также и учет ее температурной зависимости, может производиться с помощью соотношения

$$S_0(T) = S_0(T_0) \frac{T_0}{T}. \quad (1.30)$$

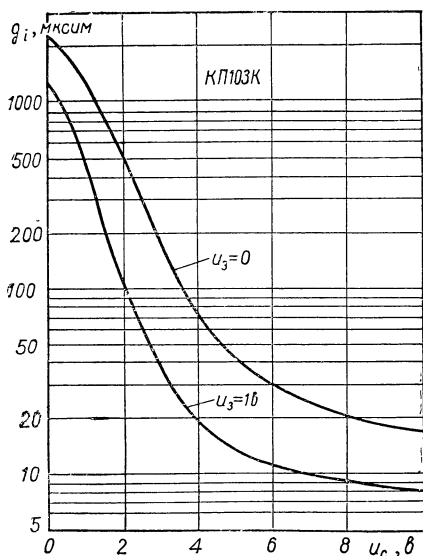


Рис. 1.7. График зависимости внутренней проводимости полевого транзистора g_{in} от напряжения на стоке u_c .

квадратичный характер, крутизна $S_{0п}$ является линейной функцией напряжения на затворе (рис. 1.6, а). Внутренняя проводимость g_{in} , наоборот, так же, как и в биполярном транзисторе, изменяется прямо пропорционально величине тока стока (рис. 1.6, б). Остальные параметры от рабочего тока стока зависят слабо. При выполнении расчетов их приближенно можно считать постоянными, не зависящими от тока.

От напряжений на электродах транзистора наиболее сильно зависит внутренняя проводимость g_{in} , что обусловлено влиянием прикладываемых напряжений на форму и сечение проводящего

Зависимость входной проводимости g от температуры определяется многими факторами и трудно поддается точному описанию. Для приближенных расчетов можно считать, что

$$g(T) = g(T_0) \left(\frac{T_0}{T}\right)^2. \quad (1.31)$$

В обеих формулах T_0 — температура, при которой измерялись параметры; T — рабочая температура эмиттерного перехода. Последняя может быть найдена в результате расчета теплового режима транзистора или измерена в рабочих условиях.

Малосигнальные параметры полевых транзисторов также зависят от режима работы и от температуры. Вследствие того, что их проходные характеристики имеют четко выраженный

канала. Зависимость g_{in} от напряжения на затворе показана кривой на рис. 1.6, а от напряжения на стоке — на рис. 1.7. Из этой зависимости видно, что при напряжениях на стоке менее 4в резко увеличивается выходная проводимость, приводящая к значительному ухудшению усилительных свойств транзистора. Поэтому в усилителях целесообразно обеспечивать режим работы с напряжением на стоке не менее 4—5 в.

Междуэлектродные емкости в полевом транзисторе с $p-n$ -переходом имеют такой же характер зависимости от напряжений, как и у биполярных транзисторов (1.29). У МДП-транзисторов она выражена слабее.

Изменение температуры непосредственно влияет на омическое сопротивление канала R и через него — на параметры. Крутизна оказывается обратно пропорциональной абсолютной температуре в степени $3/2$ и примерно таков же характер температурной зависимости постоянной времени τ_n . На остальные параметры температура существенно не влияет, и их приближенно можно считать не зависящими от температуры.

4. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРА

Статические характеристики современных транзисторов могут быть сняты и построены в координатах, соответствующих любой системе параметров теории четырехполюсников. На рис. 1.8, а, б

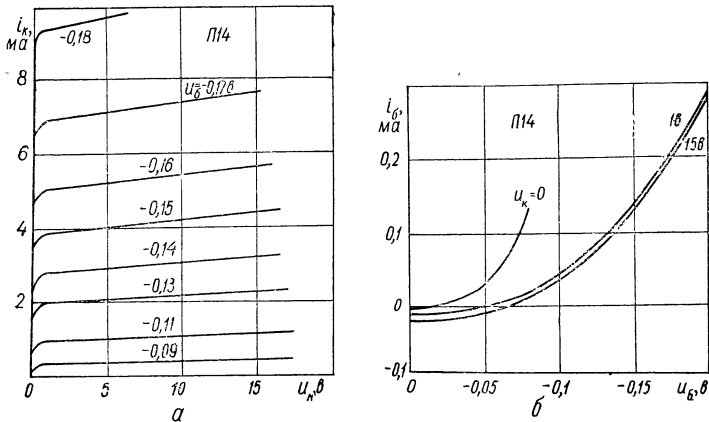


Рис. 1.8. Семейства статических характеристик транзистора, соответствующие системе Y -параметров:
 $a - i_a = f_1(u_a)$; $b - i_b = f_2(u_b)$

показаны семейства статических характеристик транзистора $i_k = f_1(u_k)$ и $i_b = f_2(u_b)$, которые по системе координат и по форме подобны характеристикам анодного и сеточного тока электронной лампы. Они соответствуют системе Y -параметров. При пользовании этими характеристиками для транзисторов пригодны те же графические методы расчетов и построений, которые применяются для схем с электронными лампами.

Одной из характерных особенностей транзисторов является то, что семейство статических характеристик тока базы $i_b = f_2(u_b)$ для рабочих значений коллекторного напряжения практически сливаются

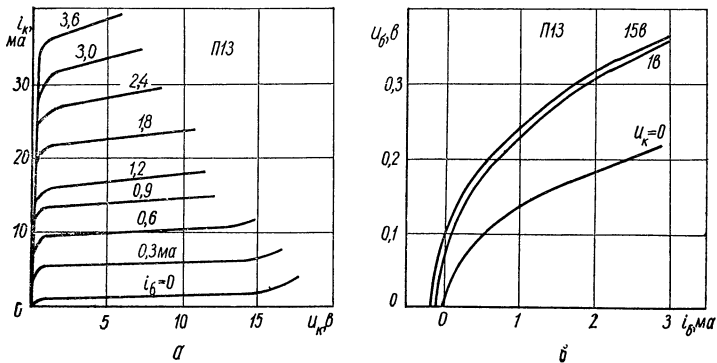


Рис. 1.9. Семейства статических характеристик транзистора, соответствующие системе H -параметров:

$a - i_k = f_1(u_k)$; $b - i_b = f_2(u_b)$.

в одну характеристику. Последнее обусловлено очень слабой зависимостью тока базы от коллекторного напряжения и соответственно малой величиной проводимости обратной связи $g_{обр}$. Другой особенностью транзисторов является зависимость токов от температуры, вследствие чего статические характеристики справедливы только для вполне определенной температуры $p-n$ -переходов. Это обстоятельство также должно учитываться при снятии характеристик. Методика снятия характеристик должна быть построена таким образом, чтобы при изменении токов и напряжений сохранялась неизменной температура переходов. В противном случае форма характеристик будет искажена из-за неравномерного внутреннего разогрева. Зависимость характеристик транзистора от температуры сужает область применения графических расчетов. Обычно ограничиваются только выбором исходного режима работы по статическим характеристикам.

С помощью статических характеристик можно также определить известными методами приращений [в соответствии с (1.12)] низкочастотные параметры g , S_0 и g_i . Однако процесс такого определения трудоемкий, а точность получается низкой. Гораздо лучшие результаты получаются при непосредственном измерении параметров.

В справочниках обычно приводятся семейства статических характеристик, соответствующих системе H -параметров: $i_k = f_3(u_k)$ и $u_0 = f_4(i_0)$ (рис. 1.9, а, б). В этих координатах характеристика $u_0 = f_4(i_0)$ тождественна характеристике в системе Y -параметров

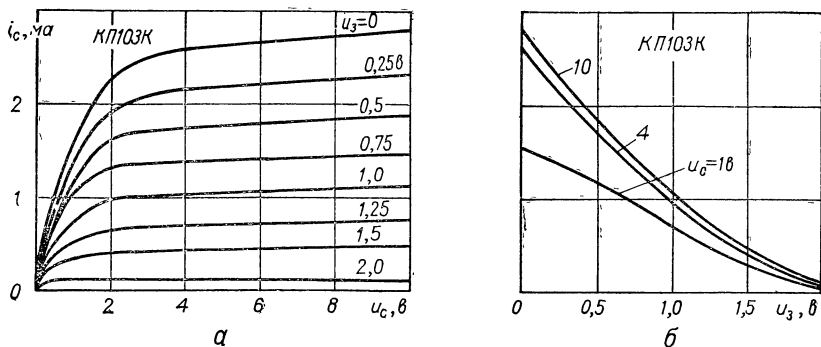


Рис. 1.10. Семейства статических характеристик полевого транзистора:
 $a - i_c = f_1(u_g)$; $b - i_c = f_2(u_0)$.

$i_0 = f_2(u_0)$, если у последней поменять направление осей координат. Характеристики $i_k = f_3(u_k)$ (рис. 1.9, а) отличаются от $i_k = f_1(u_k)$ (рис. 1.8, а) тем, что в качестве параметра используется не фиксированное значение напряжения на базе u_0 , а фиксированное значение тока базы i_0 . Однако это существенного значения не имеет, так как при использовании характеристик $u_0 = f_4(i_0)$ можно перейти от тока к напряжению или наоборот.

На рис. 1.10 показаны семейства выходных и проходных статических характеристик полевого транзистора с p - n -переходом и с p -каналом. В таких транзисторах на сток необходимо подавать отрицательное относительно истока напряжение, а на затвор — положительное. Увеличение положительного напряжения на затворе приводит к уменьшению тока стока. По семействам статических характеристик обычным способом можно определить с небольшой точностью низкочастотные параметры $S_{0п}$ и $g_{iп}$. Особенно трудно определять $g_{iп}$ в пологой области характеристик, так как приращения тока стока оказываются слишком малыми. Поэтому

параметры лучше измерять непосредственно, пользуясь правилами теории четырехполюсников.

Важным параметром полевого транзистора является напряжение отсечки, т. е. напряжение на затворе, при котором транзистор запирается, и ток стока становится равным нулю, $u_{отс}$. Однако вследствие квадратичного характера проходных характеристик (рис. 1.10, б) определить момент запираения по прекращению тока стока очень трудно. Гораздо точнее можно найти напряжение

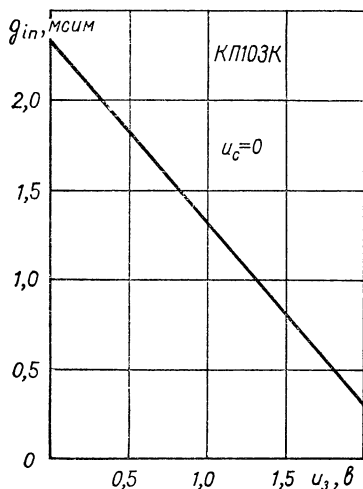


Рис. 1.11. График зависимости выходной проводимости полевого транзистора от напряжения на затворе при $u_c = 0$.

напряжения на стоке, в области насыщения тока канала, статические характеристики идут полого, напоминая характеристики пентода. В этой области обеспечивается максимальный усилительный эффект транзистора. Вводя, как и для ламп, понятие коэффициента усиления по напряжению

$$\mu_{п} = S_{0п} R_{ип} = \frac{S_{0п}}{g_{ин}}, \quad (1.32)$$

нетрудно убедиться, что в пологой области он может достигать нескольких сотен.

5. РАЗБРОС УСИЛИТЕЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

Технологический разброс параметров любых активных и пассивных элементов ограничивает и определяет точность выполняемых расчетов схем. Транзисторы в этом смысле не представляют исключения. Так как разброс параметров транзисторов может быть большим, точность расчета транзисторных усилителей (и других схем) невелика. Поэтому многие расчеты при использовании любой методики следует рассматривать как прикидочные, а рассчитываемые схемы часто требуют последующей экспериментальной доводки.

Наименьшему разбросу подвержена крутизна транзистора S_0 (10—20%). Для всех типов маломощных транзисторов, у которых $r_b < 100 \text{ ом}$, при токах $i_k < 2 \div 3 \text{ ма}$ значение

$$S_0 = \frac{q}{kT} i_k \quad (1.33)$$

весьма близко к истинному. Невелик также разброс коллекторных емкостей $C_{бк}$, который для каждого данного типа транзисторов при фиксированном режиме работы также не превышает 10—20%. Входная проводимость g и параметр h_{21} имеют разброс, ограничиваемый техническими условиями на данный тип транзистора сверху и снизу, который для отдельных типов очень велик (от нескольких десятков процентов до нескольких раз). У транзисторов более поздних типов пределы этого разброса значительно сужены.

Разброс некоторых параметров ограничивается техническими условиями только с одной стороны. К ним относятся внутренняя проводимость g_i , сопротивление базы r_b и постоянная времени τ (или τ_h). Разброс g_i может достигать нескольких раз, но, вследствие небольшой значимости этого параметра, обычно мало влияет на точность расчетов. Большая же величина разброса параметров r_b и τ существенно снижает точность расчетов высокочастотных и широкополосных усилителей. Разброс τ может быть примерно до ста процентов, а разброс r_b — до нескольких сотен процентов. Следует отметить, что у поздних типов высокочастотных транзисторов разброс r_b значительно снижен.

Приводимые сведения о разбросе параметров транзисторов ориентировочны, так как официальные данные о статистике разброса параметров (особенно ограничиваемых техническими условиями лишь с одной стороны) отсутствуют.

6. ТЕМПЕРАТУРНАЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЬ РЕЖИМА

Особенностью транзисторов является очень сильная зависимость рабочих токов от температуры p - n -переходов. Это вытекает из зависимости тока эмиттера от температуры (1.1), в которой обратный ток эмиттерного перехода

$$I_{\varepsilon 0} = qs \sqrt{\frac{kT}{2\pi m}} e^{-\frac{q}{kT} \mathcal{E}} (p_p + n_n) \quad (1.34)$$

также сильно зависит от температуры. Здесь s — площадь эмиттерного перехода; m — масса электрона; \mathcal{E} — ширина запрещенной зоны; p_p и n_n — концентрация дырок в p -области и электронов в n -области соответственно.

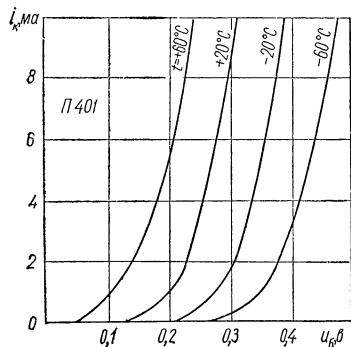


Рис. 1.12. Статические характеристики тока коллектора транзистора при различных температурах эмиттерного перехода.

На рис. 1.12 показаны статические характеристики транзистора, снятые при различных температурах эмиттерного перехода. Из приведенного графика видно, что при различных температурах характеристики смещены почти параллельно. Из анализа выражений (1.1) и (1.34) видно, что коэффициент температурного сдвига характеристик ...

$$\gamma_T = \frac{\partial u_{\varepsilon\beta}}{\partial T} \approx \frac{\mathcal{E} - u_{\varepsilon\beta}}{T}. \quad (1.35)$$

При практически используемых величинах рабочих токов (и соответствующих им значениях напряжения $u_{\varepsilon\beta}$) в диапазоне температур от -60 до $+60^\circ\text{C}$

$$\gamma_T = 2 \div 3 \text{ мв/град} \quad (1.36)$$

как для германиевых, так и для кремниевых транзисторов, что хорошо согласуется с измеренными значениями.

Характеристики (рис. 1.12) и формула (1.35) показывают, что изменение температуры эмиттерного перехода эквивалентно изменению напряжения смещения на базу:

$$\Delta u_{\varepsilon, T} = \gamma_T \Delta T = (\mathcal{E} - u_{\varepsilon\beta}) \frac{\Delta T}{T}. \quad (1.37)$$

Это позволяет учитывать температурную нестабильность тока условным введением в цепь базы транзистора эквивалентного генератора напряжения $\Delta u_{\varepsilon, T}$.

В случае работы транзистора с фиксированной величиной постоянного напряжения на базе нестабильность тока коллектора, обусловленная изменениями температуры,

$$\frac{\Delta i_{\kappa}}{i_{\kappa}} = \frac{S_0 \Delta u_{\text{б}}}{i_{\kappa}} \tau = \frac{q}{kT} \Delta u_{\text{б}} \tau, \quad (1.38)$$

и составляет 8—12% на 1°С. По этой причине режим работы транзистора с фиксированным смещением является совершенно неприемлемым и не может использоваться в усилителях. Для устранения действия этого фактора широко используются различные схемы температурной стабилизации режима.

На температурную нестабильность режима транзистора существенно влияет также обратный ток коллекторного перехода $I_{\kappa 0}$. Температурная зависимость этого тока определяется выражением, аналогичным (1.34). Однако для практических целей более удобно пользоваться приближенной формулой

$$I_{\kappa 0}(T) = I_{\kappa 0}(T_0) e^{a(T-T_0)}, \quad (1.39)$$

где T_0 — температура, для которой приведено значение тока в справочнике; T — рабочая температура; a — коэффициент показателя, равный примерно 0,09 для германия и 0,13 для кремния.

На рис. 1.13 показан график зависимости тока $I_{\kappa 0}$ от температуры для германиевого транзистора. Сплошной линией показано среднее значение, штриховыми — границы 80% разброса. Сам ток $I_{\kappa 0}$ не очень велик. Однако, протекая в цепи база — коллектор, он создает дополнительное смещение, увеличивающее управляемый постоянный ток коллектора. Если внешнее сопротивление в цепи базы велико по сравнению с входным сопротивлением транзистора, то приращение обратного тока $\Delta I_{\kappa 0}$ создаст дополнительное смещение на базу

$$\Delta u_{\text{б}} = \frac{\Delta I_{\kappa 0}}{g}, \quad (1.40)$$

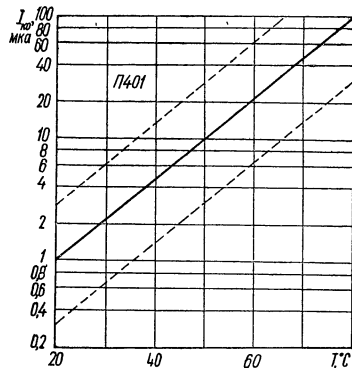


Рис. 1.13. График зависимости обратного тока коллектора $I_{\kappa 0}$ от температуры.

которое вызовет увеличение коллекторного тока

$$\Delta i_k = S_0 \Delta u_{\delta} = \frac{S_0}{g} \Delta I_{k0} = h_{21} \Delta I_{k0}. \quad (1.41)$$

При большой величине h_{21} и повышенной температуре перехода приращение коллекторного тока Δi_k может оказаться недопустимо большим и вызовет нарушение нормального режима работы транзистора. Кремниевые транзисторы имеют значительно меньшую величину тока I_{k0} и соответственно меньшую нестабильность коллекторного тока Δi_k , обусловленную влиянием обратного тока. Влияние тока I_{k0} на стабильность режима можно учесть условным включением генератора тока ΔI_{k0} между базой и коллектором транзистора.

Для учета полной тепловой нестабильности тока транзистора можно воспользоваться электрической эквивалентной схемой, показанной на рис. 1.14. Здесь генератор напряжения $\Delta u_{\delta T}$ учитывает тепловое смещение характеристик; генератор тока ΔI_{k0} — влияние обратного тока коллектора; Δu_{δ} — эквивалентное напряжение тепловой нестабильности, получающееся от генераторов $\Delta u_{\delta T}$ и ΔI_{k0} на входных зажимах транзистора с учетом

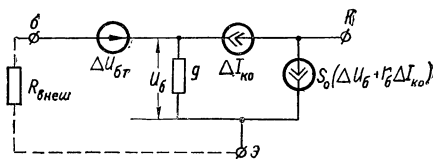


Рис. 1.14. Эквивалентная схема, учитывающая температурную нестабильность токов транзистора.

влияния сопротивления внешних элементов схемы $R_{\text{внеш}}$; генератор тока

$$S_0 (\Delta u_{\delta} + r_{\delta} \Delta I_{k0}) \quad (1.42)$$

— суммарную нестабильность коллекторного тока. В зависимости от способа включения транзистора в схему меняется величина эквивалентного напряжения тепловой нестабильности Δu_{δ} на входе, а соответственно и нестабильность коллекторного тока. Так, в частности, в простейшей схеме питания транзистора без обратной связи по постоянному току в соответствии со схемой рис. 1.14 напряжение тепловой нестабильности

$$\Delta u_{\delta} = \frac{\Delta u_{\delta T}}{1 + gR_{\text{внеш}}} + \frac{\Delta I_{k0} R_{\text{внеш}}}{1 + gR_{\text{внеш}}} \quad (1.43)$$

и полная нестабильность коллекторного тока

$$\Delta i_k = \frac{S_0 \Delta u_{\delta T}}{1 + gR_{\text{внеш}}} + S_0 \Delta I_{k0} \left(\frac{R_{\text{внеш}}}{1 + gR_{\text{внеш}}} + r_{\delta} \right). \quad (1.44)$$

Нетрудно видеть, что при $R_{\text{внеш}} = 0$ максимальной оказывается нестабильность, обусловленная тепловым смещением характеристик $\Delta i_{c, T}$, а при $R_{\text{внеш}} \rightarrow \infty$ максимальной — нестабильность, обусловленная влиянием I_{K0} .

Температурная зависимость токов полевых транзисторов выражена в значительно меньшей степени. Это обусловлено прежде всего тем, что в переносе тока участвуют только основные носители. Главной причиной влияния рабочей температуры на величину тока стока при этом является температурная зависимость омического сопротивления канала. Так как с ростом температуры удельное сопротивление материала возрастает, ток стока при ее повышении уменьшается.

На рис. 1.15 показано семейство проходных статических характеристик $i_c = f(u_3)$, снятых при различных температурах корпуса транзистора. Нетрудно видеть, что в достаточно широком интервале рабочих температур ток транзистора меняется в сравнительно небольших пределах. Типичный веерообразный характер этих характеристик свидетельствует о том, что относительные изменения тока при постоянном смещении на затворе зависят только от изменений температуры. С достаточной для практических целей точностью можно считать, что изменения тока обратно пропорциональны абсолютной температуре в степени 3/2, или

$$\frac{i_c(T)}{i_c(T_0)} = \left(\frac{T_0}{T}\right)^{\frac{3}{2}}. \quad (1.45)$$

Вообще проходные статические характеристики полевых транзисторов имеют регулярный характер и с достаточно высокой точностью могут быть описаны полуэмпирической зависимостью

$$i_c = i_{c, \text{макс}}(T_0) \left(\frac{T_0}{T}\right)^{\frac{3}{2}} \left(1 - \frac{u_3}{u_{\text{отс}}}\right)^2, \quad (1.46)$$

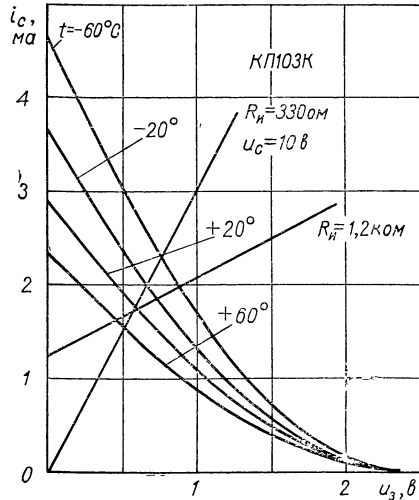


Рис. 1.15. Проходные характеристики полевого транзистора $i_c = f(u_3)$ при различных температурах.

где $i_{c, \text{макс}}(T_0)$ — значение тока стока при $u_3 = 0$ и $T = T_0$; u_3 — текущая величина напряжения на затворе; $u_{\text{отс}}$ — напряжение отсечки тока (напряжение на затворе, запирающее транзистор).

Иначе говоря, проходные статические характеристики полевых транзисторов и их температурная зависимость полностью определяются двумя независимыми параметрами $i_{c, \text{макс}}(T_0)$ и $u_{\text{отс}}$.

Кроме указанных факторов, в транзисторах с p - n -переходом на стабильность режима также может оказывать влияние обратный ток затвора I_{30} , полностью аналогичный обратному току коллектора $I_{к0}$ (1.39) биполярного транзистора. Но, так как полевые транзисторы изготавливаются на основе кремния, обратный ток затвора

имеет очень малую величину. Обычно при комнатной температуре он не превышает $2 \cdot 10^{-8}$ а.

При изменениях рабочей температуры ток стока транзистора может менять свою величину под воздействием двух факторов. Во-первых, сказывается непосредственное влияние температуры при неизменных напряжениях на электродах. Во-вторых, возможно косвенное влияние температуры, приводящее к изменению смещения на затворе и соответствующему изменению рабочего тока. Полная температурная нестабильность тока стока при изменениях температуры и смещения на затворе может быть найдена и представлена в дифференциальной форме из выражения (1.46):

$$\Delta i_c = -S_{\text{оп}}(T) \Delta u' = -S_{\text{оп}}(T) (\Delta u_T + \Delta u_3), \quad (1.47)$$

где $S_{\text{оп}}(T)$ — значение крутизны в рабочей точке при данной рабочей температуре,

$$S_{\text{оп}}(T) = 2 \frac{i_{c, \text{макс}}(T_0)}{u_{\text{отс}}} \left(\frac{T_0}{T} \right)^{\frac{3}{2}}; \quad (1.48)$$

Δu_T — напряжение теплового сдвига характеристик,

$$\Delta u_T = \frac{3}{4} (u_{\text{отс}} - u_3) \frac{\Delta T}{T}; \quad (1.49)$$

$$\Delta T = T - T_0 \quad (1.50)$$

— изменение рабочей температуры относительно исходной;

$$\Delta u_3 = -\Delta I_{30} R_{\text{внеш}} \quad (1.51)$$

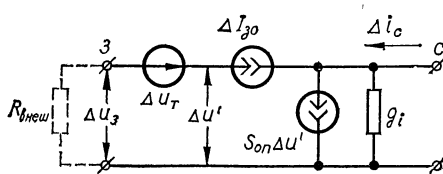


Рис. 1.16. Эквивалентная схема, учитывающая температурную нестабильность токов полевого транзистора.

— изменение смещения на затворе под воздействием изменений токов во внешних цепях схемы при изменениях рабочей температуры.

На основании выражения (1.47) можно построить для полевого транзистора эквивалентную схему температурной нестабильности (рис. 1.16), аналогичную эквивалентной схеме биполярного транзистора (рис. 1.14).

7. ТЕПЛОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Величина мощности, которую можно получить от транзистора, ограничивается тепловой и электрической прочностями его коллекторного перехода. Последние определяются приводимыми в справочниках значениями максимальной температуры $T_{п \text{ макс}}$ коллекторного перехода и максимально допустимым напряжением $u_{к \text{ макс}}$, которое можно приложить к нему. Вследствие того, что различные участки транзистора и элементы его конструкции имеют тепловое сопротивление, температура нагревающегося под действием рассеиваемой электрической мощности P_k коллекторного перехода всегда выше температуры корпуса и, следовательно, выше температуры окружающей среды. Этот перепад температур может быть особенно значительным при больших выходных токах.

Транзистор очень чувствителен даже к кратковременным перегрузкам, которые приводят к выходу его из строя. Поэтому необходимо принять меры, исключающие превышение предельно допустимых режимов. К ним относятся использование специальных охлаждающих устройств — радиаторов и соответствующее ограничение напряжения u_k на коллекторе транзистора. Для расчета радиатора и определения допустимой величины напряжения u_k необходимо установить зависимость между мгновенным значением рассеиваемой транзистором электрической мощности P_k и температурой $T_{п}$ его коллекторного перехода, а также между $T_{п}$ и $u_{к \text{ макс}}$.

Можно найти взаимосвязь между P_k и $T_{п}$, рассмотрев протекающие тепловые процессы в системе транзистор — внешняя среда. Допустимо считать, что источник тепла сосредоточен вблизи коллекторного перехода. От него тепловой поток проходит в окружающую среду через последовательно соединенные тепловые сопротивления участков коллекторный переход — корпус транзистора и корпус — окружающая среда. Расчет этой тепловой системы можно выполнить теплотехническими методами. Однако для упрощения расчета, особенно нестационарного теплового процесса при импульсном режиме работы транзистора, удобно воспользоваться методом электрических аналогий и заменить систему с протекающими в ней тепловыми процессами эквивалентной электрической схемой-аналогом. Основанием для такой замены является идентич-

ность записи математических уравнений, описывающих тепловые процессы в средах и электрические процессы в цепях.

Учитывая соответствие между тепловым потоком Q_T и электрическим током i , разностью температур ΔT и разностью потенциалов u , тепловым сопротивлением R_T и электрическим сопротивлением R , а также между теплоемкостью C_T и электрической емкостью C , приходим к эквивалентной двухзвенной электрической схеме с сосредоточенными параметрами, приведенной на рис. 1.17. Она приближенно учитывает протекание тепловых процессов в системе транзистор — внешняя среда. В ней i — генератор тока,

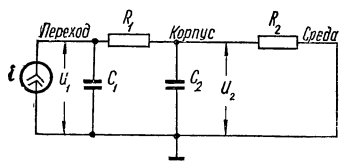


Рис. 1.17. Эквивалентная электрическая схема-аналог тепловых процессов в транзисторе.

величина которого пропорциональна тепловому потоку или рассеиваемой транзистором мощности P_K ; R_1 и R_2 — электрические сопротивления, соответствующие тепловым сопротивлениям участков коллекторный переход — корпус $R_{T. п. к}$ и корпус — среда $R_{T. к. ср}$; C_1 и C_2 — электрические емкости, соответствующие теплоемкостям участков коллекторный переход — корпус $C_{T. п. к}$ и корпус — среда $C_{T. к. ср}$.

Тепловые сопротивления $R_{T. п. к}$, $R_{T. к. ср}$ и теплоемкости $C_{T. п. к}$, $C_{T. к. ср}$ являются тепловыми параметрами транзистора.

Пользуясь методами теории линейных электрических цепей, можно рассчитать схему (рис. 1.17) и определить напряжение u_1 в зависимости от тока i задающего источника. Затем, учитывая соответствие между тепловыми и электрическими величинами, нетрудно определить температуру коллекторного перехода в зависимости от рассеиваемой мощности и тепловых параметров транзистора.

8. ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ

Собственные шумы транзисторов, представляющие собой флуктуации электрического заряда, ограничивают чувствительность усилителя, т. е. способность его усиливать малые, пороговые сигналы. В технических условиях шумовые свойства транзистора оцениваются по коэффициенту шума $Ш_{тр}$. Он равен отношению квадрата действующего значения напряжения шумов на выходе $u_{ш. вых}^2$ к той его части $u_{ш. вых1}^2$, которая обусловлена шумами источника сигналов, т. е.

$$Ш_{тр} = \frac{u_{ш. вых}^2}{u_{ш. вых1}^2}. \quad (1.52)$$

Таким образом, коэффициент шума $\overline{Ш}_{тр}$ показывает, во сколько раз уровень шумов на выходе реального транзистора больше, чем на выходе идеального, не шумящего, имеющего такие же усилительные свойства. Разделив числитель и знаменатель формулы (1.52) на коэффициент усиления, ее можно представить в виде

$$\overline{Ш}_{тр} = \frac{\overline{u_{ш\ пр}^2}}{u_{ш\ с}^2}, \quad (1.53)$$

где $\overline{u_{ш\ пр}^2}$ — квадрат действующего значения напряжения шумов, приведенных ко входу; $u_{ш\ с}^2$ — квадрат действующего значения напряжения собственных шумов источника сигналов.

Несмотря на простоту и физическую ясность определения, коэффициент шума транзистора $\overline{Ш}_{тр}$, как мера его шумовых свойств, имеет существенный недостаток. Он состоит в том, что $\overline{Ш}_{тр}$ зависит от величины внутреннего сопротивления источника сигналов и не может рассматриваться как параметр, количественно описывающий индивидуальные шумовые свойства транзистора. Поэтому в паспортных данных на транзистор величина коэффициента шума приводится совместно с условиями, при которых он измерялся. Обычно $\overline{Ш}_{тр}$ определяется на частоте 1000 $\mu\text{ц}$ в полосе 1 $\mu\text{ц}$ при активном внутреннем сопротивлении источника сигналов $R_c = 600 \text{ ом}$, в типовом режиме работы $i_k = 0,5 \text{ ма}$, $u_k = 1,5 \div 5 \text{ в}$ и типовой схеме включения — с общим эмиттером.

Коэффициент шума $\overline{Ш}_{тр}$ дает возможность судить об относительных уровнях шумов различных транзисторов, работающих в одинаковых условиях. Однако он не позволяет рассчитать шумовые свойства усилителя при комплексном внутреннем сопротивлении источника сигналов и различных режимах работы транзистора и, следовательно, не является полноценной шумовой характеристикой. Согласно теории линейных шумящих четырехполюсников наиболее полно шумовые свойства транзистора отображает эквивалентная схема и соответствующая ей система из четырех шумовых параметров. Одной из таких схем является эквивалентная схема транзистора как шумящего четырехполюсника, приведенная на рис. 1.18, а. В ней реальный транзистор PT представлен в виде идеального не шумящего транзистора $ИТ$, имеющего бесконечное входное сопротивление, и действующих в его входной цепи эквивалентных источников шумового напряжения $u_{ш}'$ и тока $i_{ш}$. Таким образом, идеальный транзистор на схеме (рис. 1.18, а) учитывает только усилительные свойства реального транзистора. Шумы и входная проводимость последнего учитываются отдельно.

Эквивалентный генератор шумового тока $i_{ш}$ также нагружается на входную проводимость транзистора, как и источник сигналов. Он учитывает те собственные электрические шумы транзистора, уровень которых в выходной цепи зависит от условий на входе и, следовательно, от полной проводимости, имеющейся на входе идеального транзистора.

Генератор шумового тока $i_{ш}$, в отличие от генератора $u'_{ш}$, является физически реальным и создаваемый им ток действительно протекает через элементы схемы, включенные на входе. Генератор шумового напряжения $u'_{ш}$ в образовании входных шумовых токов участия не принимает, так как он включен последова-

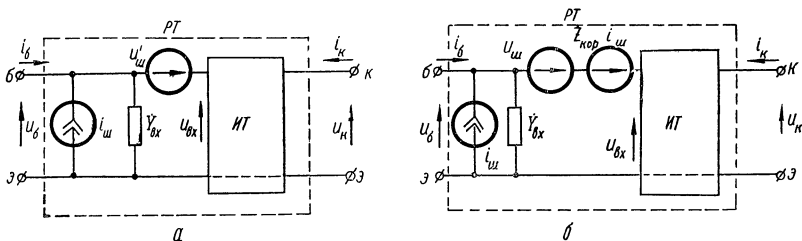


Рис. 1.18. Эквивалентная схема транзистора как линейного шумящего четырехполюсника с действующими во входной цепи шумовыми генераторами напряжения и тока:

а — с двумя частично коррелированными генераторами; б — с тремя генераторами, два из которых полностью коррелированы.

тельно в цепь базы идеального транзистора, имеющего бесконечно большое входное сопротивление. Его напряжение суммируется с напряжением сигналов и шумов, развиваемых на входе транзистора, а уровень обусловленных $u'_{ш}$ выходных шумов от условий на входе не зависит. Это условный генератор шумов, отображающий шумы, реально действующие в выходной цепи транзистора.

Так как один и тот же внутренний источник шума транзистора влияет одновременно на $u'_{ш}$ и $i_{ш}$, эквивалентные шумовые источники частично коррелированы и между ними существует статистическая взаимосвязь. На практике, однако, при вычислении шумового напряжения, созданного в нагрузке несколькими источниками, удобно иметь дело либо с полностью коррелированными, либо с полностью независимыми источниками. Поэтому представим $u'_{ш}$ в виде суммы:

$$u'_{ш} = u_{ш} + u''_{ш}, \quad (1.54)$$

в которой $u_{ш}$ — часть шумового напряжения $u'_{ш}$, статистически независимого от $i_{ш}$; $u''_{ш}$ — часть этого же шумового напряжения $u'_{ш}$,

которое полностью статистически связано с $i_{ш}$ и пропорционально ему. Коэффициент пропорциональности имеет размерность сопротивления и в общем случае является комплексной величиной:

$$u_{ш}'' = \dot{Z}_{кор} i_{ш}; \quad (1.55)$$

$$\dot{Z}_{кор} = R_{кор} + jX_{кор}. \quad (1.56)$$

В соответствии с формулами (1.54) и (1.55) шумовой генератор $u_{ш}'$ можно представить на эквивалентной схеме в виде двух последовательно включенных независимых шумовых генераторов $u_{ш}$ и $Z_{кор}i_{ш}$. В результате транзистор замещается линейным шумящим четырехполюсником (рис. 1.18, б), содержащим три шумовых источника, два из которых $i_{ш}$ и $Z_{кор}i_{ш}$ являются полностью коррелированными и независимыми от третьего источника $u_{ш}$.

Для упрощения записи расчетных соотношений вместо напряжений и токов эквивалентных шумовых генераторов введем соответствующие им шумовые параметры:

эквивалентное шумовое сопротивление

$$R_{ш} = \frac{\overline{u_{ш}^2}}{4kT \Delta F} \quad (1.57)$$

и эквивалентную шумовую проводимость

$$g_{ш} = \frac{\overline{i_{ш}^2}}{4kT \Delta F}. \quad (1.58)$$

Таким образом, шумовые свойства транзистора в любой схеме можно описать при помощи системы из трех шумовых параметров: $R_{ш}$, $g_{ш}$ и $\dot{Z}_{кор}$. Так как $\dot{Z}_{кор}$ — комплексная величина, то фактически необходимо знать четыре действительных параметра: $R_{ш}$, $g_{ш}$, $R_{кор}$ и $X_{кор}$.

Практическая значимость шумовых параметров не одинакова. Она может меняться в зависимости от конкретных условий задачи, в том числе от диапазона рабочих частот, режима работы транзистора и других. Во многих случаях можно пренебречь реактивным сопротивлением корреляции $X_{кор}$, а при выполнении предварительных расчетов шумовых свойств усилителей можно не учитывать $R_{кор}$ и пользоваться только двумя параметрами — $R_{ш}$ и $g_{ш}$.

Статистическую связь эквивалентных шумовых источников необходимо учитывать при определении шумов схемы, так как шумовые напряжения и токи, создаваемые в одной и той же нагрузке полностью коррелированными источниками, складываются линейно, а некоррелированными — квадратично.

При короткозамкнутом входе действующее значение шумового напряжения на входных зажимах идеального транзистора определяется величиной $u'_{ш}$. Так как составляющие $u'_{ш}$ (1.54) некоррелированы, то

$$\begin{aligned} \overline{u_{пр.кз}^2} &= \overline{u_{ш}^2} = \overline{(u_{ш} + \dot{Z}_{кор} i_{ш})^2} = \overline{u_{ш}^2} + \overline{\dot{Z}_{кор}^2 i_{ш}^2} = \\ &= 4kT (R_{ш} + \dot{Z}_{кор}^2 g_{ш}) \Delta F. \end{aligned} \quad (1.59)$$

При холостом ходе, учитывая полную корреляцию источников $i_{ш}$ и $\dot{Z}_{кор} i_{ш}$ и их независимость от источника $u_{ш}$, получаем

$$\begin{aligned} \overline{u_{пр.хх}^2} &= \overline{u_{ш}^2} + \frac{\overline{i_{ш}^2}}{\dot{Y}_{вх}^2} = \overline{u_{ш}^2} + \left| \dot{Z}_{кор} + \frac{1}{\dot{Y}_{вх}} \right|^2 \overline{i_{ш}^2} = \\ &= 4kT \Delta F \left(R_{ш} + \left| \dot{Z}_{кор} + \frac{1}{\dot{Y}_{вх}} \right|^2 g_{ш} \right). \end{aligned} \quad (1.60)$$

При всем удобстве описания шумовых свойств транзисторов представленная на рис. 1.18, б схема характеризует внешние свойства транзистора, не раскрывая существа происходящих в нем шумовых процессов. Поэтому в теории шумящих четырехполюсников нельзя установить аналитическую зависимость параметров $R_{ш}$, $g_{ш}$, $R_{кор}$ и $X_{кор}$ от частоты, режима работы транзистора и температуры окружающей среды. Для получения необходимых формул следует определить природу шумов, найти место возникновения их и количественно описать при помощи эквивалентных шумовых генераторов, а затем ввести эти генераторы в эквивалентную физическую схему транзистора для малого сигнала (рис. 1.2 или 1.3, б). В результате получим эквивалентную шумовую физическую схему, в которой необходимо установить соотношения между ее параметрами и параметрами схемы на рис. 1.2 или 1.3, б.

Омические сопротивления различных участков биполярного транзистора, из которых наиболее значительно распределенное сопротивление материала базы r_6 , являются источниками тепловых шумов, имеющих равномерный спектр. Квадрат действующего значения напряжения тепловых шумов, возникающих на сопротивлении r_6 , определяется формулой Найквиста:

$$\overline{u_{ш.6}^2} = 4kT r_6 \Delta F. \quad (1.61)$$

В связи с тем, что сопротивление базы r_6 является распределенным, входная цепь транзистора незначительно влияет на уровень тепловых шумов, действующих в его выходной цепи. По-

этому генератор шумового напряжения $u_{ш.б}$ следует включать непосредственно на эмиттерном переходе транзистора.

Неравномерность потока заряженных частиц является источником дробовых шумов, описываемых формулой Шоттки:

$$\overline{i_{ш.д}^2} = 2qi \Delta F, \quad (1.62)$$

где i — ток через соответствующий участок транзистора.

Источником дробовых шумов в биполярном транзисторе являются постоянные токи базы и коллектора, а также обратный ток коллектора $I_{к0}$. Кроме того, шумы возникают и вследствие случайности перераспределения тока между коллектором и базой. Все эти шумы имеют равномерный спектр. Их можно учесть при помощи эквивалентных генераторов шумового тока, включенных между концами участков, по которым протекает или перераспределяется ток.

Процессы, происходящие в основном на поверхности и в толще коллекторного перехода транзистора, являются источником низкочастотных шумов, спектральная плотность которых убывает с ростом частоты по закону $1/f$. Уровень этих шумов зависит от коллекторного тока и напряжения на коллекторе, а также от температуры окружающей среды. Их можно описать при помощи эквивалентного генератора шумового тока

$$\overline{i_{ш.н}^2} = \overline{i_{ш0}^2} \frac{f_0}{f}, \quad (1.63)$$

подключив его параллельно зажимам база — коллектор транзистора. В формуле (1.63) $\overline{i_{ш0}^2}$ — средний квадрат действующего значения тока $i_{ш.н}$, измеренный на частоте f_0 .

Таким образом, можно построить эквивалентную физическую шумовую схему транзистора, которая учитывает его тепловые и дробовые шумы, имеющие практически равномерную спектральную плотность во всем диапазоне рабочих частот, и низкочастотные шумы, спектральная плотность которых подчиняется закону $1/f$. Определяя в соответствии с правилами теории четырехполюсников параметры этой схемы, получаем:

$$R_{ш} = r_6 + \frac{1 + \omega^2 \tau^2}{S_0}; \quad (1.64)$$

$$g_{ш} = g_{ш0} \frac{f_0}{f}; \quad (1.65)$$

$$R_{кор} = r_6 + \frac{1}{S_0}; \quad (1.66)$$

$$X_{кор} = \frac{\omega \tau}{S_0} = \omega \tau_{п} r_6 = \frac{\omega r_6}{\omega_a}, \quad (1.67)$$

где

$$g_{ш0} = \frac{\overline{i_{ш0}^2}}{4kT} \quad (1.68)$$

— шумовая проводимость $g_{ш}$, измеренная на частоте f_0 .

Формулы (1.64) — (1.67) определяют поведение шумовых параметров транзистора в широком диапазоне частот. Из них следует, что от частоты зависят параметры $R_{ш}$, $g_{ш}$ и $X_{кор}$. На частотах $f \ll 1/2\pi\tau$ шумовое сопротивление $R_{ш}$ от частоты практически не зависит. Так как $1/2\pi\tau$ соизмеримо с f_α , то $R_{ш}$ можно считать независимым от частоты, если рабочая частота усилителя $f \ll f_\alpha$. В этом случае

$$R_{ш} \approx r_6 + \frac{1}{S_0} = R_{кор} \quad (1.69)$$

и

$$r_6 + \frac{1}{S_0} \gg r_6 \frac{f}{f_\alpha}.$$

При этом можно пренебречь реактивным сопротивлением корреляции $X_{кор}$ и считать

$$\dot{Z}_{кор} = R_{кор} = R_{ш}. \quad (1.70)$$

Таким образом, если рабочая частота усилителя f значительно меньше граничной частоты усиления транзистора в схеме с общей базой f_α , то можно пренебречь реактивным сопротивлением корреляции и описать шумовые свойства транзистора при помощи трех шумовых параметров: $R_{ш}$, $g_{ш}$ и $R_{кор}$. Так как при этом $R_{ш} \approx R_{кор}$, то достаточно знать два параметра $R_{ш}$ и $g_{ш}$, из которых практически только последний зависит от частоты.

Зависимость шумового сопротивления $R_{ш}$ (1.69) транзистора от температуры и режима работы обусловлена зависимостью от этих факторов крутизны S_0 (1.33), так как сопротивление базы r_6 от них почти не зависит. Шумовая проводимость $g_{ш0}$ сложным образом зависит от температуры и напряжения на коллекторе, причем наиболее сильная зависимость наблюдается при повышенных температурах и коллекторном напряжении, близком к предельно допустимому. Зависимость $g_{ш0}$ от тока коллектора практически линейна и описывается выражением

$$g_{ш0}(i_k) = g_{ш0}(i_k') \frac{i_k}{i_k'}. \quad (1.71)$$

С зависимостью $g_{ш0}$ от напряжения на коллекторе u_k при $u_k \leq 5$ в можно не считаться.

В полевых транзисторах имеются три основных источника шума.

Распределенное сопротивление канала R_1 (см. рис. 1.3, б) является источником тепловых шумов, уровень которых определяется соотношением (1.61). В него вместо r_6 необходимо подставлять R_1 или приблизительно равную ему величину $1/S_{0п. макс}$. Поэтому квадрат напряжения тепловых шумов, возникающих в канале,

$$\overline{u_{ш. \tau}^2} = 4kTR_1 \Delta F \approx 4kT \frac{1}{S_{0п. макс}} \Delta F. \quad (1.72)$$

Это напряжение модулирует ширину канала, в результате чего на стоке получается усиленное напряжение шумов. Так как сопротивление в цепи затвора практически не влияет на уровень выходных тепловых шумов, их можно учесть при помощи эквивалентного генератора шумового напряжения (1.72), включенного на эквивалентной схеме полевого транзистора левее C_2 . Сумма этого напряжения с напряжением, прикладываемым извне к затвору, и является управляющим напряжением транзистора.

Обратный ток затвора I_{30} полевого транзистора является источником его дробовых шумов, квадрат действующего значения тока которых определяется по формуле (1.62) при $i = I_{30}$. Хотя ток I_{30} достаточно мал, но протекая по высокоомной цепи затвора, он создает на внешних элементах транзистора заметное падение напряжения, которое в качестве управляющего прикладывается к затвору транзистора. Дробовые шумы можно учесть при помощи эквивалентного генератора шумового тока (1.62), включенного между затвором и стоком.

Генерационно-рекомбинационные процессы в обедненном слое (на поверхности и в толще p - n -перехода) являются источником шумов, спектральная плотность которых подчиняется закону $1/f$. Подобно тепловым, эти шумы модулируют толщину проводящего канала и в цепи стока получается усиленное их напряжение. Шумы со спектром $1/f$ можно учесть при помощи эквивалентного генератора шумового напряжения

$$\overline{u_{ш. н}^2} = \overline{u_{ш. 0н}^2} \frac{f_0}{f}, \quad (1.73)$$

где

$$\overline{u_{ш. 0н}^2} = 4kTR_{ш. 0н} \quad (1.74)$$

квадрат действующего значения напряжения шумов $\overline{u_{ш. н}^2}$ на частоте f_0 , включаемого аналогично эквивалентному генератору тепловых шумов.

Полевой транзистор как линейный шумящий четырехполюсник можно описать эквивалентной схемой (рис. 1.18, б) и соответствующей ей системой их четырех шумовых параметров: $R_{ш. п}$, $g_{ш. п}$, $R_{кор. п}$ и $X_{кор. п}$. Определяя в соответствии с правилами теории четырехполюсников параметры физической эквивалентной схемы (рис. 1.3, б), дополненной указанными выше генераторами шумов, получим

$$R_{ш} = \frac{1}{S_{0п \text{ макс}}} + R_{ш. 0н} \frac{f_0}{f}; \quad (1.75)$$

$$g_{ш} = \frac{qI_{э0}}{2kT}; \quad (1.76)$$

$$\dot{Z}_{кор} = \frac{1}{S_{п}} \quad (1.77)$$

и, следовательно,

$$R_{кор} = \frac{S_{0п}}{(S_{0п} + \omega^2 \tau C_{зс})^2 + \omega^2 C_{зс}^2}; \quad (1.78)$$

$$X_{кор} = \frac{\omega \tau (S_{0п} + \omega^2 \tau C_{зс}) + \omega C_{зс}}{(S_{0п} + \omega^2 \tau C_{зс})^2 + \omega^2 C_{зс}^2} \quad (1.79)$$

или приближенно

$$R_{кор} \approx \frac{S_{0п}}{S_{0п}^2 + \omega^2 C_{зс} (2S_{0п} \tau + C_{зс})}; \quad (1.80)$$

$$X_{кор} \approx \frac{\omega (S_{0п} \tau + C_{зс})}{S_{0п}^2 + \omega^2 C_{зс} (2S_{0п} \tau + C_{зс})}. \quad (1.81)$$

В диапазоне частот, для которых выполняется условие

$$f \ll \frac{S_{0п}}{2\pi C_{зс}} \quad (1.82)$$

(при $S_{0п} = 1 \text{ ма/в}$ и $C_{зс} = 16 \text{ пф}$ значение $f \ll 10^9 \text{ гц}$), можно считать, что

$$R_{кор} \approx \frac{1}{S_{0п}}; \quad (1.83)$$

$$X_{кор} \approx \frac{\omega (C_{зи} + C_{зс})}{S_{0п}^2}, \quad (1.84)$$

а во многих практических случаях и пренебрегать величиной $X_{кор}$. В связи с тем, что

$$R_{ш. 0н} \approx R'_{ш. 0н} \sqrt{\frac{i_c}{i'_c}}, \quad (1.85)$$

шумовое сопротивление $R_{ш}$ (1.75) так же оказывается зависимым от режима работы полевого транзистора, увеличиваясь с увеличением тока стока i_c . Шумовая проводимость $g_{ш}$ от i_c не зависит, а зависимость $R_{кор}$ и $X_{кор}$ от i_c обусловлена соответствующей зависимостью крутизны $S_{оп}$ (2.88). Влияние напряжения стока на шумовые параметры полевого транзистора наблюдается лишь при u_c , близких к предельно допустимым.

Глава 2

ВЫБОР И СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

1. ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ ПРИ СЛАБЫХ СИГНАЛАХ

Режим работы транзисторов при слабых сигналах, амплитуда которых не превышает 5—10 мВ, выбирают, главным образом, для получения определенной величины усилительных параметров и обеспечения экономичности питания. В этом случае используется очень малый участок динамической характеристики, поэтому строить ее нет необходимости. Достаточно определить положение исходной рабочей точки и соответствующие ей рабочие значения токов и напряжений на электродах.

Исходной величиной при выборе режима обычно является э. д. с. источника питания E_k . Учитывая зависимость параметров от рабочего тока [формула (1.25) и (рис. 1.5)], выбирают значение исходного тока $i_{0к}$, которое обеспечивает получение желаемых величин параметров. Если к усилителю не предъявляются какие-либо специфические требования в отношении режима работы, то для каскадов предврательного усиления, работающих в режиме слабых сигналов, целесообразно использовать значения тока в пределах $i_{0к} = 0,5 \div 5$ ма. Чаще всего берут значения $i_{0к} = 1 \div 2$ ма.

Коллекторное напряжение в исходной рабочей точке $u_{0к}$ может быть только меньше э. д. с. источника питания E_k , а для обеспечения надежной работы транзистора оно не должно превышать

$$u_{0к} \leq (0,6 \div 0,8) u_{к \text{ макс}}, \quad (2.1)$$

где $u_{к. макс}$ — максимальное допустимое напряжение на коллекторном переходе, оговариваемое для каждого типа транзисторов техническими условиями.

Со стороны малых напряжений рабочий режим ограничивается нежелательностью работы в области, близкой к насыщению коллекторного тока, в которой резко возрастает проводимость обратной связи $g_{обр}$, коллекторная емкость $C_{бк}$ и существенно проявляются нелинейные свойства. Для маломощных транзисторов наиболее часто используются значения напряжений $u_{0к} = 2 \div 4$ в.

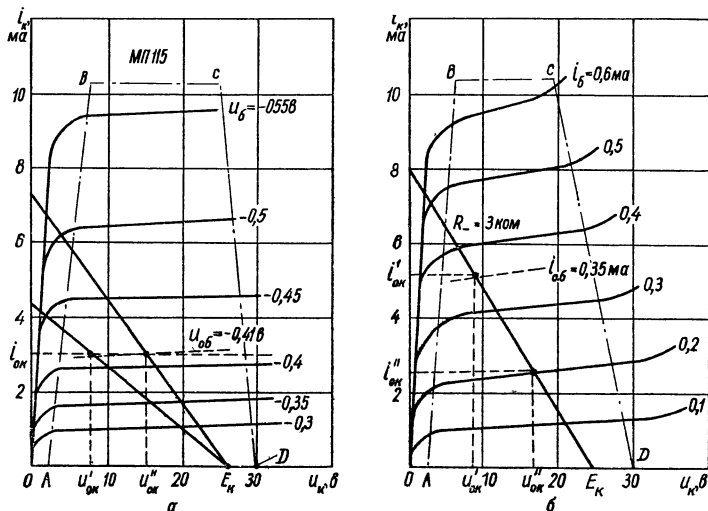


Рис. 2.1. Выбор режима работы транзистора:
 а — по семейству характеристик $i_k = i(u_k, u_{бэ})$ при заданном исходном токе;
 б — по семейству характеристик $i_k = f(u_k, i_{бэ})$ при заданном полном сопротивлении постоянному току $R_{н-}$.

Выбранные величины $i_{0к}$ и $u_{0к}$ определяют мощность, рассеиваемую на коллекторе,

$$P_k = i_{0к} u_{0к} \quad (2.2)$$

и полное активное сопротивление элементов схемы, включаемых в коллекторную и эмиттерную цепи,

$$R_{-} = \frac{E_k - u_{0к}}{i_{0к}}. \quad (2.3)$$

Последнее включает в себя сопротивление коллекторной нагрузки, сопротивление резистора развязывающего фильтра и эмиттерного резистора в схемах температурной стабилизации режима. Для обеспечения надежной и экономичной работы транзисторов

в предварительных каскадах усилителей целесообразно режим работы выбирать так, чтобы мощность рассеяния на коллекторе P_{κ} была бы намного меньше предельно допустимой мощности $P_{\kappa, \text{ макс.}}$, которая приводится в справочных данных.

Еще нагляднее производить проверку правильности выбора режима и определения полного сопротивления постоянному току R_{-} графическим путем с помощью выходных статических характеристик (рис. 2.1). На рис. 2.1, а показан пример использования характеристик $i_{\kappa} = f(u_{\kappa}, u_{06})$ и случай, когда выбранной является величина исходного рабочего тока $i_{0\kappa}$. Строя обычным способом нагрузочные прямые для разных значений R_{-} , можно подобрать наиболее подходящую величину исходного коллекторного напряжения (например $u_{0\kappa}''$) и установить соответствующее этому случаю значение R_{-} . Ломаной линией $ABCD$ показаны границы целесообразной рабочей области характеристик транзистора.

На рис. 2.1, б показан пример использования характеристик $i_{\kappa} = f(u_{\kappa}, i_{06})$. Но здесь уже рассматривается другой вариант выбора режима, при котором задано значение полного сопротивления постоянному току R_{-} . В данном случае положение исходной рабочей точки подбирается одновременным изменением $i_{0\kappa}$ и $u_{0\kappa}$, перемещая ее вдоль нагрузочной прямой. Ломаной линией $ABCD$ также показаны границы целесообразной рабочей области.

При пользовании любыми из приведенных характеристик необходимо еще определить исходные напряжения на базе u_{06} или ток базы i_{06} , определяющие рабочий режим по цепи базы. Другая из этих величин может быть найдена по статической характеристике входного тока $i_{06} = f(u_{06})$ или входного напряжения $u_{06} = f(i_{06})$ (рис. 2.2). Этим заканчивается выбор исходного режима.

2. ВЫБОР РЕЖИМА РАБОТЫ ПРИ СИЛЬНЫХ СИГНАЛАХ

При работе с сильными сигналами основное значение имеет выбор той области статических характеристик транзистора, которая обеспечивает получение заданной максимальной амплитуды тока, напряжения или мощности при допустимой величине нелинейных искажений и по возможности небольшом расходе энергии источника питания. Этим требованиям и должен подчиняться выбор исходного режима работы. Выбор режима несколько различается в

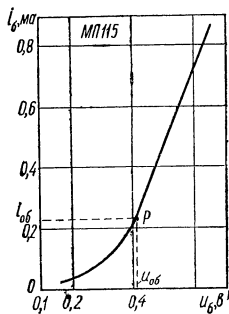


Рис. 2.2. Определение режима работы цепи базы по статическим характеристикам $i_{06} = f(u_{06})$.

зависимости от того, какой эффект на выходе усилителя желательно получить, и в зависимости от типа усиливаемых сигналов.

Если необходимо обеспечить заданную амплитуду выходного тока I_m в низкоомной нагрузке, что обычно имеет место в предоконечных каскадах с бестрансформаторной связью, то режим работы выбирают следующим образом. Тип используемого транзистора выбирают с таким расчетом, чтобы его максимальная допустимая величина коллекторного тока удовлетворяла условию $i_{к \text{ макс}} > 2I_m$ при симметричных биполярных сигналах и $i_{к \text{ макс}} > I_m$

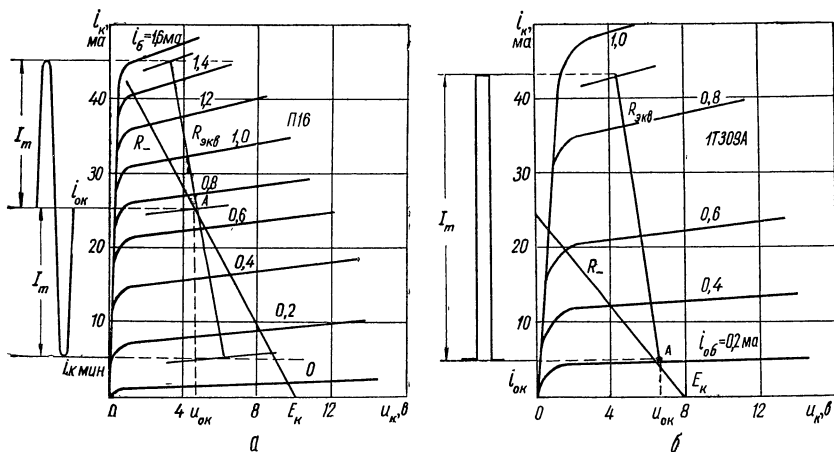


Рис. 2.3. Выбор режима работы транзистора по семейству статических характеристик при заданной амплитуде тока I_m для формы сигнала:

а — симметричной; б — несимметричной.

при однополярных сигналах. Для симметричных сигналов исходный рабочий ток выбирают так, чтобы

$$i_{0к} = I_m + i_{к \text{ мин}}, \quad (2.4)$$

причем $i_{к \text{ мин}}$ обычно принимают равным $(0,1 \div 0,2) I_m$ (рис. 2.3, а). Под углом наклона, соответствующим эквивалентному сопротивлению нагрузки для переменного тока $R_{экв}$, проводят динамическую характеристику с таким расчетом, чтобы ее середина совпала с исходной рабочей точкой А, и минимальное напряжение на коллекторе $u_{к \text{ мин}}$ оставалось не меньшим 1—2 в. Построив таким образом динамическую характеристику и определив положение исходной рабочей точки, находят остальные элементы исходного режима способом, описанным в предыдущем параграфе. В дополнение следует лишь определить амплитуды напряжения $U_{тб}$ и тока $I_{тб}$ в цепи базы

транзистора, которые обеспечивают получение заданной амплитуды тока I_m .

При несимметричных однополярных сигналах исходную рабочую точку целесообразно располагать на одном из концов динамической характеристики с тем, чтобы при подаче на вход сигнала получить максимальное изменение тока (рис. 2.3, б). Выбрав исходный режим работы, во всех случаях следует определить мощность, рассеиваемую на коллекторе, и проверить, чтобы она не превысила максимально допустимой величины. Если необходимо обеспечить заданную амплитуду выходного напряжения U_m , э. д. с. источника питания должна удовлетворять условию $E_k > 2U_m$ при симметричном сигнале и $E_k > U_m$ при однополярном, а транзистор для обеспечения надежной работы должен иметь максимальное допустимое напряжение

$$U_{к. макс} = (1,2 \div 1,5) E_k. \quad (2.5)$$

Динамическую характеристику проводят под углом наклона, соответствующим эквивалентному сопротивлению нагрузки для переменного тока $R_{экр}$ (рис. 2.4) с таким расчетом, чтобы обеспечить заданную амплитуду выходного напряжения U_m . Исходную рабочую точку выбирают посередине динамической характеристики при симметричных сигналах или на одном из ее концов при однополярных, после чего проводят нагрузочную прямую для полного сопротивления постоянному току R_- . Дальнейшие операции по выбору режима осуществляют описанным выше способом.

Вопросы выбора режима работы транзисторов в усилителях мощности подробно рассматриваются в гл. 8.

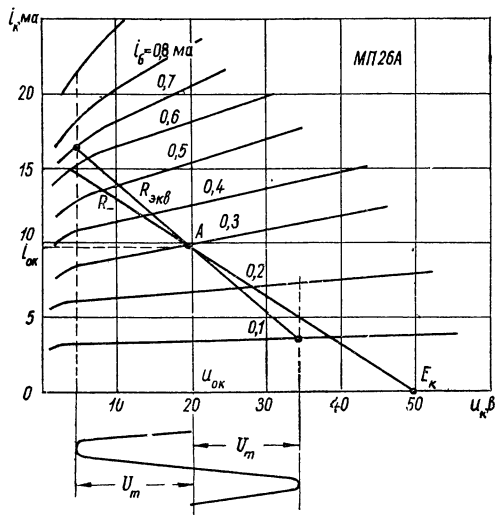


Рис. 2.4. Выбор режима работы по заданной амплитуде выходного напряжения U_m при симметричной форме сигналов.

3. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ В МИКРОРЕЖИМЕ

Транзисторы, в отличие от ламп, могут работать в режиме малых токов. При усилении слабых сигналов исходный рабочий ток может лишь немного превышать амплитуду тока усиливаемых колебаний. Поэтому в ряде случаев для обеспечения высокой экономичности питания усилителей можно работать в режиме очень малых токов.

Целесообразный предел уменьшения рабочего тока ограничивается ухудшением усилительных свойств, которое наблюдается при слишком малых рабочих токах. Это ухудшение прежде всего обусловлено зависимостью параметров от режима. При малых токах низкочастотные параметры

$$\left. \begin{aligned} g &= \frac{g(i'_k)}{i'_k} (i_k - I_{k0}) + g_0 = \frac{q}{kT} \left(\frac{i_k - I_{k0}}{h_{21 \text{ макс}}} + I_{э0} \right); \\ S_0 &= \frac{S_0(i'_k)}{i'_k} (i_k - I_{k0}) = \frac{q}{kT} (i_k - I_{k0}); \\ h_{21} &= \frac{S_0}{g} = h_{21 \text{ макс}} \frac{i_k - I_{k0}}{i_k + h_{21 \text{ макс}} I_{э0}}, \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

где i_k — рабочий ток коллектора, который показывает включенный в коллекторную цепь миллиамперметр; I_{k0} — обратный ток коллекторного перехода; i'_k — ток, при котором измерялись соответствующие параметры.

Уменьшать крутизну S_0 при малых токах нежелательно, так как появляется необходимость увеличивать сопротивление нагрузки. При этом возрастает вредное шунтирующее действие внешних паразитных емкостей монтажа и ухудшаются частотные характеристики в области верхних частот. Задаваясь допустимым минимальным значением $S_{0 \text{ мин}}$, можно определить минимальную граничную величину коллекторного тока

$$i_{k \text{ мин}} = \frac{kT}{q} S_{0 \text{ мин}} + I_{k0}. \quad (2.7)$$

Практически следует считать, что значения $S_0 < 1 \text{ ма/в}$ являются уже неприемлемыми. С учетом этого ограничения для минимальной величины коллекторного тока примерно получим $i_{k \text{ мин}} \approx 25 \text{ мка}$.

При чрезмерном уменьшении рабочего тока резко падает коэффициент усиления h_{21} (2.6) и увеличивается его зависимость от температуры, так как под влиянием последней в больших пределах меняется обратный ток эмиттерного перехода $I_{э0}$ (1.34). За-

давшись допустимым снижением коэффициента усиления $h_{21 \text{ мин}}$ при максимальной рабочей температуре транзистора, легко найти и в этом случае минимальный коллекторный ток

$$i_{к. \text{ мин}} = \frac{h_{21 \text{ мин}} I_{э0 \text{ макс}}}{1 - \frac{h_{21 \text{ мин}}}{h_{21 \text{ макс}}}}. \quad (2.8)$$

Это выражение обычно также ограничивает минимальную величину коллекторного тока значениями в несколько десятков микроампер.

В микрорежиме ухудшаются и частотные свойства транзисторов. Постоянная времени

$$\tau = \frac{\tau (i'_к)}{i'_к} (i_к - I_{к0}) + \tau_0, \quad (2.9)$$

хотя и уменьшается при снижении коллекторного тока, но не до нуля, а лишь до значения

$$\tau_0 = C_{э. п} r'_б, \quad (2.10)$$

где $C_{э. п}$ — статическая емкость эмиттерного перехода при нулевом смещении на нем.

По этой причине при малых токах падает добротность транзистора

$$D = K_0 F_{в1}, \quad (2.11)$$

представляющая собой произведение коэффициента усиления K_0 на верхнюю граничную частоту полосы пропускания $F_{в1}$. Снижение добротности определяется соотношением

$$\frac{D}{D_{\text{макс}}} = \frac{i_к - I_{к0}}{i_к + \frac{\tau_0}{\tau (i'_к)} i'_к}. \quad (2.12)$$

Из (2.12) также можно найти минимальную допустимую величину коллекторного тока

$$i_{к. \text{ мин}} = \frac{\tau_0}{\tau (i'_к)} \cdot \frac{D_{\text{мин}} i'_к}{D_{\text{макс}} - D_{\text{мин}}}. \quad (2.13)$$

В микрорежиме увеличивается также паразитная внутренняя обратная связь, что выражается в возрастании коэффициента обратной связи $|H_{12}|$. Во-первых, при малых коллекторных напряжениях увеличивается коллекторная емкость $C_{бк}$ (1.29), во-вторых, возрастает

$$\left| \dot{H}_{12} \right|_{i_к \rightarrow 0} \approx \frac{r'_б C_{бк}}{\tau_0} = \frac{C_{бк}}{C_{э. п}}. \quad (2.14)$$

Наконец, при использовании микрорежима труднее осуществлять температурную стабилизацию, так как величина обратного тока $I_{к0}$ и его нестабильность $\Delta I_{к0}$ остаются прежними, а рабочий ток берется малым.

В связи с перечисленными факторами практически нецелесообразно работать с токами $i_{0к} < 50$ мка при использовании обычных маломощных транзисторов, не предназначенных специально для работы в микрорежимах. Вообще же выбор рабочих токов, меньших 0,5 ма, целесообразен только в тех случаях, когда наиболее важным требованием является обеспечение высокой экономичности питания.

4. ОДНОКАСКАДНЫЕ СХЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМА

Температурная нестабильность режима, в соответствии с изложенным в гл. 1, обусловлена главным образом тепловым сдвигом характеристик [(рис. 1.12), формулы (1.35) — (1.37)] и температурной зависимостью обратного коллекторного тока [формула (1.39) и рис. 1.13]. При рассмотрении работы различных схем стабилизации удобнее оценивать нестабильность режима, вызываемую эквивалентным тепловым смещением характеристик $\Delta u_{б.т}$ и отдельно изменениями обратного тока $\Delta I_{к0}$. Так как максимальная возможная нестабильность коллекторного тока, вызываемая тепловым смещением

$$\Delta_1 i_{к. макс} = S_0 \Delta u_{б.т} \quad (2.15)$$

и приращением обратного тока $I_{к0}$,

$$\Delta_2 i_{к. макс} = \frac{S_0}{g} \Delta I_{к0} = h_{21} \Delta I_{к0}, \quad (2.16)$$

то для оценки стабилизирующего действия различных схем удобно ввести понятие коэффициентов стабилизации

$$\left. \begin{aligned} S_{T1} &= \frac{\Delta_1 i_{к}}{\Delta_1 i_{к. макс}}; \\ S_{T2} &= \frac{\Delta_2 i_{к}}{\Delta_2 i_{к. макс}}, \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

где $\Delta_1 i_{к}$ и $\Delta_2 i_{к}$ — нестабильности тока в рассматриваемых схемах, обусловленные соответственно тепловым смещением $\Delta u_{б.т}$ и обратным током $I_{к0}$.

Большинство схем температурной стабилизации режима основано на применении глубокой отрицательной обратной связи по постоянному току. К числу простейших из них относятся схемы, в которых обратной связью по постоянному току охватываются одиночные каскады усилителя.

Наиболее простой и содержащей минимальное число дополнительных элементов является схема стабилизации тока базы (рис. 2.5). Принцип ее действия основан на том, что, так как база питается через резистор R_1 с большим сопротивлением, ток базы остается практически неизменным независимо от изменений температуры и свойств транзистора:

$$i_{0б} = \frac{E_k - u_{0б}}{R_1} \approx \frac{E_k}{R_1}. \quad (2.18)$$

Вследствие же того, что ток эмиттера распределяется пропорционально между цепями базы и коллектора, примерно постоянным будет оставаться и ток коллектора. Для расчета схемы достаточно по известному исходному току базы $i_{0б}$ определить сопротивление резистора

$$R_1 = \frac{E_k}{i_{0б}}. \quad (2.19)$$

Коэффициенты стабилизации режима (2.17) для этой схемы

$$\left. \begin{aligned} S_{T1} &= \frac{1}{1 + gR_1}; \\ S_{T2} &= \frac{gR_1}{1 + gR_1}. \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

Обычно, в соответствии с выражением (2.19), величина сопротивления получается очень большой, причем всегда выполняется условие $gR_1 \gg 1$. Из сказанного видно, что схема стабилизации тока базы обеспечивает высокую стабильность (малое значение коэффициента стабилизации S_{T1}) в отношении влияния теплового смещения $\Delta u_{0б, T}$, но практически не устраняет вредного действия обратного тока I_{K0} ($S_{T2} \approx 1$). Это один из существенных недостатков схемы стабилизации тока базы. Абсолютная нестабильность коллекторного тока в ней

$$\Delta i_k \approx \Delta_2 i_k = h_{21} \Delta I_{K0}. \quad (2.21)$$

Поэтому схему можно применять только в тех устройствах, которые не предназначены для работы при повышенных температурах, и в том диапазоне температур, в котором величина $h_{21} \Delta I_{K0}$ остается значительно меньшей исходного рабочего тока $i_{0к}$.

Другим недостатком схемы является то, что, вследствие значительного разброса тока базы транзисторов от образца к образцу, для получения заданного режима работы необходима индивидуальная подгонка. В каждом образце изделия приходится подбирать

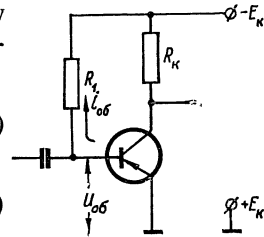


Рис. 2.5. Схема стабилизации тока базы.

окончательную величину сопротивления резистора R_1 . Вследствие этого схема стабилизации тока базы малоприменна для использования при серийном производстве аппаратуры. Разброс исходного тока в различных образцах можно оценить, исходя из связи между величиной тока базы и коэффициентом усиления по току h_{21} . Учитывая, что $i_{0к} \approx h_{21}i_{0б}$, абсолютную величину разброса режимов можно подсчитать по формуле

$$\Delta i_{0к} \approx (h_{21\text{макс}} - h_{21\text{мин}}) \frac{E_k}{R_1}. \quad (2.22)$$

Несколько лучшие результаты дает схема стабилизации с отрицательной обратной связью по постоянному току параллельного типа (рис. 2.6, а). Здесь возникающие по любой причине изменения тока Δi_k вызывают соответствующие изменения коллекторного напряжения Δu_k . Последние через цепь обратной связи (резистор R_1) воздействуют на базу и обуславливают реакцию, противоположную первоначальной причине, вызвавшей нестабильность тока. Расчет схемы также состоит в определении сопротивления резистора

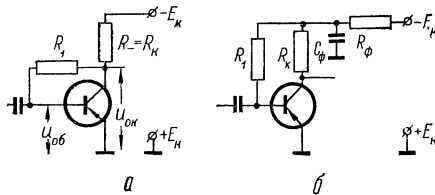


Рис. 2.6. Схемы стабилизации с отрицательной обратной связью по постоянному току параллельного типа:

а — с использованием коллекторного сопротивления; б — с использованием сопротивления развязывающего фильтра.

$$R_1 = \frac{u_{0к}}{i_{0к}}, \quad (2.23)$$

где $u_{0к}$ — напряжение на коллекторе в выбранном исходном режиме.

Выражения коэффициентов стабилизации имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} S_{T1} &= \frac{1}{1 + gR_1 + S_0R_-}; \\ S_{T2} &= \frac{gR_1}{1 + gR_1 + S_0R_-}. \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

Стабилизирующее действие схемы по отношению к тепловому сдвигу $\Delta u_{0к}$ получается еще более высоким. Лучше также обстоит дело и с ослаблением влияния тока $I_{к0}$, так как коэффициент стабилизации S_{T2} оказывается уже заметно меньшим единицы. Если учесть, что

$$\left. \begin{aligned} \frac{g}{i_{0б}} &\approx \frac{S_0}{i_{0к}}; \\ R_- &= \frac{E_k - u_{0к}}{i_{0к}}, \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

а также принять во внимание формулу (2.23), то можно получить простую прикидочную формулу

$$S_{T2} \approx \frac{u_{0к}}{E_k}, \quad (2.26)$$

т. е. стабилизирующее действие схемы (рис. 2.6, а) по отношению к влиянию обратного тока $I_{к0}$ оценивается частным от деления коллекторного напряжения на э.д.с. источника питания. Из сказанного ясно, что существенного повышения стабильности режима рассматриваемая схема дать не может.

Нестабильность исходного тока, обусловленная разбросом токов базы различных образцов транзисторов, может быть подсчитана по формуле

$$\Delta i_{0к} = (h_{21\text{макс}} - h_{21\text{мин}}) \frac{u_{0к}}{R_1} S_{T2}. \quad (2.27)$$

Недостатки схемы (рис. 2.6, а) остаются такими же, как и у предыдущей, хотя ее можно использовать в несколько более широком диапазоне температур. Однако без индивидуального подбора сопротивлений резистора R_1 не удастся обойтись и здесь. К недостатку этой схемы можно также отнести и наличие параллельной обратной связи на частоте сигналов, что приводит к дополнительному уменьшению входного сопротивления усилителя.

Аналогичные результаты дает и схема стабилизации с отрицательной обратной связью (рис. 2.6, б), в которой обратная связь осуществляется с помощью резистора развязывающего фильтра R_ϕ . Рассчитывать эту схему можно по формулам (2.23) — (2.27) с той лишь разницей, что вместо $u_{0к}$ следует брать величину $E_k - i_{0к} R_\phi$, а вместо R_- в формулу (2.24) подставлять R_ϕ . В схеме (рис. 2.6, б) также отсутствует обратная связь по переменному току, что достигается включением конденсатора развязывающего фильтра C_ϕ .

Пример 1. Рассчитать схемы стабилизации (рис. 2.5, 2.6, а) и сравнить их свойства. Данные для расчета: транзистор типа МП14, исходный рабочий режим которого $i_{0к} = 2 \text{ ма}$; $u_{0к} = 4 \text{ в}$; $i_{0б} = 0,1 \text{ ма}$; $u_{0б} = -0,13 \text{ в}$; диапазон рабочих температур $T = (-50 \div +50)^\circ\text{C}$, допустимая нестабильность коллекторного тока $\frac{\Delta i_{к}}{i_{к}} \leq 20\%$; э.д.с. источника питания $E_k = 15 \text{ в}$.

По справочным данным для выбранного транзистора определяем $I_{к0} \leq \leq 100 \text{ мка}$ при $T_0 = +70^\circ\text{C}$; $h_{21} = 20 \div 40$. Вычисляем значение $I_{к0}$ при максимальной рабочей температуре (1.39):

$$I_{к0}(T) = I_{к0}(T_0) e^{\alpha(T - T_0)} = 100 e^{0,09(50 - 70)} = 16,7 \text{ мка}.$$

Так как при $T = -50^\circ \text{C}$ обратный ток $I_{к0}$ мал, считаем

$$\Delta I_{к0} \approx I_{к0} (+50^\circ) = 16,7 \text{ мка.}$$

Находим значения необходимых малосигнальных параметров:

$$S_0 \approx \frac{q}{kT} i_{0к} = 40 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 80 \cdot 10^{-3} \text{ а/в;}$$

$$g = \frac{S_0}{h_{21}} = \frac{80 \cdot 10^{-3}}{20 \div 40} = (2 \div 4) \cdot 10^{-3} \text{ сим.}$$

Для схемы рис. 2.5 рассчитываем величину сопротивления резистора

$$R_1 = \frac{E_k}{i_{0к}} = \frac{15}{10^{-4}} = 150 \text{ ком}$$

и полное сопротивление постоянному току (2.3)

$$R_- = \frac{E_k - u_{0к}}{i_{0к}} = \frac{15 - 4}{2 \cdot 10^{-3}} \approx 5,6 \text{ ком.}$$

Находим коэффициенты стабилизации (2.17) для худшего случая:

$$S_{T1} = \frac{1}{1 + g_{\text{мин}} R_1} = \frac{1}{1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 150 \cdot 10^3} \approx 0,003;$$

$$S_{T2} = \frac{g_{\text{макс}} R_1}{1 + g_{\text{макс}} R_1} = \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 150 \cdot 10^3}{1 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot 150 \cdot 10^3} \approx 1.$$

Так как коэффициент стабилизации S_{T1} получился весьма малым, с нестабильностью, обусловленной тепловым смещением $\Delta u_{б.т}$, можно не считаться. Тогда в соответствии с формулами (2.16), (2.17) и (2.20) максимальная возможная нестабильность тока

$$\frac{\Delta i_{0к}}{i_{0к}} \approx \frac{\Delta I_{к0} h_{21\text{макс}}}{i_{0к}} S_{T2} = \frac{16,7 \cdot 10^{-6} \cdot 40}{2 \cdot 10^{-3}} \cdot 1 = 0,33 = 33\%.$$

Проведенный расчет показывает, что схема рис. 2.5 не обеспечивает требуемую стабильность в заданном интервале рабочих температур и поэтому не может быть использована. Если бы было задано меньшее значение максимальной рабочей температуры (например $T_{\text{макс}} = +40^\circ \text{C}$), то тогда получили бы $\Delta I_{к0} = 6,7 \text{ мка}$ и $\frac{\Delta i_{0к}}{i_{0к}} = 14\%$, т.е. требуемая стабильность была бы обеспечена.

Оценим теперь нестабильность режима в схеме с обратной связью (рис. 2.6,а). Для этого вычислим величину сопротивления резистора (2.23)

$$R_1 = \frac{u_{0к}}{i_{0к}} = \frac{4}{10^{-4}} \approx 39 \text{ ком.}$$

Сопrotивление постоянному току в коллекторной цепи рассматриваемой схемы обусловлено резистором R_k . Как и в предыдущем варианте, оно определяется соотношением (2.3) и получается равным $R_- = R_k = 5,6 \text{ ком}$. Далее находим для наименее благоприятных случаев значения коэффициентов стабилизации (2.24):

$$S_{T1} = \frac{1}{1 + g_{\text{мин}} R_1 + S_0 R_-} = \frac{1}{1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 39 \cdot 10^3 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 5,6 \cdot 10^3} \approx \approx 0,002;$$

$$S_{T2} = \frac{g_{\text{макс}} R_1}{1 + g_{\text{макс}} R_1 + S_0 R_-} = \frac{4 \cdot 10^{-3} \cdot 39 \cdot 10^3}{1 + 4 \cdot 10^{-3} \cdot 39 \cdot 10^3 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 5,6 \cdot 10^3} = 0,29$$

и максимальную относительную нестабильность тока коллектора

$$\frac{\Delta i_{0k}}{i_{0k}} \approx \frac{\Delta I_{k0} h_{21\text{макс}}}{i_{0k}} S_{T2} = \frac{16,7 \cdot 10^{-6} \cdot 40}{2 \cdot 10^{-3}} \cdot 0,29 = 0,1 = 10\%$$

Как видно из этого расчета, стабильность режима получается выше заданной, поэтому схему можно использовать. Вследствие того что расчет произведен для наименее благоприятных граничных значений параметров и максимального возможного тока I_{k0} , реально стабильность режима в большинстве случаев будет выше расчетной.

Определим минимальное исходное напряжение на коллекторе, которое получится при максимально возможной величине коллекторного тока

$$i_{0k, \text{ макс}} = i_{0k} \left(1 + \frac{\Delta i_{0k}}{i_{0k}} \right) = 2 (1 + 0,1) = 2,2 \text{ ма};$$

$$u_{0k, \text{ мин}} = E_k - i_{0k, \text{ макс}} R_k = 15 - 2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 5,6 \cdot 10^3 = 2,5 \text{ в}.$$

При таком напряжении режим рассматриваемого каскада будет еще достаточно далеким от области насыщения коллекторного тока.

Подсчитаем нестабильность исходного тока, обусловленную разбросом токов базы транзисторов используемого типа,

$$\Delta i_{0k} = (h_{21\text{макс}} - h_{21\text{мин}}) \frac{u_{0k}}{R_1} S_{T2} = (40 - 20) \frac{4}{39 \cdot 10^3} \cdot 0,29 = 0,6 \text{ ма}.$$

Такой разброс исходного тока для различных образцов транзисторов будет недопустимо большим. Поэтому при использовании схемы рис. 2.6, а потребуются индивидуальная подгонка сопротивлений резисторов R_1 в процессе изготовления усилителей.

Проверку и подгонку режима в схемах рис. 2.5 и 2.6 можно производить не разрывая коллекторную цепь и не включая миллиамперметр. При заданном исходном напряжении на коллекторе или известном полном сопротивлении постоянному току R_- правильный режим может быть установлен в результате измерения напряжения на участке эмиттер — коллектор транзистора. Подключив к выводам эмиттера и коллектора вольтметр с достаточно большим внутренним сопротивлением, подбирают величину

сопротивления резистора R_1 до получения нужного напряжения. Уменьшение этого сопротивления приводит к возрастанию тока $i_{0к}$ и снижению напряжения $u_{0к}$. Наоборот, увеличение сопротивления R_1 приводит к уменьшению тока $i_{0к}$ и повышению напряжения $u_{0к}$. Однако необходимо отметить, что минимальный рабочий ток, который можно получить в этой схеме при $R_1 = \infty$,

$$i_{0к, \text{ мин}} \approx h_{21} I_{к0}. \quad (2.28)$$

Значительно более высокая стабильность режима получается при использовании распространенной схемы стабилизации с отрицательной обратной связью последовательного типа, называемой

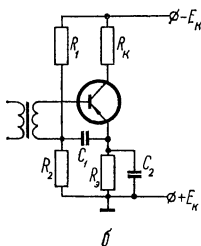
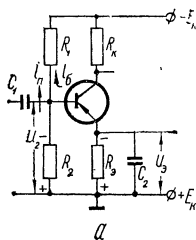


Рис. 2.7. Схемы стабилизации с отрицательной обратной связью по постоянному току последовательного типа для усилителя:

а — аperiodического; б — с трансформаторной связью.

ответствующее изменение напряжения между базой и эмиттером: $\Delta u_6 = -\Delta u_3$. Полярность этого напряжения оказывается такой, что оно противодействует первоначальной причине, обусловившей изменение тока эмиттера. Фиксация потенциала базы осуществляется с помощью потенциометрического делителя R_1, R_2 . Чем меньше величины сопротивлений этого делителя, тем жестче фиксируется потенциал базы и меньше сказывается влияние обратного тока $I_{к0}$, а следовательно, тем выше получаемая стабильность режима. Однако чрезмерное уменьшение сопротивлений R_1, R_2 по ряду причин нежелательно. Во-первых, при уменьшении этих сопротивлений увеличивается ток, потребляемый потенциометром,

$$i_{п} \approx \frac{E_{к}}{R_1 + R_2} \quad (2.29)$$

и соответственно возрастает потребление энергии каскадом (ухудшается экономичность питания). Во-вторых, в схеме рис. 2.7, а

иногда схемой с тремя резисторами (рис. 2.7, а). В этой схеме отрицательная обратная связь по постоянному току осуществляется с помощью резистора R_3 , включаемого в цепь эмиттера. Вызванное любыми причинами изменение тока эмиттера создает на резисторе R_3 падение напряжения

$$\Delta u_3 = R_3 \Delta i_3,$$

которое соответствующим образом меняет потенциал эмиттера. Если потенциал базы будет фиксированным, то изменение потенциала эмиттера вызовет со-

резисторы R_1 и R_2 по переменному току оказываются включенными параллельно входу усилителя, шунтируют его и уменьшают общее входное сопротивление каскада. Поэтому величины сопротивлений R_1 и R_2 желательно выбирать так, чтобы приведенное сопротивление делителя превышало входное сопротивление транзистора:

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} > \frac{1}{g}. \quad (2.30)$$

Конденсатор C_2 служит для устранения обратной связи на частоте сигналов, а C_1 — для присоединения нижнего конца обмотки трансформатора по переменному току к эмиттеру. Схема рис. 2.7, б отличается тем, что в ней потенциометрический делитель не шунтирует входа усилителя и не снижает его входное сопротивление. Но такая схема может использоваться только при трансформаторной связи, при наличии в цепи базы колебательного контура или при использовании дросселя.

Режим работы в схеме рис. 2.7, а всегда автоматически устанавливается таким, что падение напряжения на эмиттерном сопротивлении R_3 оказывается меньше падения напряжения на резисторе R_2 на величину напряжения на базе

$$u_3 = u_2 - u_{06}, \quad (2.31)$$

которое соответствует установившемуся току эмиттера

$$i_3 = i_{0к} + i_{0с} = \frac{u_2 - u_{06}}{R_3} \approx \frac{u_2}{R_3}, \quad (2.32)$$

откуда

$$i_{0к} = \frac{u_2}{R_3} - \frac{u_{06}}{R_3} = i_{0с} \approx \frac{u_2}{R_3}. \quad (2.33)$$

При этом токи транзистора почти не зависят от его параметров и других свойств. Они определяются практически лишь внешними сопротивлениями. В результате, кроме обеспечения высокой стабильности, схема гарантирует идентичность исходного режима при использовании транзисторов не только данного типа, но даже и разных типов. Указанное свойство является большим достоинством схемы и она может быть пригодна для серийного производства.

Заменяв транзистор в каскаде (рис. 2.7, а) эквивалентной схемой температурной нестабильности (см. рис. 1.14), можно

определить общую нестабильность коллекторного тока и коэффициенты стабилизации:

$$\left. \begin{aligned} S_{\tau 1} &= \frac{1}{1 + g(R_{12} + R_3) + S_0 R_3}; \\ S_{\tau 2} &= \frac{g}{S_0} + gr_6 \frac{1 + g(R_{12} + R_3) + \frac{R_{12}}{r_6}}{1 + g(R_{12} + R_3) + S_0 R_3}. \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

Коэффициент $S_{\tau 1}$ всегда получается очень малым, и, следовательно, влияние теплового смещения характеристик $\Delta u_{\beta, \tau}$ в этой схеме практически также не сказывается. Коэффициент же стабилизации $S_{\tau 2}$ существенно зависит от величины приведенного сопротивления потенциометра R_{12} (2.30). Анализ показывает, что при изменении сопротивления R_{12} в пределах $0 \leq R_{12} \leq R_3$ величина $S_{\tau 2}$ меняется от

$$S_{\tau 2 \text{ мин}} = \frac{1 + gr_6}{h_{21}} \quad (2.35)$$

до

$$S_{\tau 2} = \frac{2}{h_{21}}, \quad (2.36)$$

т. е. весьма незначительно. При $R_{12} \gg h_{21} R_3$ коэффициент стабилизации $S_{\tau 2}$ становится недопустимо большим и приближается к единице. Следовательно, R_{12} должно выбираться так, чтобы выполнялось условие (2.30). Выражая параметры S_0 и g через рабочие токи, учитывая формулы (1.33), (2.25) и то, что обычно $R_1 \gg R_2$ и $R_{12} \approx R_2$, а также, что

$$u_3 = u_2 - u_{06} \approx u_2 = i_{\pi} R_2, \quad (2.37)$$

можно получить удобную приближенную формулу для коэффициента стабилизации

$$S_{\tau 2} \approx \frac{1 + gr_6}{h_{21}} \left(1 + \frac{i_{0к}}{i_{\pi}} \cdot \frac{u_{0к} + i_{0к} R_{к}}{E_{к}} \right). \quad (2.38)$$

Здесь i_{π} — ток потенциометра R_1 , R_2 . Меняя последний, можно управлять величиной $S_{\tau 2}$ в широких пределах, добиваясь получения требуемой стабильности режима.

Неидентичность исходного режима, обусловленная разбросом токов базы различных образцов транзисторов, может быть подсчитана по формуле

$$\frac{\Delta i_{0к}}{i_{0к}} \approx \left(\frac{1}{h_{21 \text{ мин}}} - \frac{1}{h_{21 \text{ макс}}} \right) \cdot \frac{i_{0к}}{i_{\pi}}, \quad (2.39)$$

где $h_{21 \text{ макс}}$ и $h_{21 \text{ мин}}$ — граничные значения коэффициента усиления по току, оговариваемые техническими условиями на данный тип транзисторов.

Рассчитывают схему стабилизации (рис. 2.7, а) следующим образом. Так как стабильность режима повышается с увеличением сопротивления резистора R_3 , то его целесообразно выбирать возможно бóльшим. При заданном рабочем токе $i_{0к}$ максимальная величина сопротивления ограничивается допустимой потерей на нем части напряжения источника питания

$$u_3 = E_k - (u_{0к} + i_{0к}R_k). \quad (2.40)$$

Высокую стабильность режима можно получить в том случае, если это напряжение будет не меньше 2—3 в.

По заданной относительной нестабильности коллекторного тока $\frac{\Delta i_{0к}}{i_{0к}}$ с помощью выражений (2.15), (2.17), (2.32), (2.34) и (2.38) можно подсчитать необходимый ток потенциометра

$$i_{п} \approx \frac{\Delta I_{к0}}{\frac{\Delta i_{0к}}{i_{0к}} - \left(\frac{\Delta I_{к0}}{i_{0к}} - \frac{\Delta u_{б.т}}{u_3} \right)}, \quad (2.41)$$

причем, предварительно с помощью формул (1.36) и (1.37) следует вычислить эквивалентное напряжение теплового смещения $\Delta u_{б.т}$. При этом для соблюдения достаточно высокой экономичности питания желательно, чтобы он не превышал величины исходного коллекторного тока

$$i_{п} \leq i_{0к}. \quad (2.42)$$

Если $i_{п}$ получается слишком большим или отрицательным, схема рис. 2.7, а не обеспечивает требуемую стабильность режима работы.

Для строгого расчета всех входящих в схему элементов необходимо решение системы уравнений, в которую входят и графически заданные статические характеристики транзистора. Этот расчет получается весьма трудоемким и неудобным для практического использования. Гораздо проще сделать приближенный расчет, который основан на том, что токи в схеме рис. 2.7, а почти не зависят от свойств транзистора.

Определив u_3 по формуле (2.40) или задавшись его максимальной допустимой величиной, рассчитывают сопротивление резистора

$$R_3 = \frac{u_3}{i_{0к} + i_{0б}}. \quad (2.43)$$

По вычисленному току потенциометра i_{π} (2.41) находят сопротивление его резисторов

$$\left. \begin{aligned} R_2 &= \frac{u_2}{i_{\pi}} = \frac{u_3 + u_{06}}{i_{\pi}}; \\ R_1 &= \frac{E_{\kappa} - u_2}{i_{\pi} + i_{06}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.44)$$

После этого проверяют выполнение условия (2.30), а также для проверки правильности результатов расчета уточняют значения коэффициентов стабилизации

$$S_{\tau 1} \approx \frac{1}{S_0 R_3}; \quad (2.45)$$

$$S_{\tau 2} \approx \frac{1 + g r_6}{h_{21}} \left[1 + \frac{R_1 R_2}{R_3 (R_1 + R_2)} \right] \quad (2.46)$$

и проверяют получающуюся общую нестабильность коллекторного тока

$$\Delta i_{0\kappa} = S_0 \Delta u_{6. \tau} S_{\tau 1} + h_{21} \Delta I_{\kappa 0} S_{\tau 2}. \quad (2.47)$$

Прикидочный расчет элементов схемы рис. 2.7, а можно произвести даже в том случае, когда известен только исходный рабочий ток транзистора $i_{0\kappa}$.

Учитывая, что в реальных условиях всегда выполняются соотношения $u_{06} \ll u_2$, $i_{06} \ll i_{\pi}$, и приближенно приняв

$$i_{06} \approx \frac{i_{0\kappa}}{h_{21}}, \quad (2.48)$$

в расчетных формулах (2.43), (2.44) можно пренебречь малыми величинами u_{06} и i_{06} . В результате такого прикидочного расчета реальный рабочий ток в схеме окажется несколько заниженным. Для получения требуемой величины тока $i_{0\kappa}$ необходимо примерно на 10% уменьшить расчетное значение сопротивления резистора R_3 . Окончательную подгонку режима можно произвести при экспериментальной проверке и налаживании разрабатываемой схемы подбором сопротивления резистора R_3 . Контроль режима можно осуществлять по напряжению на участке коллектор — эмиттер или по падению напряжения на одном из известных резисторов (R_3 , R_{κ}). При уменьшении сопротивления резистора R_3 возрастает исходный ток $i_{0\kappa}$ и уменьшается напряжение $u_{0\kappa}$. Увеличение этого сопротивления вызывает обратный эффект. Если для повышения стабильности режима возникнет необходимость в увеличении стабилизирующего напряжения u_3 на резисторе R_3 при сохранении прежнего рабочего тока, то для этой цели можно уменьшить сопротивление резистора R_1 и увеличить R_3 , или пропорционально увеличить сопротивления R_2 и R_3 .

Если в коллекторную цепь усилителя необходимо включить развязывающий фильтр, то вместо схемы рис. 2.7, а выгоднее использовать схему с комбинированной обратной связью по постоянному току (рис. 2.8). Дело в том, что при включении фильтра только в коллекторную цепь, для сохранения выбранного исходного напряжения на коллекторе $u_{0к}$, приходится соответственно уменьшать падение напряжения $u_э$ на стабилизирующем резисторе $R_э$, а это ухудшает стабильность режима. Кроме того, цепь питания базы оказывается незащищенной фильтром, что может привести к возникновению паразитной обратной связи через цепь питания.

При использовании схемы рис. 2.8 за счет дополнительной обратной связи, обусловленной резисторами $R_ф$ и R_1 , удается частично компенсировать вынужденное ослабление основной обратной связи, связанное с необходимостью уменьшения напряжения $u_э$ и соответственно сопротивления резистора $R_э$. Однако при одинаковых исходных режимах, э. д. с. источника питания и токах потенциометра схема рис. 2.8 дает худшую стабильность режима по сравнению со схемой рис. 2.7, а. Чтобы это ухудшение сделать как можно меньшим, необходимо избыточное напряжение питания

$$u_{изб} = E_k - (u_{0к} + i_{0к}R_k) \quad (2.49)$$

распределить между резисторами $R_э$ и $R_ф$, причем величина $u_э$ должна быть большей, а $u_ф$ — минимальной, определяемой минимальным необходимым сопротивлением резистора развязывающего фильтра $R_ф$.

Можно показать, что для схемы рис. 2.8 остается справедливое соотношение (2.38). Определив с его помощью ток потенциометра $i_п$ (2.41), можно затем рассчитать величины сопротивлений входящих в схему резисторов:

$$\left. \begin{aligned} R_э &= \frac{u_э}{i_{0к} + i_{0б}}; \\ R_ф &= \frac{u_ф}{i_{0к} + i_п}; \\ R_2 &= \frac{u_э + u_{0б}}{i_п}; \\ R_1 &= \frac{u_{изб}}{i_п + i_{0б}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.50)$$

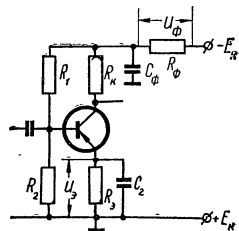


Рис. 2.8. Схема стабилизации режима работы транзистора с комбинированной отрицательной обратной связью по постоянному току.

В целях проверки можно вычислить коэффициенты стабилизации

$$\left. \begin{aligned} S_{\tau 1} &= \frac{R_1 + R_2 + R_{\phi}}{S_0 [R_3 (R_1 + R_2 + R_{\phi}) + R_2 R_{\phi}]}; \\ S_{\tau 2} &= \frac{1 + gr_6}{h_{21}} \left[1 + \frac{R_1 R_2}{R_3 (R_1 + R_2 + R_{\phi}) + R_2 R_{\phi}} \right] \end{aligned} \right\} \quad (2.51)$$

и найти общую нестабильность коллекторного тока по формуле (2.46).

Блокирующие конденсаторы C_2 в схемах рис. 2.7 и 2.8 необходимы для устранения обратной связи по переменному току усиливаемых сигналов. От правильного выбора величины емкости и типа этих конденсаторов существенно зависит качество работы усилителей. Чтобы устранить паразитную частотно зависимую обратную связь на низших частотах, емкость блокирующего конденсатора должна быть рассчитана по формуле

$$C_2 \geq \frac{S_0}{2\pi F_n \sqrt{M_{nc}^2 - 1}}, \quad (2.52)$$

где F_n — низшая рабочая частота усилителя; M_{nc} — допустимая величина коэффициента частотных искажений, обусловленных блокирующим конденсатором. Величина этого коэффициента в каждом конкретном случае определяется по методике, изложенной в последующих главах.

Влияние выбора типа блокирующего конденсатора на стабильность коэффициента усиления в диапазоне температур рассматривается в гл. 3.

Пример 2. Рассчитать схему температурной стабилизации режима (рис. 2.7, а) по тем же исходным данным, что и в примере 1, но для допустимой относительной нестабильности коллекторного тока $\frac{\Delta i_{0к}}{i_{0к}} = 15\%$ в диапазоне температур $T = (-60 \div +70)^\circ \text{C}$, сопротивление резистора коллекторной нагрузки $R_k = 2 \text{ ком}$.

Определяем эквивалентное напряжение теплового смещения (1.37)

$$\Delta u_{\text{б.т}} = \gamma_T (T_{\text{макс}} - T_{\text{мин}}) = 2.5 \cdot 10^{-3} [+70 - (-60)] = 0,325 \text{ в.}$$

Находим максимальное напряжение на токостабилизирующей цепочке

$$u_3 = E_k - (u_{0к} + i_{0к} R_k) = 15 - (4 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3) = 7 \text{ в.}$$

Так как при $T = +70^\circ \text{C}$ $I_{k0} \leq 100 \text{ мка}$ и в заданном диапазоне температур $\Delta I_{k0} \approx I_{k0} = 100 \text{ мка}$, необходимый ток потенциометра

$$i_{\text{п}} = \frac{\Delta I_{k0}}{\frac{\Delta i_{0к}}{i_{0к}} - \left(\frac{\Delta I_{k0}}{i_{0к}} + \frac{\Delta u_{\text{б.т}}}{u_3} \right)} = \frac{10^{-4}}{0,15 - \left(\frac{10^{-4}}{2 \cdot 10^{-3}} + \frac{0,325}{7} \right)} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ а.}$$

Величина этого тока в соответствии с условием (2.42) получилась приемлемой. Следовательно, стабильность режима может быть обеспечена схемой рис. 2.7, а.

Вычисляем сопротивления резисторов (2.43) и (2.44):

$$R_3 = \frac{u_3}{i_{0к} + i_{0б}} = \frac{7}{2 \cdot 10^{-3} + 10^{-4}} = 3,3 \text{ ком};$$

$$R_2 = \frac{u_3 + u_{0б}}{i_{п}} = \frac{7 + 0,13}{2 \cdot 10^{-3}} \approx 3,6 \text{ ком};$$

$$R_1 = \frac{E_{к} - u_2}{i_{п} + i_{0б}} \approx \frac{15 - 7}{2 \cdot 10^{-3} + 10^{-4}} \approx 3,9 \text{ ком}.$$

Для проверки полученных результатов находим величины коэффициентов стабилизации (2.45)

$$S_{T1} \approx \frac{1}{S_0 R_3} = \frac{1}{80 \cdot 10^{-3} \cdot 3,3 \cdot 10^{-3}} = 0,0038;$$

$$S_{T2} \approx \frac{1 + gr_6}{h_{21}} \left[1 + \frac{R_1 R_2}{R_3 (R_1 + R_2)} \right] \approx \frac{1,1}{20} \left[1 + \frac{3,9 \cdot 3,6}{3,3 (3,9 + 3,6)} \right] = 0,086$$

и полную нестабильность тока (2.46)

$$\begin{aligned} \Delta i_{0к} &= S_0 \Delta u_{б.т} S_{T1} + h_{21} \Delta I_{к0} S_{T2} = \\ &= 80 \cdot 10^{-3} \cdot 0,325 \cdot 0,0038 + 20 \cdot 10^{-4} \cdot 0,086 = 0,272 \cdot 10^{-3} \text{ а.} \end{aligned}$$

При этом относительная нестабильность тока

$$\frac{\Delta i_{0к}}{i_{0к}} = \frac{0,272 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} = 0,136 < 0,15$$

оказывается меньше заданной, т. е. схема обеспечивает нужную стабильность режима. Для сравнения укажем, что в этом же диапазоне температур схема с обратной связью параллельного типа (рис. 2.6) дает относительную нестабильность около 70%.

Определим разброс исходного режима работы, обусловленный неидентичностью транзисторов (2.39),

$$\frac{\Delta i_{0к}}{i_{0к}} = \left(\frac{1}{h_{21\text{мин}}} - \frac{1}{h_{21\text{макс}}} \right) \frac{i_{0к}}{i_{п}} = \left(\frac{1}{20} - \frac{1}{40} \right) \cdot \frac{2}{2} = 0,025.$$

Такой малый разброс исходного тока свидетельствует о пригодности схемы рис. 2.7, а для использования при серийном производстве.

5. МНОГОКАСКАДНЫЕ СХЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ РЕЖИМА

Более высокую стабильность режима работы можно получить увеличением глубины отрицательной обратной связи по постоянному току. С этой целью обратной связью целесообразно охватывать не один, а несколько каскадов. На практике часто применяют схемы стабилизации с охватом обратной связью пары каскадов.

Из большого числа возможных вариантов подобных схем целесообразно использовать только такие, которые обеспечивают высокую стабильность режима и содержат меньшее количество элементов (особенно конденсаторов). Одним из критериев высокой эффективности стабилизации является сравнительно малая величина сопротивлений, включенных в цепи баз транзисторов, что гарантирует ослабление вредного влияния обратных токов коллекторов $I_{к0}$. Если же для обеспечения заданного режима в цепь хотя бы одной базы должно быть включено большое полное омическое сопротивление, дестабилизирующее действие $I_{к0}$ резко возрастает, и такую схему не имеет смысла применять.

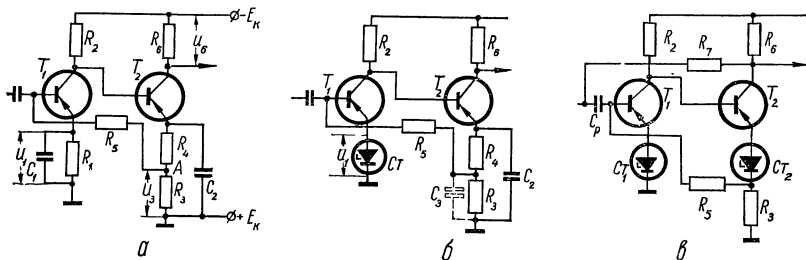


Рис. 2.9. Двухкаскадные схемы стабилизации режима:

а — с эмиттерным делителем; *б* — со стабилитроном и дополнительной емкостью; *в* — с двумя стабилитронами и компенсацией отрицательной обратной связи по переменному току.

Основной вариант одной из высокоэффективных схем стабилизации показан на рис. 2.9, *а*. В двухкаскадном усилителе с непосредственной связью между каскадами отрицательной обратной связью через резисторы R_3 и R_5 охвачены одновременно оба каскада, что обеспечивает более глубокую обратную связь и жесткую стабилизацию режима. Так как для получения высокой стабильности резистор R_5 в цепи базы должен иметь небольшое сопротивление, потенциал базы транзистора T_1 и потенциал в точке *А* делителя R_3 , R_4 должны отличаться незначительно:

$$u_1 + u_{061} \approx u_3.$$

Но глубина обратной связи возрастает с увеличением сопротивления резистора R_3 , а следовательно, и напряжения на нем

$$u_3 \approx i_{0к2} R_3. \quad (2.53)$$

Эмиттерный резистор R_1 при этом необходим для компенсации [в соответствии с формулой (2.52)] части напряжения u_3 . Исход-

ные напряжения на коллекторе и коллекторный ток транзистора T_1 автоматически устанавливаются в зависимости от величин сопротивлений резисторов R_1, R_2, R_3, R_4 и поддерживаются неизменными в процессе работы усилителя. Сопротивление резистора R_5 должно выбираться возможно меньшим, но таким, чтобы предотвратить заметное шунтирование входа усилителя:

$$R_5 + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} > \frac{1}{g}. \quad (2.54)$$

При этом, если сопротивления R_3 и R_4 достаточно велики, резистор R_5 может отсутствовать. Характерной особенностью рассматриваемой схемы является то, что вследствие прямого соединения коллектора транзистора T_1 с базой транзистора T_2 , исходные коллекторные напряжения $u_{0к1}$ и $u_{0к2}$ складываются:

$$E_k = u_1 + u_{0к1} + u_{0к2} + u_6. \quad (2.55)$$

Схему рассчитывают следующим образом. Задавшись исходными напряжениями на коллекторах транзисторов $u_{0к1}, u_{0к2}$ и зная э. д. с. источника питания E_k , определяют избыточное напряжение

$$u_{изб} = E_k - (u_{0к1} + u_{0к2}). \quad (2.56)$$

Это напряжение распределяется между резисторами R_1 и R_6 :

$$u_{изб} = u_1 + u_6. \quad (2.57)$$

Для получения высокой стабильности режима напряжение u_1 на резисторе R_1 целесообразно сделать возможно большим. Зная из расчета самого усилителя, какой может быть взята минимальная величина полного сопротивления постоянному току в коллекторной цепи

$$R_{бмин} = R_k + R_\phi \quad (2.58)$$

(R_k — сопротивление коллекторной нагрузки; R_ϕ — сопротивление развязывающего фильтра), находят

$$u_1 = u_{изб} - R_{бмин} i_{0к2}. \quad (2.59)$$

В зависимости от допустимой степени шунтирования входа усилителя ориентировочно выбирают сопротивление резистора

$$R_5 = \frac{1 + \beta}{g}, \quad (2.60)$$

после чего рассчитывают сопротивления остальных резисторов:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{u_1}{i_{0к1} + i_{0б1}}; \\ R_2 &= \frac{u_{0к2} + u_6}{i_{0к1}}; \\ R_3 &= \frac{u_1 + R_5 i_{0б1}}{i_{0к2}}; \\ R_4 &= \frac{u_{0к1} - R_5 i_{0б1}}{i_{0к2} + i_{0б2}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.61)$$

Полные нестабильности токов транзисторов с учетом влияния одного транзистора на другой определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta i_{к1}}{i_{0к1}} &\approx \frac{\Delta u_{6, \tau 1}}{u_1} + \frac{\Delta u_{6, \tau 2}}{E_k} + \\ &+ 1,1 \frac{\Delta I_{к01}}{i_{0к1}} \left(1 + \frac{R_5 + R_4}{R_1 + R_2} \right) + 1,1 \frac{\Delta I_{к02} R_2}{E_k}; \\ \frac{\Delta i_{к2}}{i_{0к2}} &\approx \frac{\Delta u_{6, \tau 2}}{E_k} - \frac{\Delta u_{6, \tau 1}}{E_k} \left(1 + \frac{u_{0к1}}{u_1} \right) + \\ &+ 1,1 \frac{\Delta I_{к02}}{i_{0к2}} \left(1 + \frac{R_2 i_{0к1}}{E_k} \right) - 1,1 \frac{\Delta I_{к01}}{i_{0к2}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.62)$$

Нестабильности токов получаются весьма малыми, близкими к минимально достижимым. Кроме того, во втором каскаде происходит частичная компенсация нестабильностей, вызываемых влиянием температуры на первый и второй транзисторы. Поэтому во втором транзисторе нестабильность тока оказывается значительно меньшей по сравнению с первым, и на практике обычно необходимо проверять нестабильность тока только первого транзистора.

Недостатком схемы рис. 2.9, *a* является более сильное (по сравнению с однокаскадными схемами) влияние эмиттерного конденсатора C_2 на частотную характеристику в области низких частот. Последнее обусловлено большим усилением в замкнутой петле обратной связи. Поэтому даже малое емкостное сопротивление этого конденсатора сильно влияет на частотную характеристику. Для устранения этого влияния необходимо выполнить более жесткое условие

$$C_2 \geq \frac{S_{02} h_{21,1}}{2\pi F_H \sqrt{M_{нс}^2 - 1} \left[1 + g_1 \left(R_5 + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \right) \right]}, \quad (2.63)$$

чем для однокаскадных схем. Емкость конденсатора C_1 можно вычислить по формуле (2.52).

Экспериментально двухкаскадную схему стабилизации (рис. 2.9, а) налаживают подбором входящих в нее сопротивлений. Процесс налаживания несколько осложняется тем, что вследствие глубокой отрицательной обратной связи изменение одного из элементов схемы приводит к соответствующему изменению всех токов и напряжений в ней. Однако попарное одновременное изменение соответствующих сопротивлений дает возможность изменять режим одного транзистора, не меняя заметно режима второго. Так, в частности, при пропорциональном увеличении или уменьшении сопротивлений резисторов R_3 и R_4 можно изменять ток транзистора T_2 $i_{0к2}$ и напряжение на его коллекторе $u_{0к2}$, сохраняя прежним режим транзистора T_1 . Увеличение этих сопротивлений вызывает уменьшение тока $i_{0к2}$ и возрастание $u_{0к2}$ и наоборот. Отдельно изменением сопротивления в коллекторной цепи R_6 подбирают коллекторное напряжение $u_{0к2}$.

Изменением сопротивлений резисторов R_2 и R_4 в противоположных направлениях можно перераспределять коллекторные напряжения транзисторов $u_{0к1}$ и $u_{0к2}$ при неизменных рабочих токах. Уменьшение R_2 и увеличение R_4 вызывают возрастание $u_{0к1}$ и снижение $u_{0к2}$. Изменение сопротивлений резисторов R_1 и R_2 в одинаковом направлении обеспечивает изменение коллекторного тока $i_{0к1}$ при неизменном значении $u_{0к1}$ и неизменном режиме транзистора T_2 . Увеличение этих сопротивлений вызывает уменьшение тока и наоборот. Величины рабочих токов, как обычно, проверяют по падению напряжений на известных сопротивлениях резисторов, включенных в соответствующую цепь. Необходимо только, чтобы используемый вольтметр имел достаточно большое внутреннее сопротивление.

Другой вариант рассмотренной схемы можно получить, заменив эмиттерную цепочку R_1, C_1 стабилитроном с соответствующей величиной напряжения стабилизации $u_{ст} = u_1$ (рис. 2.9, б). Работа схемы и назначение ее элементов остаются прежними. Нестабильности токов при прочих равных условиях получаются примерно такими же, как и в схеме рис. 2.9, а. Поэтому расчет схемы и вычисление нестабильности можно производить с помощью формул (2.59)—(2.63).

Применение стабилитрона вместо цепочки R_1, C_1 может оказаться выгодным с точки зрения исключения из схемы (рис. 2.9, б) конденсатора большой емкости C_1 . Однако схема пригодна лишь в тех случаях, когда высокий уровень собственных шумов стабилитрона несущественен. Особенность налаживания схемы состоит в том, что ток первого транзистора $i_{0к1}$ следует регулировать

одновременным изменением в противоположных направлениях сопротивлений резисторов R_2 и R_3 . Уменьшение R_3 и увеличение R_2 снижает ток и наоборот. Остальные элементы влияют на режим работы так же, как и в схеме рис. 2.9, а.

В усилителях низкой частоты со стабилизацией по схемам рис. 2.9, а и б, когда эмиттерная емкость C_2 (2.63) получается неприемлемо большой, существенного ее уменьшения можно добиться, включив дополнительную развязку C_3 так, как показано на рис. 2.9, б штрихами. В результате этого сильно ослабляется паразитная обратная связь на низких частотах, и конденсаторы C_2 , C_3 можно взять с емкостью, во много раз меньшей.

Для получения в области низких частот равномерной частотной характеристики необходимо выполнить условие

$$\frac{C_2}{C_3} = \frac{h_{21.2}}{h_{21.1}} \cdot \frac{R_4 R_5}{R_2^2}, \quad (2.64)$$

а для устранения шунтирования входа усилителя обеспечить

$$R_5 = \frac{3 \div 10}{g_1}. \quad (2.65)$$

При этом необходимые величины емкостей C_2 и C_3 определяются по заданным нижней граничной частоте F_H и коэффициенту частотных искажений M_{HC} с помощью формул:

$$\left. \begin{aligned} C_2 &= \frac{S_{02}}{\sqrt{2} \sqrt{M_{HC}^2 - 1} \cdot 2\pi F_H (1 + g_2 R_2)}; \\ C_3 &= \frac{\sqrt{2} S_{01}}{\sqrt[4]{M_{HC}^2 - 1} \cdot 2\pi F_H (1 + g_1 R_5)} \cdot \frac{R_2}{R_4}. \end{aligned} \right\} \quad (2.66)$$

Из сравнения этих выражений с (2.63) видно, что в случае применения дополнительной развязки емкости конденсаторов C_2 и C_3 получаются примерно в h_{21} раз меньше, чем емкость C_2 в схеме без развязки.

Для усилителей очень низких частот может представлять интерес бесконденсаторный вариант схемы стабилизации (рис. 2.9, в), в которой эмиттерные конденсаторы C_1 и C_2 очень большой емкости заменяют стабилитронами C_{T1} и C_{T2} . В схеме остается только один разделительный конденсатор C_p на входе усилителя.

Глубокая отрицательная обратная связь, охватывающая оба каскада и стабилизирующая режим работы, осуществляется с помощью резисторов R_3 и R_5 . Чтобы устранить ее действие на усиливаемые сигналы, применена дополнительная положительная

обратная связь только по переменному току, создаваемая резисторами R_6 и R_7 . Для постоянного тока цепь этой обратной связи разорвана разделительным конденсатором C_p . Система резисторов R_3 , R_5 и R_6 , R_7 образует мост, при балансировке которого обратная связь для усиливаемого сигнала отсутствует. Для баланса моста необходимо условие

$$\frac{R_5}{R_3} = \frac{R_7}{R_{\text{эКВ}2}}, \quad (2.67)$$

где $R_{\text{эКВ}2}$ — полное сопротивление коллекторной нагрузки для переменного тока, включая и входное сопротивление следующего каскада.

Мост хорошо и надежно балансируется, если входное сопротивление следующего каскада велико и значительно превышает сопротивление резистора R_6 . В противном случае, при малом входном сопротивлении, нестабильность последнего приводит к разбалансировке моста и обуславливает непостоянство коэффициента усиления, что является существенным недостатком схемы. Поэтому для связи с последующими каскадами целесообразно применять эмиттерный повторитель или другую схему с большим входным сопротивлением.

Схему (рис. 2.9, в) можно рассчитывать по формулам (2.59)—(2.63) и (2.67), для чего в выражениях нестабильности токов (2.62) следует принять $R_4 = 0$.

Коэффициент усиления рассматриваемого усилителя получается меньшим, чем в схемах рис. 2.9, а и б, так как местная отрицательная обратная связь во втором каскаде, обусловленная резистором R_3 , остается нескомпенсированной, что является недостатком схемы. Однако в тех случаях, когда важнее избавиться от эмиттерных конденсаторов большой емкости, с указанными недостатками приходится мириться.

Особенность налаживания схемы рис. 2.9, в состоит в том, что напряжение на коллекторе транзистора T_1 можно регулировать только заменой стабилитрона St_2 , так как $u_{\text{ккл}}$ практически получается равным напряжению стабилизации этого стабилитрона. Ток в первом транзисторе $i_{\text{ккл}}$ можно регулировать изменением сопротивлений резисторов R_2 и R_3 в противоположных направлениях (так же, как и в схеме рис. 2.9, б).

Если для питания усилителя имеется дополнительный источник с незаземленным положительным полюсом (при использовании транзисторов типа $p-n-p$), то можно применить очень эффективную двухкаскадную схему стабилизации, показанную на рис. 2.10, а. В этой схеме глубокая отрицательная обратная связь по постоянному току осуществляется с помощью делителя R_3 , R_4 . Избыточ-

ное отрицательное напряжение u_3 , снимаемое с эмиттера транзистора T_2 , компенсируется с помощью дополнительного источника с э. д. с. E и потенциометрического делителя R_3, R_4 . При этом автоматически устанавливается такой режим, что

$$\frac{ER_4 - u_3 R_3}{R_3 + R_4} = u_{061} \quad (2.68)$$

и ток во втором транзисторе

$$i_{0к2} \approx \frac{u_3}{R_4}. \quad (2.69)$$

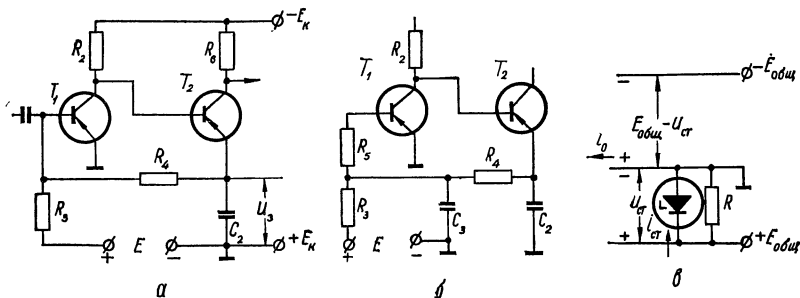


Рис. 2.10. Двухкаскадные схемы стабилизации режима с дополнительным источником питания:

a — с потенциометрическим делителем; *б* — с потенциометрическим делителем и дополнительной емкостью; *в* — получение дополнительного напряжения от общего источника питания с незаземленными полюсами.

Напряжения в схеме распределяются следующим образом. Коллекторное напряжение первого транзистора

$$u_{0к1} \approx u_3 \quad (2.70)$$

и на остальных участках схемы

$$u_{0к1} + u_{0к2} + i_{0к2} R_6 = E_{к}. \quad (2.71)$$

Величины сопротивлений резисторов R_3 и R_4 определяют коллекторный ток второго транзистора $i_{0к2}$. При этом они еще шунтируют вход усилителя для переменного тока сигналов. Если соблюдается условие

$$\frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} > \frac{1}{g_1}, \quad (2.72)$$

шунтирование входа будет незначительным. В противном случае между средней точкой делителя и базой первого транзистора сле-

дует включить дополнительный резистор R_5 (подобно тому, как это сделано в схемах рис. 2.9, *a* и *б* и в схеме рис. 2.10, *б*). Величина сопротивления этого резистора должна выбираться в соответствии с формулой (2.54).

Рассчитывают схему следующим образом. Задавшись исходными коллекторными напряжениями $u_{0к1}$ и $u_{0к2}$, находят необходимые величины сопротивлений входящих в нее резисторов:

$$\left. \begin{aligned} R_2 &= \frac{E_k - u_{0к1}}{i_{0к1}}; \\ R_3 &= \frac{E}{i_{0к2}}; \\ R_4 &= \frac{u_{0к1}}{i_{0к2} + i_{0к2}}; \\ R_5 &= \frac{E_k - (u_{0к1} + u_{0к2})}{i_{0к2}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.73)$$

После этого проверяют выполнение условия (2.72). Если оно не выполняется, из соотношения (2.54) находят сопротивление дополнительного резистора R_5 . Относительные нестабильности токов вычисляют по формулам

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta i_{к1}}{i_{0к1}} &\approx \frac{\Delta u_{б. \tau 1}}{E} \cdot \frac{E + u_{0к1}}{E_k - u_{0к1}} + \frac{\Delta u_{б. \tau 2}}{E_k - u_{0к1}} + \\ &+ 1,1 \frac{\Delta I_{к01}}{i_{0к1}} \cdot \frac{R_4}{R_2} + 1,1 \frac{\Delta I_{к02}}{i_{0к1}}; \\ \frac{\Delta i_{к2}}{i_{0к2}} &\approx -\frac{\Delta u_{б. \tau 1}}{E} - 1,1 \frac{\Delta I_{к01}}{i_{0к2}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.74)$$

Как следует из этих формул, нестабильности токов получаются очень малыми. При этом во втором каскаде получается перекомпенсация. Емкость эмиттерного конденсатора C_2 , так же как и для схем рис. 2.9, *a*, *б*, определяется по формуле (2.63). Необходимая величина этой емкости получается очень большой, что является недостатком, общим для двухкаскадных схем стабилизации без дополнительной рвязьки.

При налаживании схемы рис. 2.10, *a* пропорциональным изменением сопротивлений резисторов R_3 и R_4 можно менять коллекторный ток транзистора T_2 . Напряжение на его коллекторе $u_{0к2}$ подбирают изменением сопротивления резистора R_5 . Напряжение на коллекторе транзистора T_1 регулируют изменением в противоположных направлениях сопротивлений резисторов R_2 и R_4 .

Увеличение R_4 и уменьшение R_2 приводит к возрастанию напряжения $u_{ок1}$. Ток $i_{ок1}$ регулируют только изменением сопротивления резистора R_2 .

В целях уменьшения эмиттерной емкости C_2 в рассматриваемой схеме стабилизации также следует применять дополнительную развязку (рис. 2.10, б). Расчет сопротивления резистора R_5 и емкостей конденсаторов C_2 , C_3 в этом случае не отличается от приведенного выше для схемы рис. 2.9, б.

В схемах стабилизации (рис. 2.10, а и б) можно исключить дополнительный источник питания. Если у используемого источника $E_{общ}$ оба полюса не соединены с корпусом и его э. д. с. имеет достаточную величину, то для питания указанных схем создается искусственная заземленная средняя точка (рис. 2.10, в). Напряжение стабилизации, получаемое на стабилитроне, $u_{ст}$ используется в качестве э. д. с. дополнительного источника, а в качестве E_k служит оставшаяся часть напряжения:

$$E_k = E_{общ} - u_{ст}. \quad (2.75)$$

Ток i_0 , протекающий через стабилитрон, равен сумме токов всех цепей, включенных между верхним зажимом источника и корпусом. Если этот ток превышает нормальный ток стабилитрона $i_{ст}$, для разгрузки последнего параллельно включают дополнительный резистор

$$R = \frac{u_{ст}}{i_0 - i_{ст}}. \quad (2.76)$$

Получаемое в схеме рис. 2.10, в напряжение $u_{ст}$ можно также использовать для питания других вспомогательных устройств и схем (например АРУ приемников и т. п.).

Если необходимо выполнить усилитель по каскадной схеме при ограниченной величине э. д. с. источника питания, то целесообразно использовать высокостабильный вариант схемы с параллельным питанием на транзисторах с разным типом проводимости ($p-n-p$ и $n-p-n$, рис. 2.11). В ней также может быть использована и обратная комбинация соединения транзисторов: первый транзистор типа $n-p-n$, а второй — $p-n-p$ при соответствующем изменении полярности питания.

На рис. 2.11, а показан вариант схемы аperiodического каскадного усилителя. В ней транзистор T_1 включен по схеме с общим эмиттером и T_2 — по схеме с общей базой. Стабилитрон St служит для компенсации части падения напряжения u_2 , получаемого на резисторе R_2 и снимаемого в качестве напряжения отрицательной обратной связи на базу транзистора T_1 . Стабилитрон при же-

лании можно заменить эмиттерной цепочкой R_7, C_4 (рис. 2.11, б). В этом случае стабильность режима даже несколько повышается, но в схеме требуется лишний конденсатор C_4 , который в усилителях низкой частоты может иметь значительную емкость. В каскодных усилителях высокой частоты вместо стабилитрона выгоднее применять цепочку R_7, C_4 .

По постоянному току транзисторы включены параллельно, что позволяет при заданных исходных коллекторных напряжениях использовать источник с меньшей э. д. с.

$$E_k = u_{ст} + u_{ок1} + R_1(i_{ок1} + i_{ок2}). \quad (2.77)$$

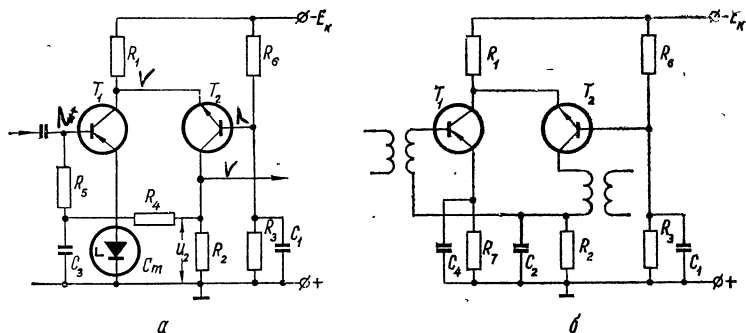


Рис. 2.11. Схема стабилизации режима в каскодном усилителе с параллельным питанием на транзисторах типов $p-n-p$ и $n-p-n$ а — с дополнительным стабилитроном; б — с дополнительной RC -цепочкой.

Напряжения на коллекторах при этом удовлетворяют соотношению

$$u_{ст} + u_{ок1} = u_2 + u_{ок2}. \quad (2.78)$$

Чтобы обеспечить хорошую стабилизацию режима обоих транзисторов, целесообразно избыточное напряжение источника $E_k - u_{ок1}$ распределить поровну между эмиттерными цепями. Иначе говоря, следует выбирать

$$u_{ст} = R_1(i_{ок1} + i_{ок2}) = \frac{1}{2}(E_k - u_{ок1}). \quad (2.79)$$

Потенциометрический делитель R_3, R_6 обеспечивает подачу на базу транзистора T_2 необходимого потенциала. Для повышения стабильности режима его сопротивление должно быть возможно

меньшим, но при этом будет возрастать расход энергии источника питания. Поэтому на практике приходится принимать компромиссное решение — выбирать ток, потребляемый потенциометром, из условия

$$i_{0\delta 2} \ll i_{\pi} < i_{0\kappa 2}. \quad (2.80)$$

Конденсатор C_1 служит для закорачивания базы транзистора T_2 по переменному току на корпус, что соответствует включению этого транзистора по схеме с общей базой.

Рассчитывать схему целесообразно в таком порядке. Для устранения шунтирования входа усилителя сопротивление резистора R_5 выбирают в соответствии с выражением (2.65), а для уменьшения шунтирования выхода резистором R_4 принимают

$$R_4 = nR_2, \quad (2.81)$$

где целесообразное значение коэффициента обычно выбирается в пределах $n = 2 \div 5$.

По выбранному исходному режиму транзисторов вычисляют величины сопротивлений остальных резисторов:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{2} \cdot \frac{E_{\kappa} - u_{0\kappa 1}}{i_{0\kappa 1} + i_{0\kappa 2}}; \\ R_2 &= \frac{\frac{1}{2} (E_{\kappa} - u_{0\kappa 1}) + i_{0\delta 1} R_5}{i_{0\kappa 2} - n i_{0\delta 1}}; \\ R_3 &= \frac{1}{2} \cdot \frac{E_{\kappa} + u_{0\kappa 1}}{i_{\pi} + i_{0\delta 2}}; \\ R_6 &= \frac{1}{2} \cdot \frac{E_{\kappa} - u_{0\kappa 1}}{i_{\pi}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.82)$$

При использовании вместо стабилитрона эмиттерного резистора R_7 сопротивление последнего определяют из выражения

$$R_7 = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_{\kappa} - u_{0\kappa 1}}{i_{0\kappa 1}}. \quad (2.83)$$

Стабилизирующее действие схемы вследствие глубокой отрицательной обратной связи оказывается очень высоким. Нестабильность токов можно подсчитать по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta i_{\kappa 1}}{i_{0\kappa 1}} &\approx \frac{\Delta u_{\delta, \tau 1}}{i_{0\kappa 1}(R_2 + R_7)} + \frac{\Delta u_{\delta, \tau 2} R_2}{i_{0\kappa 1} R_1 (R_2 + R_7)} + \\ &+ 1,1 \frac{\Delta I_{\kappa 01}}{i_{0\kappa 1}} \left(1 + \frac{R_4}{R_2 + R_7} \right) + 1,1 \frac{\Delta I_{\kappa 02}}{i_{0\kappa 1}} \cdot \frac{R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 (R_2 + R_7)}; \\ \frac{\Delta i_{\kappa 2}}{i_{0\kappa 2}} &\approx - \frac{\Delta u_{\delta, \tau 1}}{i_{0\kappa 2} (R_2 + R_7)} + \frac{\Delta u_{\delta, \tau 2} R_7}{i_{0\kappa 2} R_1 (R_2 + R_7)} - \\ &- 1,1 \frac{\Delta I_{\kappa 01}}{i_{0\kappa 2}} \left(1 + \frac{R_4}{R_2 + R_7} \right) + \frac{\Delta I_{\kappa 02}}{i_{0\kappa 2}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.84)$$

Вследствие высоких стабилизирующих свойств схема нечувствительна к смене транзисторов и к разбросу их параметров, что важно при серийном производстве. В частности, отклонения исходного режима, вызванные разбросом токов базы, определяются соотношениями

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta i_{0\kappa 1}}{i_{0\kappa 1}} &= 1,1 \left(\frac{1}{h_{21\text{мин}}} - \frac{1}{h_{21\text{макс}}} \right) \left[1 + \frac{R_4}{R_2 + R_7} + \frac{R_2 (R_1 + R_3)}{R_1 (R_2 + R_7)} \right]; \\ \frac{\Delta i_{0\kappa 2}}{i_{0\kappa 2}} &= 1,1 \left(\frac{1}{h_{21\text{мин}}} - \frac{1}{h_{21\text{макс}}} \right) \left(2 + \frac{R_4}{R_2 + R_7} \right). \end{aligned} \right\} \quad (2.85)$$

Шунтирующие емкости C_1 , C_3 низкочастотного варианта каскодной схемы усилителя, обеспечивающие достаточную равномерность частотных характеристик в области низких частот, рассчитываются по формулам

$$\left. \begin{aligned} C_1 &\gg \frac{g_2}{2\pi F_H}; \\ C_3 &= \frac{S_{01} R_2}{\sqrt{M_{\text{HC}}^2 - 1} 2\pi F_H R_4 (1 + g_1 R_6)}, \end{aligned} \right\} \quad (2.86)$$

где M_{HC} — допустимая величина коэффициента частотных искажений, приходящаяся на каждый элемент схемы, который вызывает завал частотной характеристики.

При использовании эмиттерной цепочки R_7 , C_4 емкость последней должна быть

$$C_4 = \frac{S_{01}}{\sqrt{M_{\text{HC}}^2 - 1} 2\pi F_H (1 + a g_1 R_6)}, \quad (2.87)$$

где

$$a = \frac{g_1 R_c}{1 + g_1 R_c};$$

R_c — внутреннее сопротивление источника сигналов (или выходное сопротивление предыдущего каскада).

При экспериментальном налаживании схем (рис. 2.11) необходимо учесть, что изменение сопротивления резистора R_1 влияет в одинаковом направлении на токи обоих транзисторов, не меняя практически коллекторных напряжений. При увеличении R_1 токи $i_{0к1}$ и $i_{0к2}$ уменьшаются. Изменение сопротивления резистора R_2 влияет на токи противоположно, вызывая перераспределение общего тока между транзисторами. Уменьшение R_2 снижает ток $i_{0к1}$ и увеличивает $i_{0к2}$. Одновременное изменение сопротивления R_1 и напряжения, снимаемого на базу транзистора T_2 с делителя R_3, R_6 , приводит к изменению коллекторных напряжений в одном и том же направлении без заметного изменения токов. Увеличение R_1, R_6 и уменьшение R_3 снижают напряжения $u_{0к1}$ и $u_{0к2}$.

В схеме с эмиттерной цепочкой R_7, C_4 изменение сопротивления резистора R_7 также приводит к перераспределению токов. При увеличении R_7 снижается $i_{0к1}$ и увеличивается $i_{0к2}$.

В схеме рис. 2.11, а при использовании стабилитрона и при неправильном выборе элементов схемы первый транзистор может оказаться полностью запертым. Это свидетельствует о недостаточной величине сопротивления резистора R_2 или о слишком большом сопротивлении R_1 . Соответствующим образом изменив эти сопротивления, можно добиться получения нужного тока. Необходимо иметь в виду, что в этой схеме нет сопротивления, по падению напряжения на котором можно было бы сразу определить ток коллектора транзистора T_1 . Однако измерить этот ток все же можно, не разрывая для этого коллекторную цепь и не включая миллиамперметр. Измерив падения напряжений на резисторах R_1 и R_2 , по известным величинам этих сопротивлений определяют значения токов $i_{0к1} + i_{0к2}$ и $i_{0к2}$. Разность найденных таким образом токов и дает искомое значение.

Пример 3. Рассчитать двухкаскадную схему стабилизации (рис. 2.10, б) на транзисторах ГТ108В, работающую в диапазоне температур $(-60 \div +60)^\circ \text{C}$. Данные для расчета: э. д. е. источника питания $E_k = 15 \text{ в}$; дополнительного источника $E = 5 \text{ в}$; нижняя граничная частота $F_H = 100 \text{ гц}$; коэффициент частотных искажений $M_{нч} = 1,1$. Исходный режим работы транзисторов был выбран одинаковым: $i_{0к1} = i_{0к2} = 3 \text{ ма}$; $u_{0к1} = u_{0к2} = 5 \text{ в}$; соответствующие этому режиму значения $i_{0б1} = 20 \text{ мка}$, $u_{0б} = 0,05 \text{ в}$. Обратный ток коллектора $I_{к0} \leq 250 \text{ мка}$ при $T = +55^\circ \text{C}$. Параметры транзистора: $h_{21} = 60 \div 130$; $S_0 = 0,12 \text{ а/в}$ (1.33); $g = 1 \div 2 \text{ мсим}$ (1.17). Для заданного диапазона температур $\Delta u_{с,т} = 0,3 \text{ в}$ (1.37), $\Delta I_{к0} = I_{к0}(T_{макс}) = 0,39 \text{ ма}$ (1.39).

Расчет начинаем с определения необходимых величин сопротивлений резисторов, обеспечивающих заданный режим работы (2.73):

$$\left. \begin{aligned} R_2 &= \frac{E_{\kappa} - u_{0\kappa 1}}{i_{0\kappa 1}} = \frac{15 - 5}{3 \cdot 10^{-3}} = 3,3 \text{ ком}; \\ R_3 &= \frac{E}{i_{0\kappa 2}} = \frac{5}{3 \cdot 10^{-3}} \approx 1,6 \text{ ком}; \\ R_4 &= \frac{u_{0\kappa 1}}{i_{0\kappa 2} + i_{0\beta 2}} \approx \frac{5}{3 \cdot 10^{-3}} \approx 1,6 \text{ ком}; \\ R_6 &= \frac{E_{\kappa} - (u_{0\kappa 1} + u_{0\kappa 2})}{i_{0\kappa 2}} = \frac{15 - (5 + 5)}{3 \cdot 10^{-3}} = 1,6 \text{ ком}. \end{aligned} \right\}$$

Выбираем величину сопротивления в цепи базы (2.65)

$$R_5 = \frac{5}{g_{\text{мин}}} = \frac{5}{10^{-3}} \approx 5,1 \text{ ком}.$$

Вычисляем относительные нестабильности токов (2.74)

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_{\kappa 1}}{i_{0\kappa 1}} &\approx \frac{\Delta u_{\beta, \tau}}{E} \cdot \frac{E + u_{0\kappa 1}}{E_{\kappa} - u_{0\kappa 1}} + \frac{\Delta u_{\beta, \tau}}{E_{\kappa} - u_{0\kappa 1}} + 1,1 \frac{\Delta I_{\kappa 0}}{i_{0\kappa 1}} \cdot \frac{R_4}{R_2} + \\ + 1,1 \frac{\Delta I_{\kappa 0}}{i_{0\kappa 1}} &= 0,3 \cdot \frac{5 + 5}{15 - 5} + \frac{0,3}{15 - 5} + 1,1 \frac{0,39}{3} \cdot \frac{1,6}{3,3} + 1,1 \frac{0,39}{3} = 0,3 = 30\%; \\ \frac{\Delta i_{\kappa 2}}{i_{0\kappa 2}} &\approx -\frac{\Delta u_{\beta, \tau}}{E} - 1,1 \frac{\Delta I_{\kappa 0}}{i_{0\kappa 2}} = -\frac{0,3}{5} - 1,1 \frac{0,39}{3} = -0,2 = -20\%. \end{aligned}$$

Знак «—» в выражении нестабильности тока второго транзистора показывает, что во втором каскаде получается перекомпенсация. С повышением температуры коллекторный ток уменьшается.

Для сравнения укажем, что в однокаскадной схеме стабилизации (рис. 2.7, а) при тех же условиях и приведенном сопротивлении делителя $R_{12} = R_5 = 5,1 \text{ ком}$ нестабильность режима составляет $\frac{\Delta I_{\kappa}}{i_{0\kappa}} \approx 65\%$. Кроме того, чтобы оценить качество стабилизации режима двухкаскадной схемой, достаточно учесть, что для выбранных транзисторов в заданном диапазоне температур только изменение $I_{\kappa 0}$ относительно исходного рабочего тока транзистора составляет $\frac{\Delta I_{\kappa 0}}{i_{0\kappa}} = 13\%$

Определим отклонение исходного режима от заданного, вызываемое разбросом токов базы (2.88),

$$\begin{aligned} \frac{\Delta i_{0\kappa 1}}{i_{0\kappa 1}} &\approx 1,1 \left(\frac{1}{h_{21\text{мин}}} - \frac{1}{h_{21\text{макс}}} \right) \left(1 + \frac{R_4}{R_2} \right) = \\ &= 1,1 \left(\frac{1}{60} - \frac{1}{130} \right) \left(1 + \frac{1,6}{3,3} \right) = 0,015 = 1,5\%. \end{aligned}$$

Рассчитаем емкости блокирующих конденсаторов, обеспечивающие заданную полосу пропускания со стороны низких частот (2.66)

$$C_2 = \frac{S_0}{\sqrt{2} \cdot \sqrt[4]{M_{\text{HC}}^2 - 1} \cdot 2\pi F_{\text{H}} (1 + g_2 R_2)} =$$

$$= \frac{0,12}{\sqrt{2} \sqrt[4]{1,1^2 - 1} \cdot 2\pi \cdot 100 (1 + 10^{-3} \cdot 3,3 \cdot 10^3)} = 50 \text{ мкф};$$

$$C_3 = \frac{\sqrt{2} S_0}{\sqrt[4]{M_{\text{HC}}^2 - 1} \cdot 2\pi F_{\text{H}} (1 + g_1 R_6)} =$$

$$= \frac{\sqrt{2} \cdot 0,12}{\sqrt[4]{1,1^2 - 1} \cdot 2\pi \cdot 100 (1 + 10^{-3} \cdot 5,1 \cdot 10^3)} \approx 50 \text{ мкф}.$$

Таким образом, блокирующие емкости для схемы рис. 2.10, б получились равными $C_2 = C_3 = 50 \text{ мкф}$. Если же усилитель выполнить по схеме рис. 2.10, а, то в соответствии с выражением (2.63) потребуется величина емкости конденсатора $C_2 = 5600 \text{ мкф}$, что является совершенно неприемлемым. Для сравнения укажем, что при использовании однокаскадных схем (рис. 2.7, а) величины эмиттерных емкостей должны быть взяты равными 400 мкф в каждом каскаде.

Приведенный пример наглядно показывает преимущества двухкаскадных схем стабилизации режима перед однокаскадными. Двухкаскадные схемы обеспечивают стабильность, близкую к предельно возможной, поэтому нет необходимости охватывать отрицательной обратной связью большее число каскадов. Кроме того, в многокаскадных схемах труднее бороться с паразитными обратными связями и обеспечить устойчивую работу.

В заключение можно сделать следующие выводы. В тех случаях, когда к стабильности режима не предъявляется особо жестких требований, а необходимо лишь обеспечить нормальную работу усилителя в диапазоне температур, можно ограничиться применением однокаскадных схем стабилизации (рис. 2.7, 2.8). Можно применять и двухкаскадные схемы, которые кроме более высокой стабильности, дают экономию количества используемых элементов и позволяют уменьшить емкости блокирующих конденсаторов. Однако двухкаскадные схемы стабилизации, обеспечивающие стабильность, близкую к предельно возможной, наиболее целесообразны в тех устройствах, где необходимо максимально ослабить влияние изменений режима на качественные показатели (коэффициент усиления, частотную, фазовые характеристики и др.). Из большого числа описываемых в литературе схем следует заведомо отбросить те, в которых для обеспечения заданного режима в цепи баз необходимо иметь большое сопротивление (от десятков килоом и выше). Все

схемы с большими сопротивлениями в цепях баз принципиально не могут обеспечить высокую стабильность, подвержены сильному влиянию обратного тока $I_{к0}$ и поэтому малоэффективны.

Простейшие схемы стабилизации (рис. 2.5, 2.6) непригодны для серийного производства. Они могут использоваться только в устройствах, подвергаемых индивидуальной наладке и работающих при температурах, не превышающих 30—40°С.

6. ВЫБОР И СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА РАБОТЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Режим работы полевых транзисторов выбирается по семействам статических характеристик (рис. 1.10). При работе со слабыми сигналами для обеспечения большего значения крутизны целесообразно работать при токе стока $i_{c0} = (0,7 \div 0,8) i_{c, \text{ макс}}$, что соответствует исходному напряжению на затворе $u_{з0} = (0,1 \div 0,15) u_{отс}$. Если более важно повысить экономичность питания, то следует выбирать меньшие значения i_{c0} , помня, что крутизна в рабочей точке

$$S_{оп} = S_{оп, \text{ макс}} \sqrt{\frac{i_{c0}}{i_{c, \text{ макс}}}}, \quad (2.88)$$

где $S_{оп, \text{ макс}}$ — максимальное значение крутизны (при $u_{з} = 0$), приводимое в справочных данных по транзисторам.

Для работы с сильными сигналами границы рабочего участка проходной характеристики должны устанавливаться в зависимости от допустимого уровня нелинейных искажений. Максимальную амплитуду выходного тока при заданном уровне нелинейных искажений k_f можно получить, если верхняя граница рабочего участка будет соответствовать $u_{з} = 0$, для чего исходное смещение на затвор должно быть равным амплитуде усиливаемого сигнала $u_{з0} = U_m$. В этом случае максимальная допустимая амплитуда сигнала на входе и исходное смещение на затворе должны удовлетворять условиям:

$$\left. \begin{aligned} U_m = u_{з0} &\leq u_{отс} \frac{4k_f}{1-2k_f}; \\ U_m &\leq \frac{1}{2} u_{отс}. \end{aligned} \right\} \quad (2.89)$$

Наоборот, величина нелинейных искажений при $U_m = u_{з0}$

$$k_f = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_m}{2u_{отс} + U_m}. \quad (2.90)$$

В случае предельной раскачки, когда $U_T = \frac{1}{2} u_{отс}$, $k_f = 10\%$.

При выборе режима работы полевых транзисторов необходимо проверить получающуюся величину исходного напряжения на стоке

$$u_{c0} = E_c - i_{c0} R_-, \quad (2.91)$$

где E_c — э. д. с. источника питания; i_{c0} — исходный рабочий ток; R_- — полное сопротивление постоянному току во внешней цепи сток — исток.

В режиме малых сигналов это напряжение должно соответствовать работе в пологой области выходных характеристик, т. е. при $u_{c0} \geq 4v$. В режиме больших сигналов необходимо еще построить

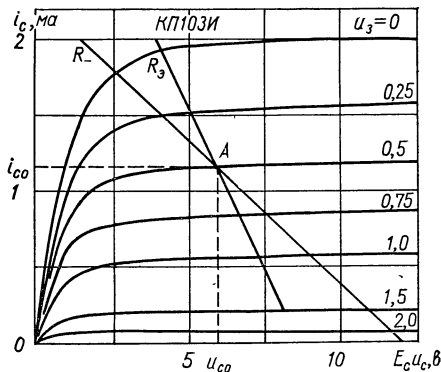


Рис. 2.12. Построение выходной динамической характеристики полевого транзистора.

выходную динамическую характеристику (рис. 2.12) для эквивалентного сопротивления нагрузки по цепи стока R_s . Ее рабочий участок также должен располагаться в пологой области характеристик. В противном случае значительно возрастает уровень нелинейных искажений. Следует заметить, что нелинейность выходной динамической характеристики частично компенсирует нелинейную зависимость тока стока от напряжения на затворе. Поэтому получающийся уровень нелинейных искажений более

точно должен оцениваться по выходной динамической характеристике. Коэффициент нелинейных искажений при этом можно определять обычным способом (например, методом пяти ординат). Для полевых транзисторов, также как и для биполярных, необходимо проверять мощность рассеяния на стоке в исходном режиме:

$$P_c = i_{c0} u_{c0} \leq P_{c, \text{ макс}} \quad (2.92)$$

Режим работы полевых транзисторов значительно меньше зависит от изменений температуры, поэтому обеспечить его температурную стабилизацию проще. Даже при работе с фиксированным смещением на затворе изменения тока стока не будут превышать

$$\Delta i_{c, \text{ макс}} = i_{c0}(T_0) \left[\left(\frac{T_0}{T} \right)^{\frac{3}{2}} - 1 \right] \quad (2.93)$$

При изменениях рабочей температуры от -60 до $+60^\circ\text{C}$ изменения тока i_{c0} составят от 1,6 до 0,8 его значения при температуре $T_0 = +20^\circ\text{C}$. Соответственно будет меняться и крутизна характеристики в рабочей точке (1.48). Если жестких требований к стабильности режима не предъявляется или, если диапазон рабочих температур невелик, то можно обойтись вообще без стабилизации режима.

Для обеспечения необходимого смещения на затвор и одновременного повышения стабильности режима можно применить схему автоматического смещения (рис. 2.13), аналогичную схеме автоматического смещения на сетку электронной лампы. При выбранном рабочем режиме (i_{c0} и $u_{з0}$) необходимая величина сопротивления резистора автоматического смещения

$$R_3 = \frac{u_{з0}}{i_{c0}}. \quad (2.94)$$

Емкость конденсатора, шунтирующего этот резистор,

$$C_1 = \frac{1 + S_{0н}R_3}{2\pi F_H R_3 \sqrt{M_{нс}^2 - 1}}. \quad (2.95)$$

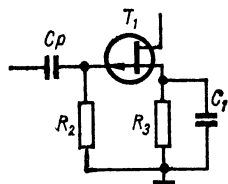


Рис. 2.13. Схема автоматического смещения на затвор.

Абсолютная нестабильность режима в схеме (рис. 2.13) приближенно может быть подсчитана по формуле

$$\Delta i_c = \Delta i_{c, \text{макс}} S_{т1} - \Delta i_c'', \quad (2.96)$$

где $\Delta i_{c, \text{макс}}$ — максимальная нестабильность тока стока при отсутствии стабилизации (2.93);

$$S_{т1} \approx \frac{1}{1 + S_{0н}R_3} = \frac{1}{1 + \frac{2u_{з0}}{u_{отс} - u_{з0}}} \quad (2.97)$$

— коэффициент стабилизации; $\Delta i_c''$ — нестабильность, обусловленная обратным током затвора.

Из формулы (2.97) следует, что выигрыш в стабильности, даваемый схемой (рис. 2.13), получается незначительным, так как для целесообразного рабочего участка статических характеристик выполняется условие $u_{з0} \ll u_{отс}$.

Вследствие большой величины входного сопротивления транзистора и малого обратного тока затвора $I_{з0}$ резистор утечки R_2 может быть взят с большим сопротивлением, достигающим десятка мегом. Максимальная величина его сопротивления ограничивается допус-

тимой нестабильностью режима, вызываемой изменениями обратного тока I_{30}

$$\Delta i_c'' = S_{0п} R_2 \Delta I_{30}, \quad (2.98)$$

где $\Delta I_{30} \approx I_{30} (T_{\text{макс}})$ — температурные изменения обратного тока, которые могут быть подсчитаны по выражению, аналогичному (1.39).

Входящие в формулу (2.96) составляющие нестабильности тока стока имеют противоположные знаки. Поэтому при соответствующем выборе сопротивления резистора R_2 возможна частичная компенсация общей нестабильности тока. Однако вследствие существенно различной температурной зависимости $\Delta i_{c, \text{макс}}$ и ΔI_{30} , в широком диапазоне рабочих температур компенсация не получается. Она может иметь место только в области, близкой к максимальной температуре. Учитывая сказанное, а также возможный разброс обратного тока I_{30} , к подобной компенсации лучше не прибегать. Тогда максимальная допустимая величина сопротивления резистора утечки должна быть ограничена условием

$$R_2 \ll \frac{\Delta i_{c, \text{макс}}}{\Delta I_{30}} \cdot \frac{S_{т1}}{S_{0п}}, \quad (2.99)$$

а в формуле (2.96) можно не учитывать второе слагаемое ввиду его малости.

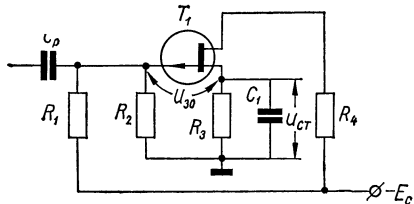


Рис. 2.14. Схема с повышенной температурной стабильностью режима

Для повышения эффективности стабилизации режима работы полевого транзистора необходимо увеличивать глубину отрицательной обратной связи по постоянному току, что достигается увеличением произведения $S_{0п} R_3$. Однако в схеме на рис. 2.13 при этом также будет возрастать смещение на затвор, и рабочая точка попадет в область нижнего изгиба проходной

характеристики. Чтобы устранить этот недостаток, на затвор транзистора следует подать дополнительное отпирающее напряжение, которое в простейшем случае может быть получено с помощью потенциметрического делителя R_1, R_2 (рис. 2.14). Эта схема по принципу действия аналогична схеме стабилизации режима биполярного транзистора с отрицательной обратной связью по постоянному току (см. рис. 2.7). По заданной нестабильности тока стока Δi_c и максимальной нестабильности транзистора при фиксированном

смещении $\Delta i_{c, \text{макс}}$ (2.93) можно вычислить необходимую величину коэффициента стабилизации

$$S_{\tau 1} = \frac{\Delta i_c}{\Delta i_{c, \text{макс}}}, \quad (2.100)$$

а затем найти требуемое для получения заданной стабильности падение напряжения на стабилизирующем резисторе R_3

$$u_{\text{ст}} = i_{c0} R_3 = \frac{1}{2S_{\tau 1}} (u_{\text{отс}} - u_{30}), \quad (2.101)$$

где u_{30} — исходное смещение на затворе при средней рабочей температуре T_0 (обычно принимают $T_0 = 290 \text{ K}$).

Если такое напряжение может быть выделено из общего баланса питания, то находят сопротивление резистора

$$R_3 = \frac{u_{\text{ст}}}{i_{c0}}. \quad (2.102)$$

Сопротивления резисторов R_1 и R_2 целесообразно выбирать возможно большими с тем, чтобы для меньшего из них R_2 выполнялось условие (2.99). Выбрав таким образом величину сопротивления R_2 , сопротивление другого плеча делителя можно рассчитать по формуле

$$R_1 = R_2 \left(\frac{E_c}{u_{\text{ст}} - u_{30}} - 1 \right). \quad (2.103)$$

Емкость блокирующего конденсатора определяется с помощью выражения (2.95). Если требуемая величина напряжения $u_{\text{ст}}$ (2.101) получается чрезмерно большой, реализовать заданную стабильность режима практически нецелесообразно из-за большой потери питающего напряжения на резисторе R_3 , что в свою очередь требует увеличения э. д. с. источника питания цепей стоков E_c .

Существенный интерес представляет комбинированное использование полевых и биполярных транзисторов. Включая на входе комбинированного каскада полевой транзистор по схеме с общим истоком или общим стоком, можно получить высокое входное сопротивление и практически устранить его влияние на работу предыдущего устройства. В многокаскадном усилителе это позволяет в полной мере использовать усилительную способность биполярных транзисторов, нагружаемых на высокоомную нагрузку. При комбинированном включении можно также осуществить общую стабилизацию режима обоих транзисторов. Кроме того, вследствие противоположного характера температурной зависимости токов i_c и i_k , обеспечивается дополнительная компенсация нестабильностей.

Один из вариантов комбинированного включения транзисторов показан на рис. 2.15. Здесь полевой транзистор включен по схеме с общим стоком и связан гальванической связью с биполярным транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером. Глубокая отрицательная обратная связь по постоянному току охватывает оба транзистора и осуществляется через высокоомный делитель R_1, R_2 . Если входное сопротивление предыдущего устройства невелико, то при большой величине сопротивления резистора R_1 обратная связь на частоте сигнала практически отсутствует.

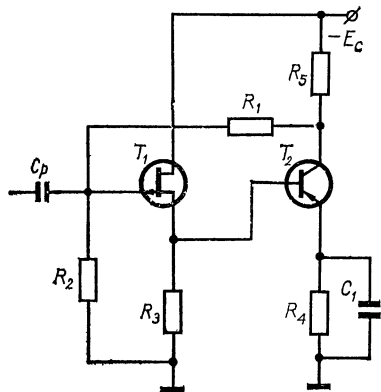


Рис. 2.15. Схема стабилизации режима при комбинированном включении полевого и биполярного транзисторов.

Выбрав режимы работы обоих транзисторов, элементы схемы рассчитывают следующим образом. Задаются практически приемлемой величиной напряжения стабилизации

$$u_{ст} = i_{c0}R_3 \approx i_{0к}R_4 \quad (2.104)$$

(обычно ее целесообразно выбирать в пределах 2—5 в) и рассчитывают, исходя из этих соотношений, сопротивления резисторов R_3 и R_4 . Потенциометрический делитель R_1, R_2 рассчитывают аналогично делителю схемы (рис. 2.13). Только в формуле (2.103) вместо E_c следует подставлять величину $u_{ст} + u_{0к}$ или, что то же самое, $E_c - i_{0к}R_5$.

Одной из неприятных особенностей схем с полевыми транзисторами, содержащих в цепи затвора разделительный конденсатор, является их чувствительность к перегрузкам сильными сигналами или помехами. Если амплитуда сигнала U_m превысит напряжение смещения на затворе, то в результате появления тока затвора разделительный конденсатор получит дополнительный заряд. После окончания перегрузки конденсатор будет разряжаться через резистор утечки R_2 , создавая на нем запирающее транзистор падение напряжения. При этом в течение всего времени разряда режим транзистора будет нарушен, а при очень сильной перегрузке транзистор окажется полностью запертым. По этой причине постоянную времени разделительной цепи следует выбирать с осторожностью, т. е. так, чтобы только обеспечивалось неискаженное усиление низкочастотных составляющих спектра сигнала

$$C_p = \frac{1}{2\pi f_H R_2 \sqrt{M_{вс}^2 - 1}}, \quad (2.105)$$

а также, чтобы в случае высокочастотных сигналов соблюдалось условие $C_p \gg C_{зи}$.

В ряде случаев практически полезной может оказаться схема с плавающим режимом (или схема с автоматическим смещением за счет тока затвора, рис. 2.16). В этой схеме исходный режим соответствует нулевому смещению на затворе $u_{з0} = 0$, что обеспечивает работу с максимальным током стока и с максимальной крутизной. В режиме усиления слабых сигналов ($U_m < 0,1 \text{ в}$) ток затвора практически не отличается от $I_{з0}$, и входное сопротивление остается высоким. При более сильных сигналах в отрицательный полупериод колебаний появляется ток затвора, заряжающий разделительный конденсатор C_p с полярностью, указанной на рис. 2.16. Это напряжение и является напряжением смещения в рабочем режиме $u_{з0\text{раб}} \approx U_m$. Причем оно следует за изменениями амплитуды сигнала со скоростью, определяемой постоянной времени разряда разделительного конденсатора $\tau_p = C_p R_2$.

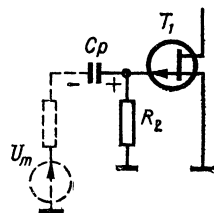


Рис. 2.16. Схема включения полевого транзистора с плавающим режимом.

Температурная нестабильность тока стока в режиме плавающего смещения имеет такую же величину, как и при фиксированном смещении, и может быть вычислена по формуле (2.93). Для рассматриваемой схемы существенное значение имеет правильный выбор емкости разделительного конденсатора C_p . Если его емкость достаточно мала, т. е. выбрана в соответствии с выражением (2.105), то при увеличении амплитуды колебаний энергии, расходуемая на заряд C_p , будет незначительной. Вследствие этого входное сопротивление каскада будет оставаться достаточно большим. При чрезмерно большой емкости C_p во время возрастания амплитуды колебаний будет наблюдаться заметное уменьшение входного сопротивления, которое может привести к искажениям сигналов.

Достоинством схемы с плавающим смещением является ее простота и отсутствие в цепи истока блокирующего конденсатора, который часто должен иметь большую емкость, определяемую формулой (2.95). Эту схему целесообразно применять при усилении слабых сигналов или при непрерывных сигналах со сравнительно медленными изменениями амплитуды. Она также может быть применена и для импульсных сигналов со значительной скважностью, но с полярностью, которая не вызовет появления импульсов тока затвора. Для транзисторов с p -каналом это соответствует импульсам положительной полярности. Импульсы противоположной полярности будут сильно искажаться, так как во время их действия резко падает входное сопротивление, и в схеме возникают переходные процессы.

Общим недостатком рассмотренных схем на полевых транзисторах с разделительным конденсатором в цепи затвора является их чувствительность к перегрузкам: сильный сигнал или помеха вызывают дополнительный заряд конденсатора C_p . После окончания перегрузки транзистор оказывается запертым этим избыточным напряжением в течение времени, определяемого разрядом конденсатора C_p через резистор R_2 . Для устранения этого вредного явления может быть использована устойчивая к перегрузкам схема, показанная на рис. 2.17. Здесь исходное рабочее смещение на затворе определяется падением напряжения на резисторе R_3 в цепи истока.

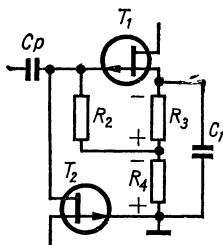


Рис. 2.17. Схема включения полевого транзистора в усилитель, устойчивая против перегрузок.

Чтобы создать цепь разряда разделительного конденсатора после перегрузки, между корпусом и его правой обкладкой включен диод, запертый в исходном состоянии падением напряжения на резисторе R_4 . Так как разрядный диод должен иметь очень малый обратный ток и большое обратное сопротивление, вместо обычного диода целесообразно использовать $p-n$ -переход (участок затвор — исток) вспомогательного полевого транзистора T_2 .

После окончания перегрузки, если напряжение избыточного заряда конденсатора C_p превысит падение напряжения на резисторе R_4 , диод T_2 окажется открытым, и конденсатор C_p быстро через него разрядится. При этом основной транзистор T_1 после окончания перегрузки запирается не будет, лишь незначительно увеличится смещение на его затворе от исходной величины

$$\text{до} \quad \left. \begin{aligned} u_{30} &= i_{c0} R_3 \\ u'_{30} &= i_{c0} (R_3 + R_4). \end{aligned} \right\} \quad (2.106)$$

Для обеспечения нормальной работы схемы после перегрузки целесообразно выбрать ее режим так, чтобы выполнялись условия

$$\left. \begin{aligned} u'_{30} &< u_{\text{отс}}; \\ R_3 &= R_4. \end{aligned} \right\} \quad (2.107)$$

Схема (рис. 2.17) может быть использована также и в качестве двухстороннего ограничителя. Эффективное ограничение будет обеспечено в том случае, если выходное сопротивление предшествующего устройства велико или если последовательно с разделительным конденсатором C_p включить резистор с достаточно большим сопро-

тивлением. Уровни ограничения по входу будут соответственно определяться падениями напряжения на резисторах R_3 и R_4 , т. е. отрицательная полуоволна будет отсекается на уровне u_{30} , а положительная — на уровне $u'_{30} - u_{30}$.

Глава 3

ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ И СХЕМЫ ПИТАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

1. ЦЕПИ СМЕЩЕНИЯ И ИХ НЕЙТРАЛИЗАЦИЯ В СХЕМАХ С ВЫСОКИМ ВХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Цепи смещения относятся к вспомогательным цепям каскада. Они служат для создания исходного режима работы транзистора и обеспечения необходимого постоянства его. Чем выше требования к стабильности режима работы, тем меньше при прочих равных условиях должно быть приведенное сопротивление цепи смещения, определенное относительно участка база транзистора — общий провод. В остальном влияние цепи смещения на электрические показатели каскада должно быть сведено к минимуму. Для этого ее приведенное сопротивление следует выбирать бóльшим сопротивлением последующей части каскада.

На практике могут встретиться случаи, когда два указанных требования к приведенному сопротивлению цепи смещения при обычном способе ее выполнения совместить не удастся. Например, в схемах с высоким входным сопротивлением, работающих в широком диапазоне температур. В этих случаях цепь смещения выполняют по схеме с нейтрализацией. Смысл построения сводится к тому, что при помощи простой развязывающей цепи, роль которой обычно выполняет конденсатор или RC -цепь, элементы цепи смещения включаются в цепь обратной связи по переменному току. Благодаря этому эквивалентное сопротивление цепи смещения увеличивается пропорционально глубине обратной связи и устраняется шунтирующее действие ее на входное сопротивление каскада.

На рис. 3.1, *a* показана схема усилителя с высоким входным сопротивлением, цепь смещения которого выполнена по схеме с нейтрализацией. В ней используется дополнительная развязывающая RC -цепь. Точка соединения элементов R и C_2 связывается с общей точкой делителя, включаемого в цепь источника питания, конец резистора R подключается к базе транзистора, а конденсатор C_2 — к его эмиттеру. Для повышения эффективности действия схемы

нейтрализации необходимо выбрать емкость конденсатора C_2 большой и обеспечить переменное напряжение на эмиттерной цепочке значительно большим напряжения на зажимах эмиттер — база транзистора.

Конденсатор C_2 должен обеспечивать надежное закорачивание нижнего конца резистора R с эмиттером транзистора во всем диапазоне рабочих частот. Если его емкость выбрана недостаточно большой и на низких частотах он представляет значительное сопротивление переменному току, то это приведет к увеличению падения напряжения на нем. Последнее вызовет увеличение тока через

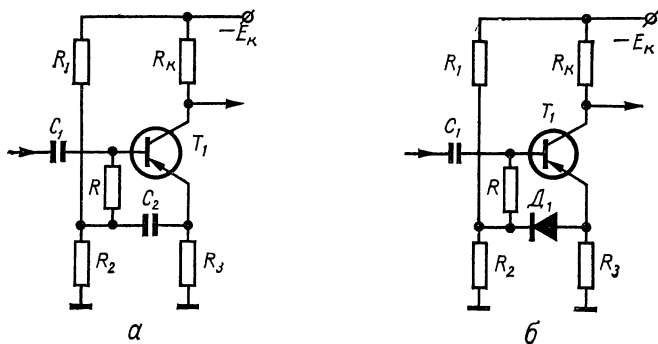


Рис. 3.1. Схема усилителя с нейтрализацией цепи смещения:

а — конденсатором C_2 ; б — диодом D_1 .

резистор R , следствием чего будет уменьшение входного сопротивления каскада из-за возросшего шунтирующего действия цепи базового смещения. Поскольку конденсатор C_2 является единственной причиной снижения входного сопротивления $R_{вх}$ усилителя на нижних частотах, то его емкость выбирается из условия обеспечения заданной неравномерности $R_{вх}$. Удобно ввести понятие коэффициента изменений входного сопротивления усилителя на нижних

$$M_{нR} = \frac{R_{вх0}}{R_{вх. н}} \quad (3.1)$$

и верхних

$$M_{вR} = \frac{R_{вх0}}{R_{вх. в}} \quad (3.2)$$

частотах, определив его как отношение входного сопротивления усилителя на средних частотах $R_{вх0}$ соответственно к значению на нижних $R_{вх. н}$ или верхних $R_{вх. в}$ частотах. Тогда необходимая

емкость конденсатора C_2 , обеспечивающая заданную величину $M_{нR}$, рассчитывается из условия

$$C_2 \geq \frac{h_{21}R_3}{2\pi F_{нR} R_1 (R_1 + R_2) \sqrt{M_{нR}^2 - 1}}. \quad (3.3)$$

Емкость разделительного конденсатора C_1 выбирается из следующих условий. С одной стороны, минимальное значение C_1 определяется допустимым коэффициентом частотных искажений $M_{н}$ на нижней рабочей частоте $F_{н}$:

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi F_{н} R_{вх} \sqrt{M_{н}^2 - 1}}, \quad (3.4)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление схемы.

С другой стороны, значительно уменьшать емкость C_1 не следует, так как вследствие обратной связи частотная характеристика схемы (рис. 3.1, а) может иметь выброс. Отсутствие выброса (монотонность частотной характеристики) определяется условием

$$C_1 \geq C_2 \frac{RR_{12}}{(R + R_{12})^2}, \quad (3.5)$$

$$\text{где } R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.6)$$

Выбирают емкость C_1 из условия превышения большего из найденных по формулам (3.4) и (3.5) значений.

При работе схемы (рис. 3.1, а) на инфранизких частотах емкость нейтрализующего конденсатора C_2 может оказаться недопустимо большой. Для уменьшения габаритных размеров схемы вместо конденсатора C_2 можно использовать диод, включенный в направлении проводимости (рис. 3.1, б). Эффективность такой цепи нейтрализации возрастает с понижением частоты и возможна миниатюризация схемы. В этом случае емкость разделительного конденсатора C_1 ограничивается только условием (3.4), а частотная характеристика усилителя всегда монотонная.

Диод D_1 обеспечивает необходимый исходный режим работы каскада и достаточно эффективно закорачивает по переменному току общую точку резисторов R , R_1 , R_2 и эмиттер транзистора T_1 . Чтобы нелинейные свойства диода не сказывались на динамическом диапазоне каскада, необходимо меньшее из сопротивлений резисторов R , R_1 и R_2 выбирать значительно большим сопротивления резистора R_3 . Чтобы устранить шунтирующее влияние нагрузки

на высокое входное сопротивление схемы, сигнал снимается с коллектора транзистора. В этом случае даже при низкоомной нагрузке входное сопротивление каскада остается высоким.

Входная проводимость схемы (рис. 3.1) на низких частотах активная и достаточно малая:

$$g_{вх} = \frac{1}{R_{вх}} = g_{обр} + \frac{g + \frac{1}{R}}{1 + S_0 R_3}. \quad (3.7)$$

Однако с ростом частоты она сравнительно быстро возрастает, в основном, вследствие сильного увеличения входной проводимости транзистора \dot{Y} . Если задано допустимое снижение входного сопротивления схемы на верхних частотах $M_{вR}$ (3.2), то предельное значение частоты, на которой $g_{вх}$ возрастает не более чем в $M_{вR}$ раз,

$$F_v = \frac{g r_6}{2\pi\tau} \sqrt{M_{вR}^2 - 1} = \frac{f_\alpha}{h_{21}} \sqrt{M_{вR}^2 - 1} = f_\beta \sqrt{M_{вR}^2 - 1}, \quad (3.8)$$

где f_α и f_β — соответственно граничные частоты усиления транзистора в схеме с общей базой и общим эмиттером.

При помощи формулы (3.8) можно определить параметры τ или $f_\alpha/h_{21} = f_\beta$ и по ним выбрать транзистор, обеспечивающий заданную неравномерность входного сопротивления (проводимости) схемы (рис. 3.1) на верхней частоте F_v рабочего диапазона.

Неблагоприятная частотная зависимость входной проводимости \dot{Y} приводит к тому, что даже при использовании транзистора с хорошими частотными свойствами в простой схеме (рис. 3.1) удается обеспечить высокое входное сопротивление только в очень узком диапазоне на низких частотах. Если, например $M_{вR} = 1,1$ (неравномерность $R_{вх}$ составляет 10%), то транзистор типа МП15, имеющий средние значения параметров $h_{21} = 50$ и $f_\alpha \geq 2$ Мгц, позволяет реализовать в схеме рис. 3.1 заданную неравномерность $R_{вх}$ на частотах ниже 9 кгц.

Для получения высокого и равномерного входного сопротивления усилителя в широком диапазоне частот необходимо включить в эмиттерную цепь транзистора комплексное сопротивление \dot{Z} , образованное резисторами R' , R'' и катушкой индуктивности L_1 (рис. 3.2). Модуль этого сопротивления должен увеличиваться с ростом частоты по соответствующему закону, чтобы глубина отрицательной обратной связи была постоянной на всех частотах полосы пропускания. Рост $|\dot{Z}|$ должен компенсировать как увеличение входной проводимости транзистора $|\dot{Y}|$ при увеличении частоты, так и снижение его крутизны $|\dot{S}|$.

Однако усилитель с высоким входным сопротивлением, содержащий только сопротивление обратной связи Z , будет иметь неравномерную частотную характеристику передачи. Чтобы одновременно с реализацией высокого $R_{вх}$ получить равномерное усиление в полосе пропускания, необходимо компенсировать изменение входной проводимости транзистора Y . С этой целью параллельно его входу подключается компенсирующая цепочка, состоящая из последовательно соединенных сопротивления R и катушки индуктивности L . Если постоянная времени этой цепочки $\tau_L = L/R$ выбрана равной постоянной времени входной цепи транзистора τ , то результирующая входная проводимость, определенная относительно зажимов эмиттер — база транзистора, будет постоянной во всем диапазоне рабочих частот, что обеспечит необходимое постоянство коэффициента усиления. Изменяя сопротивление резистора R , можно в широких пределах менять полосу пропускания усилителя. Необходимо только при этом соответствующим образом изменять индуктивность катушки L , чтобы постоянно выполнялось условие $\tau_L = L/R = \tau$ и, следовательно,

$$L = \tau R. \quad (3.9)$$

Сопротивление резистора R , обеспечивающего заданные частотные искажения M_B на верхней граничной частоте F_B , находится из соотношения

$$R = \frac{1}{\frac{2\pi\tau F_B}{r_6 \sqrt{M_B^2 - 1}} - g} = \frac{1}{g \left(\frac{F_B h_{21}}{f_a \sqrt{M_B^2 - 1}} - 1 \right)}. \quad (3.10)$$

Кроме того, подбирая в определенных соотношениях величины элементов, образующих Z , можно получить сравнительно большое и независимое от частоты входное сопротивление и коэффициент передачи усилителя.

Удовлетворяющие этим условиям значения элементов R' , R'' и L_1 определяются следующими приближенными выражениями:

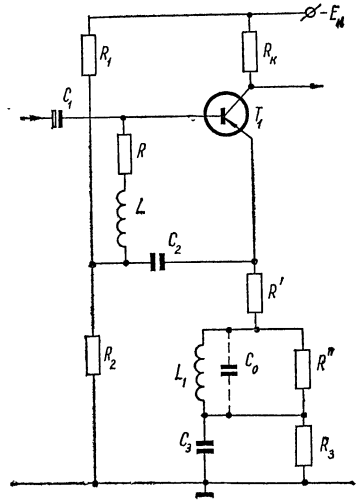


Рис. 3.2. Схема усилителя с компенсацией, имеющего высокое входное сопротивление в широком диапазоне температур.

$$\left. \begin{aligned} R' &\approx \frac{R_{\text{вх}}}{1 + S_0 R_{\text{экв}}}; \\ R'' &\approx R_{\text{вх}}; \\ L_1 &\approx \frac{\tau R_{\text{вх}}}{S_0 r_0} = \frac{R_{\text{вх}}}{2\pi f_0}. \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

где $R_{\text{экв}} = \frac{R}{1 + gR}$.

Из формул (3.11) следует, что для увеличения $R_{\text{вх}}$ необходимо пропорционально увеличивать сопротивление R' , R'' и индуктивность L_1 . Однако при этом необходимо учитывать, что увеличение сопротивления R' ограничивается допустимым падением на нем напряжения источника питания, а увеличение индуктивности L_1 — возрастающим вредным влиянием распределенной паразитной емкости C_0 катушки. Последнее является главным фактором, ограничивающим интервал частот, в пределах которого входное сопротивление схемы рис. 3.2 постоянно. Высокое входное сопротивление схемы обеспечивается увеличением полного сопротивления обратной связи с ростом частоты. Присутствие паразитной емкости C_0 нарушает необходимый ход этой зависимости. Вначале сопротивление Z растет несколько быстрее, чем следует, вызывая увеличение $R_{\text{вх}}$. Но, начиная с частоты паразитного резонанса, сопротивление Z и, следовательно, $R_{\text{вх}}$ быстро уменьшаются. Поэтому практически можно считать, что полоса частот, в которой входное сопротивление схемы остается большим, ограничивается собственной частотой катушки индуктивности

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_0}}. \quad (3.12)$$

Подставляя в эту формулу значение индуктивности L_1 (3.11), можно найти максимально достижимое произведение входного сопротивления на квадрат верхней граничной частоты:

$$R_{\text{вх}} F_{\text{вР}}^2 \approx \frac{S_0 r_0}{4\pi^2 \tau C_0} \approx \frac{I_a}{2\pi C_0}. \quad (3.13)$$

Из формулы (3.13) видно, что возможности схемы рис. 3.2 ограничены частотными свойствами транзистора и паразитной емкостью C_0 катушки индуктивности L_1 . Задаваясь минимальной конструктивно выполнимой паразитной распределенной емкостью C_0 , можно по формуле (3.13) выбрать необходимый тип транзистора для обеспечения заданных $R_{\text{вх}}$ и $F_{\text{вР}}$. По ней также оцениваются возможности транзистора в части реализации больших значений $R_{\text{вх}}$.

Практически схема рис. 3.2 позволяет получить входное сопротивление порядка нескольких десятков килоом на частотах примерно до 1 Мгц.

Вследствие очень глубокой обратной связи схема рис. 3.2 не дает усиления по напряжению и при малом сопротивлении нагрузки по сравнению с $R_{вх}$ оно может оказаться значительно меньше единицы. В частности, если каскад нагружен на входную проводимость транзистора следующего каскада, то усиление по напряжению на средних частотах не может превышать величины

$$K_{u0} \leq \frac{S_0 R_{эКВ}}{g R_{вх}} = h_{21} \frac{R_{эКВ}}{R_{вх}}. \quad (3.14)$$

Однако это приемлемо, так как при непосредственном подключении каскада с малым входным сопротивлением к высокоомному источнику сигналов напряжение на входе вследствие шунтирования будет понижено в гораздо большей степени.

Коэффициент передачи схемы по току на средних частотах при работе от источника тока

$$K_0 = S_0 R_{эКВ} = \frac{S_0}{g + \frac{1}{R}}, \quad (3.15)$$

а верхняя граничная частота, на которой снижение K_0 не превышает $1/M_B$,

$$F_B = \frac{\sqrt{M_B^2 - 1}}{2\pi\tau} \cdot \frac{r_б}{R_{эКВ}}. \quad (3.16)$$

Стабильность режима работы транзистора в схемах рис. 3.1 и 3.2 зависит от сопротивления эмиттерной цепочки и приведенного сопротивления делителя и описывается формулой, имеющей такую же структуру, как и для схемы с тремя резисторами (рис. 2.7, а):

$$\Delta i_k = \frac{\Delta u_{б.т}}{R_{э.п}} + \left[1 + \frac{1}{R_{э.п}} \left(R + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) \right] \Delta I_{к0}, \quad (3.17)$$

где $R_{э.п}$ — полное сопротивление эмиттерной цепи постоянному току.

Если $R'_{э.п} > R'$, то для стабилизации режима работы каскада можно использовать цепочку $R_3 C_3$. Аналогично схеме рис. 3.1, б вместо конденсатора C_2 можно использовать диод, включенный в направлении проводимости.

Настраивают схему рис. 3.2 в следующем порядке. Убедившись в соответствии режима работы транзистора выбранному, измеряют входное сопротивление $R_{вх}$ схемы на средних частотах, где уже не сказывается влияние конденсаторов и еще не проявляются частотные свойства транзистора. Если входное сопротивление не соответствует заданному, то, изменяя сопротивление резистора R' , добиваются требуемого значения $R_{вх}$. Затем измеряют $R_{вх}$ на верхней граничной частоте. Если оно отличается от требуемого, то его подстраивают, изменяя индуктивность катушки L_1 . При этом сле-

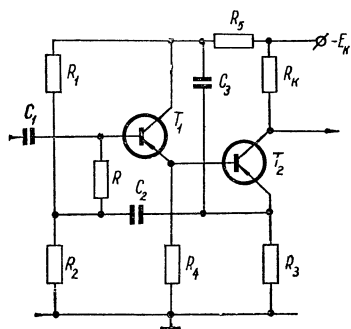


Рис. 3.3. Схема усилителя с высоким входным сопротивлением на составном транзисторе.

дует учитывать, что увеличение L_1 вызывает увеличение $R_{вх}$. Для оценки равномерности высокого входного сопротивления измеряют $R_{вх}$ на нескольких частотах высокочастотного участка полосы пропускания. Если неравномерность превышает заданную, то, изменяя сопротивление резистора R'' , производят соответствующую корректировку. После этого измеряют $R_{вх}$ на нижней граничной частоте и оценивают степень его снижения. Если последнее превышает допустимую величину, то это указывает на недостаточную емкость конденсатора C_2 (при условии, что выбрано $R \gg 1/g$).

Добившись равномерного высокого сопротивления в рабочей полосе частот, следует проверить частотные свойства передачи каскада. Сильная неравномерность частотной характеристики в области нижних частот говорит о том, что мала емкость разделительного конденсатора C_1 . Для расширения полосы пропускания в области верхних частот необходимо уменьшить сопротивление резистора R . При этом соответственно должна быть уменьшена индуктивность катушки L так, чтобы постоянная времени компенсирующей цепочки $\tau_L = L/R$ оставалась равной постоянной времени входной цепи транзистора τ .

Для получения высокого входного сопротивления (порядка нескольких мегом) в сравнительно узком диапазоне низких частот можно воспользоваться схемой на составном транзисторе (рис. 3.3). В ней используется дополнительная развязывающая цепочка R_5C_3 , устраняющая шунтирование входного сопротивления схемы проводимостью обратной связи $Y_{обр}$ транзистора T_1 . Принцип действия развязки R_5C_3 аналогичен действию цепочки RC_2 . Так как входная проводимость составного транзистора мала, емкость конденса-

тора C_2 рассчитывают по формуле (3.3), подставляя в нее крутизну транзистора T_2 . Аналогичное соотношение справедливо и для развязывающего конденсатора C_3 :

$$C_3 \geq \frac{S_0 R_3}{2\pi F_H (R_3 + R_6) \sqrt{M_{BR}^2 - 1}} \approx \frac{S_0}{2\pi F_H \sqrt{M_{BR}^2 - 1}}. \quad (3.18)$$

Для определения емкости разделительного конденсатора используется соотношение (3.5).

Для выравнивания коллекторных токов транзисторов в схеме рис. 3.3 используется резистор R_4 . При отсутствии его в составном транзисторе автоматически устанавливается режим работы, при котором эмиттерный ток транзистора T_1 равен току базы транзистора T_2 . При таком малом токе крутизна транзистора T_1 может недопустимо уменьшиться. Изменяя сопротивление резистора R_4 , можно установить любой режим транзистора T_1 , необходимый для получения нужной величины крутизны. Нижнее значение сопротивления R_4 ограничивается допустимым влиянием его на входное сопротивление схемы, которое на средних частотах имеет значение

$$R_{вх} = \frac{1}{g_{вх}} \approx \frac{h_{21,1} h_{21,2} R_3 R_4}{R_4 + h_{21,2} R_3} \quad (3.19)$$

в случае, если $R > 1/g_2 h_{21,1}$, и при $R_4 \rightarrow \infty$ стремится к предельно возможной величине

$$R_{вх \text{ макс}} \approx h_{21,1} h_{21,2} R_3. \quad (3.20)$$

Верхняя граничная частота высокого входного сопротивления в схеме рис. 3.3 при использовании идентичных транзисторов определяется соотношением

$$F_v \approx \frac{g_{r6} \sqrt{M_{BR}^2 - 1}}{2\pi\tau} = \frac{1}{2} f_\beta \sqrt{M_{BR}^2 - 1} = \frac{f_a}{2h_{21}} \sqrt{M_{BR}^2 - 1}, \quad (3.21)$$

в котором M_{BR} — коэффициент допустимого снижения входного сопротивления на верхних частотах.

Из формулы (3.21) видно, что верхняя граничная частота высокого входного сопротивления в схеме рис. 3.3 примерно в два раза ниже, чем в схеме рис. 3.1.

Стабильность режима работы транзисторов в схеме рис. 3.3 существенно зависит от соотношения между ее входным сопротивлением $R_{вх. макс}$ (3.20) и приведенным сопротивлением делителя

$$R_{пр} = R + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.22)$$

Если выполняется неравенство

$$R_{\text{пр}} \ll R_{\text{вх. макс}} = h_{21,1} h_{21,2} R_{\text{б}}, \quad (3.23)$$

то стабильность режима работы схемы будет высокой, а значения исходных токов и их изменения практически не будут зависеть от параметров используемых транзисторов. В этом случае абсолютная нестабильность коллекторного тока транзистора T_2

$$\Delta i_{\text{к}2} \approx \frac{2\Delta u_{\text{б. т}}}{R_3} + \left(1 + \frac{R_{\text{пр}}}{R_3}\right) \Delta I_{\text{к}01} + \Delta I_{\text{к}02}. \quad (3.24)$$

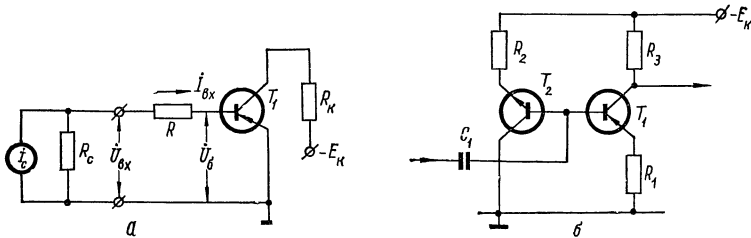


Рис. 3.4. Схема усилителя с высоким входным сопротивлением:

a — балластным резистором в цепи базы; *б* — дополнительным транзистором.

Если $R_{\text{пр}} \gg R_{\text{вх. макс}}$, то схема оказывается очень чувствительной к изменению температуры и не может быть рекомендована для практического использования.

Вместо конденсатора C_2 в схеме рис. 3.3 можно использовать диод, включенный в направлении проводимости, а вместо конденсатора C_3 — стабилитрон с подходящим напряжением стабилизации.

Настройка схемы рис. 3.3 достаточно проста. Убедившись в правильности монтажа и соответствии режима работы транзистора T_2 исходному, измеряют входное сопротивление схемы и, изменяя сопротивление R_4 , подгоняют его до требуемой величины.

Если использовать схему с компенсацией на составных транзисторах, аналогичную схеме рис. 3.2, то можно получить достаточно высокое и равномерное входное сопротивление каскада в широком диапазоне частот. Расчет такого каскада выполняется по формулам (3.9)—(3.16), в которые вместо параметров транзистора g , S_0 и τ следует подставлять параметры транзистора g_c , S_{0c} и τ_c , эквивалентного составной паре. При использовании в составном включении идентичных транзисторов приближенно можно считать $g_c = = g/h_{21}$, $S_{0c} \approx S_0$ и $\tau_c = 2\tau$.

Высокое входное сопротивление можно получить, включая последовательно в цепь базы омическое сопротивление R . Упрощенная схема такого каскада показана на рис. 3.4, *a*. Вследствие того, что сопротивление R берется во много раз больше входного сопротивления транзистора, последним можно пренебречь и считать входное сопротивление каскада $R_{вх} = R$. Так как схему рис. 3.4, *a* целесообразно применять лишь при работе от источника сигналов с большим внутренним сопротивлением R_c , ее усилительные свойства удобно характеризовать коэффициентом передачи по току

$$\dot{K} = \frac{R_c}{R + R_c} \cdot \frac{S_0 r_0}{g r_0 + j\omega\tau}. \quad (3.25)$$

Из формулы (3.25) видно, что во избежание заметного снижения усиления сопротивление R нецелесообразно брать большим внутренним сопротивлением источника сигналов R_c . На низких и средних частотах K имеет максимальное значение:

$$K_{\max} = \frac{h_{21} R_c}{R + R_c} \quad (3.26)$$

и снижается с ростом частоты в пределе до нуля. Степень частотных искажений схемы оценивается так же, как и для обычного реостатного каскада по формуле (3.8).

Существенным преимуществом схемы рис. 3.4, *a* является то, что после сопротивления R к базе транзистора можно подсоединять любые элементы, не снижая при этом величины входного сопротивления $R_{вх}$. В ней легко осуществить стабилизацию режима по любой из рассмотренных в гл. 2 схем, для расширения полосы пропускания можно применить компенсирующую цепочку или отрицательную обратную связь. Можно также выполнить и другие требования без ущерба для высокого входного сопротивления. Единственным недостатком схемы является опасность увеличения собственных шумов, вызываемая включением в базу большего сопротивления R . Поэтому схема рис. 3.4, *a* не может быть рекомендована в качестве входного каскада высокочувствительных усилителей. Для оценки связанных с этим ограничений целесообразно определить коэффициент усиления по мощности на средних частотах

$$K_P = \frac{S_0^2}{g^3 R} = \frac{h_{21}^2}{gR}. \quad (3.27)$$

Для предотвращения заметного ухудшения шумовых характеристик усиление по мощности должно оставаться значительно

большим единицы. Следовательно, R должно удовлетворять условию $R \ll h_{21}^2/g$, которое и будет ограничивать величину входного сопротивления схемы $R_{вх} = R$.

Практически реализуемое входное сопротивление в схеме рис. 3.4, *a* можно определить по формуле

$$R_{вх} = R \leq \frac{h_{21}^2}{10g}. \quad (3.28)$$

При среднем коэффициенте усиления по току $h_{21} = 50$ и входной проводимости транзистора $g = 1$ мсим, что примерно соответствует коллекторному току $i_{ок} = 1$ ма, входное сопротивление

$$R_{вх} = R \leq \frac{50^2}{10 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} = 250 \text{ ком.}$$

Чрезвычайная простота получения высокого входного сопротивления делает заманчивым использование схемы рис. 3.4, *a* в различных устройствах. В частности, таким способом можно выполнить входной каскад усилителя звуковой частоты, работающего от детектора радиоприемника или пьезоэлектрического звукоснимателя, выходное напряжение которых может достиг десятков и даже сотен милливольт. В этих условиях собственные шумы сопротивления R не будут существенно ухудшать чувствительность усилителя.

На рис. 3.4, *б* показана схема усилителя с высоким входным сопротивлением, в цепи смещения которого используется вспомогательный транзистор T_2 с проводимостью, обратной проводимости основного транзистора T_1 . Так как потенциал баз транзисторов $u_0 \approx R_1 E_k / (R_1 + R_2)$, то, подбирая сопротивления R_1 и R_2 , можно добиться необходимого распределения напряжения источника питания E_k вдоль выходной цепи транзистора T_1 .

Положительной особенностью рассмотренных схем является достаточно слабая зависимость входного сопротивления от режима работы транзисторов. Поэтому, если относительная нестабильность коллекторного тока в рабочем диапазоне температур не превышает 20%, то изменения входного сопротивления практически не превосходят 5—10%.

Задача получения высокого входного сопротивления в диапазоне сравнительно низких частот решается особенно эффективно при использовании полевых транзисторов. Активная составляющая входного сопротивления каскада на полевом транзисторе (рис. 2.13) в области низких частот практически определяется сопротивлением

резистора утечки R_2 , максимальная величина которого в соответствии с выражением (2.99) ограничивается допустимой нестабильностью тока стока. Кажущееся увеличение сопротивления R_2 на частоте сигнала при обеспечении необходимой режимной стабильности можно получить в схемах с обратной связью (рис. 2.17). Активная составляющая входного сопротивления схемы (рис. 2.17), расположенной правее C_p , на низких частотах при отключенном конденсаторе C_1

$$R_{вх} \approx R_2 \left(1 + \frac{S_{0п} R_4}{1 + S_{0п} R_3} \right) \approx R_2 \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (3.29)$$

оказывается в $1 + R_4/R_3$ больше, чем в схеме (рис. 2.13) при приблизительно одинаковой стабильности режима. Практически удается получить $R_{вх} \leq 10R_2$, так как R_4 ограничивается допустимым падением на нем напряжения источника питания, а сопротивление R_3 нельзя взять меньше той величины, которая необходима для обеспечения исходного режима работы.

Для увеличения отношения R_4/R_3 и, следовательно, $R_{вх}$ вместо резистора R_3 можно использовать диод, включенный в направлении проводимости. Из-за сравнительно небольшого динамического сопротивления диода отношение $R_4/R_3 = R_4/r_d$ может достигать 100, однако при этом невозможно выполнять регулировку режима работы схемы и необходимо, чтобы падение напряжения на открытом диоде точно соответствовало требуемому напряжению смещения затвора полевого транзистора.

Для повышения эквивалентного сопротивления утечки R_2 можно также воспользоваться схемой с нейтрализацией цепи смещения (рис. 3.1), активная составляющая входного сопротивления которой

$$R_{вх} \approx R_2 (1 + S_{0п} R_3). \quad (3.30)$$

В такой схеме можно обеспечить и высокую температурную стабилизацию режима работы. В рассматриваемых схемах удастся обеспечить сравнительно высокое входное сопротивление только в узком частотном диапазоне в области низких частот. Из-за влияния междуэлектродных емкостей полевого транзистора входная емкость схемы с общим стоком

$$C_{вх} = C_{зс} + (1 - K) C_{из}, \quad (3.31)$$

где $K = \frac{S_{0п} R_3}{1 + S_{0п} R_3}$ — коэффициент передачи истокового повторителя по напряжению, оказывает сильное, зависимое от частоты, шунтирующее действие на высокое входное сопротивление.

Для получения больших значений входного сопротивления в сравнительно широком частотном диапазоне можно использовать схему со следящей обратной связью (рис. 3.5), которая также позволяет получить усиление по напряжению. Цепь смещения каскада выполняется по схеме с нейтрализацией, содержащей развязывающий конденсатор C_1 (рис. 3.5, а) или диод D_1 (рис. 3.5, б). Напряжение следящей обратной связи подается через биполярный транзистор T_2 в цепь истока полевого транзистора. В результате ее действия увеличивается общая глубина обратной связи, что эквивалентно как бы увеличению сопротивления резистора R_3 в h_{21} раз.

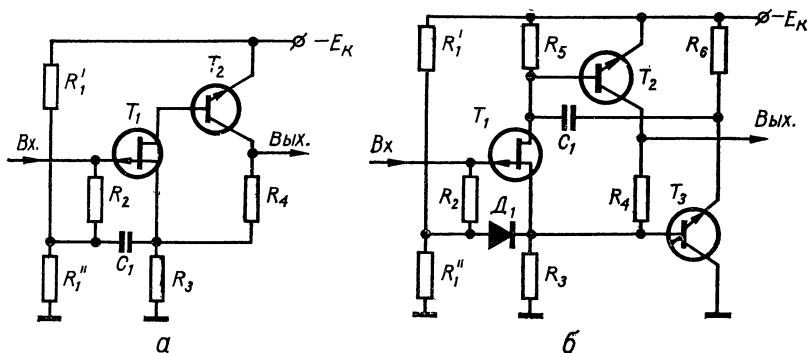


Рис. 3.5. Схема усилителя на полевом транзисторе со следящей обратной связью:

а — на исток; б — на сток и исток.

Поэтому активная составляющая входного сопротивления схемы (рис. 3.5, а)

$$R_{вх} \approx R_2 (1 + S_{0п} R_3 h_{21}), \quad (3.32)$$

а ее коэффициент усиления по напряжению

$$K \approx 1 + \frac{R_4}{R_3}. \quad (3.33)$$

В связи с увеличением эквивалентного сопротивления эмиттерной цепи до значения $R_{зэв} = h_{21} R_3$ коэффициент передачи от затвора к истоку близок к единице и составляющая входной емкости $C_{вх}$ (3.31), связанная с емкостью затвор — исток $C_{зи}$, оказывается значительно уменьшенной. Однако влияние емкости затвор — сток $C_{зс}$ остается таким же, как и в схеме без следящей обратной связи. Чтобы его уменьшить необходимо охватить следящей обрат-

ной связью цепь стока (рис. 3.5, б). Для нейтрализации в такой схеме влияния емкости $C_{зс}$ используется эмиттерный повторитель на транзисторе T_3 .

Активная составляющая входного сопротивления схемы (рис. 3.5, б) определяется соотношением (3.32), а входную емкость можно рассчитать по формуле

$$C_{вх} = C_{зс} \left(1 - \frac{S_{оп} R_3 h_{21,2}}{1 + S_{оп} R_3 h_{21,2}} \cdot \frac{S_{о3} R_6}{1 + S_{о3} R_6} \right) + \frac{C_{зи}}{1 + S_{оп} R_3 h_{21,2}}, \quad (3.34)$$

где $h_{21,2}$ — коэффициент усиления по току транзистора T_2 в схеме с общим эмиттером; $S_{о3}$ — крутизна транзистора T_3 .

В схеме рис. 3.5, б удается настолько снизить влияние емкости полевого транзистора, что оно становится незначительным в сравнении с влиянием паразитных емкостей монтажа C_m . Чтобы избавиться от влияния C_m , следует заключить схему (рис. 3.5, б) в проводящий экран и подсоединить его через конденсатор большой емкости к истоку полевого транзистора.

В ряде случаев необходимо подводить питание к усилителю и снимать сигнал в нагрузку по одному проводу. Это позволяет, например, разместить усилитель в корпусе микрофона, а для связи его с оконечным устройством и источником питания использовать тонкий одножильный экранированный кабель. На рис. 3.6 показаны две схемы с высоким входным сопротивлением и комбинированным включением полевого и биполярного транзисторов, в которых на один уменьшено количество проводов, обычно необходимых для связи с последующим устройством и источником питания. Гальванически связанный с усилителем нагрузочный резистор R_3 устанавливается в последующем устройстве, входная цепь которого защищается разделительным конденсатором C_2 от напряжения источника питания. Резистор R_2 используется для выравнивания режима работы транзистора T_1 . Исходное смещение затвора транзистора T_1 осуществляется напряжением на истоковом резисторе R_4 , заблокированном для устранения отрицательной обратной связи по переменному току конденсатором C_3 . Для увеличения глубины отрицательной обратной связи по постоянному току и повышения стабильности режима коллектор транзистора T_2 подключен к истоку транзистора T_1 , режим работы которого зависит и от коллекторного тока $i_{ок2}$.

Без учета влияния кабеля активная составляющая входного сопротивления усилителя (рис. 3.6, а), как схемы со следящей обратной связью, определяется выражением (3.32). Входная емкость рассчитывается по формуле (3.34) при $R_6 = 0$. Если необходимо учесть влияние параметров кабеля, то в формулу (3.32) следует

подставить полное входное сопротивление кабеля, нагруженного на R_3 , а в (3.34) — его модуль. Коэффициент передачи схемы близок к единице; выходное сопротивление сравнительно небольшое и приблизительно равно выходному сопротивлению истокового повторителя.

Коэффициент усиления схемы (рис. 3.6, б) рассчитывается по формуле

$$K \approx S_{0п} h_{21} R_3 \quad (3.35)$$

и может составлять несколько десятков раз. Входное сопротивление

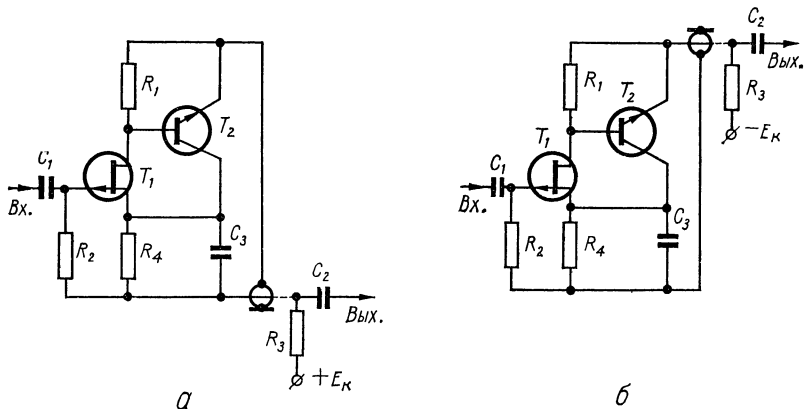


Рис. 3.6. Схема усилителя с высоким входным сопротивлением с подводом питания и передачей сигнала по одножильному экранированному кабелю при заземленной цепи:

а — стока; б — истока.

схемы практически определяется сопротивлением резистора R_2 , а выходное сопротивление — приблизительно такое же, как у эмиттерного повторителя.

Пример 1. Рассчитать схему, обеспечивающую в полосе частот 100 гц — 1 Мгц входное сопротивление 20 ком с неравномерностью, не превышающей 20% ($M_{нR} = M_{вR} = 1,2$), и частотными искажениями не более 1 дб ($M_{н} = M_{в} = 1,12$). Диапазон рабочих температур схемы от -60 до $+60^\circ \text{C}$; э. д. с. источника питания $E_{к} = -13 \text{ в}$. Сопротивление нагрузки $R_{к} = 2 \text{ ком}$.

Учитывая, что усилитель должен иметь сравнительно высокое входное сопротивление в широкой полосе частот, выбираем схему с компенсацией (рис. 3.2). Из условия $F_{в} \leq f_{\alpha} / h_{21} = f_{\text{пред}} / h_{21}$ выбираем транзистор. В частности, для транзистора типа 1Т308А ($f_{\text{пред}} = f_{\alpha} = 90 \text{ Мгц}$, $r_{\sigma} = 100 \text{ ом}$, $C_{\text{бк}} = 8 \text{ пф}$ и $h_{21} = 25 \div 75$) имеем $F_{в} = 1 \text{ Мгц} \leq 90/75 = 1,2 \text{ Мгц}$,

Исходя из диапазона рабочих температур усилителя, выбираем исходный режим работы транзистора $i_{0к} = 2 \text{ ма}$ и, используя формулы (1.18), (1.20) и (1.33), находим значение малосигнальных параметров

$$S_0 = \frac{q}{kT} i_{0к} = 40 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 80 \cdot 10^{-3} \text{ а/в};$$

$$g = \frac{S_0}{h_{21}} = \frac{80 \cdot 10^{-3}}{(25 \div 75)} \approx (1 \div 3) 10^{-3} \text{ сим}$$

и постоянную времени

$$\tau = \frac{80 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 10^{-12} (4\pi \cdot 90 \cdot 10^6)^2} \approx 1,3 \cdot 10^{-8} \text{ сек.}$$

Затем определяем эквивалентное сопротивление $R_{\text{экв}} = \frac{R}{1 + gR}$.

Для этого сначала по формуле (3.10) находим

$$R = \frac{1}{3 \cdot 10^{-3} \left(\frac{10^6 \cdot 75}{90 \cdot 10^8 \sqrt{1,12^2 - 1}} - 1 \right)} \approx 330 \text{ ом.}$$

Если в результате расчета получается $R < 0$, то компенсация не требуется и из схемы (рис. 3.2) можно исключить катушку индуктивности L , выбрав

$$R = \frac{10 \div 20}{g_{\text{мин}}},$$

гарантирующее отсутствие шунтирования входного сопротивления схемы резистором R . Тогда

$$R_{\text{экв}} = \frac{330}{1 + 1 \cdot 10^{-3} \cdot 330} \approx 250 \text{ ом}$$

и по формулам (3.11) рассчитываем величины элементов цепи обратной связи:

$$R' \approx \frac{20 \cdot 10^3}{1 + 80 \cdot 10^{-3} \cdot 250} \approx 1 \text{ ком};$$

$$R'' = 20 \text{ ком};$$

$$L_1 \approx \frac{1,3 \cdot 10^{-8} \cdot 20 \cdot 10^3}{80 \cdot 10^{-3} \cdot 100} \approx 32,5 \text{ мкгн.}$$

Считая, что конструктивно несложно выполнить катушку индуктивности L_1 с распределенной паразитной емкостью $C_0 \leq 10 \text{ пф}$, и учитывая формулу (3.13), оцениваем возможность реализации схемой заданных требований:

$$R_{\text{вх}} F_{\text{в}}^2 = 20 \cdot 10^3 (10^6)^2 = 2 \cdot 10^{16};$$

$$\frac{f_{\alpha}}{2\pi C_0} = \frac{90 \cdot 10^6}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-12}} \approx 10^{18}.$$

Так как условие $R_{\text{вх}} F_{\text{в}}^2 = 2 \cdot 10^{16} < \frac{f_{\alpha}}{2\pi C_0} = 10^{18}$ обеспечивается с запасом, тип транзистора выбран правильно.

По формуле (3.9) определяем индуктивность компенсирующей катушки

$$L = 1,3 \cdot 10^{-8} \cdot 330 \approx 4,3 \text{ мкГн.}$$

Рассчитываем элементы, обеспечивающие исходный режим работы транзистора и необходимую его стабильность. Относительную величину последней можно брать в пределах $\Delta i_k / i_{0k} = 15 \div 20\%$. Задаваясь падением напряжения коллектор — эмиттер $u_{0k} = 3\text{ в}$, по формуле

$$R_{\text{э. п}} = \frac{E_k - u_{0k} - i_{0k} R_k}{i_{0k}}$$

определяем полное сопротивление эмиттерной цепочки постоянному току

$$R_{\text{э. п}} = \frac{13 - 3 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^{-3}} = 3 \text{ ком.}$$

Так как $R_{\text{э. п}} > R'$, то для стабилизации режима работы можно использовать шунтированный конденсатором C_3 токостабилизирующий резистор

$$R_3 = R_{\text{э. п}} - R' = 3 \cdot 10^3 - 1 \cdot 10^3 = 2 \text{ ком.}$$

По справочным данным для транзистора 1Т308А $I_{k0} \leq 90 \text{ мка}$ при $T_0 = 70^\circ \text{ С}$. Тогда по формулам (1.37) и (1.39) вычисляем эквивалентное напряжение теплового смещения

$$\Delta u_{\text{б. т}} = 2,5 \cdot 10^{-3} [+60 - (-60)] = 0,3 \text{ в}$$

и значение I_{k0} при максимальной рабочей температуре:

$$I_{k0}(T) = 90 e^{0,09(60-70)} \approx 36 \text{ мка.}$$

Так как при $T = -60^\circ \text{ С}$ обратный ток I_{k0} мал, считаем

$$\Delta I_{k0} \approx I_{k0} (+60) = 36 \text{ мка.}$$

Сопротивления R_1 и R_2 должны одновременно удовлетворять условию (3.15) и уравнению

$$\frac{E_k R_2}{R_1 + R_2} \approx i_{0k} R_{\text{э. п}},$$

характеризующему исходный режим работы транзистора в схеме рис. 3.3. В результате их совместного решения находим расчетные формулы для определения

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{E_k}{i_{0k} R_{\text{э. п}}} \left(\frac{R_{\text{э. п}} \Delta i_k - \Delta u_{\text{б. т}}}{\Delta I_{k0}} - R_{\text{э. п}} - R \right) = \\ &= \frac{13}{2 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3} \left(\frac{3 \cdot 10^3 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} - 0,3}{36 \cdot 10^{-6}} - 3 \cdot 10^3 - 330 \right) \approx 47 \text{ ком;} \\ R_2 &= \frac{i_{0k} R_1 R_{\text{э. п}}}{E_k - i_{0k} R_{\text{э. п}}} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 47 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3}{13 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3} \approx 43 \text{ ком.} \end{aligned}$$

Если в результате окажется, что $R_1 < 0$, то необходимо уменьшить R . Однако, если последнее соизмеримо с $1/g$, то дальнейшее его уменьшение невозможно и следует выбрать большим $R_{3, \text{п}}$. Вычислив предварительно

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{47 \cdot 10^3 \cdot 43 \cdot 10^3}{47 \cdot 10^3 + 43 \cdot 10^3} \approx 22 \text{ ком},$$

по формулам (2.52) и (3.3) определяем соответственно емкости блокировочных конденсаторов:

$$C_3 \geq \frac{80 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 100 \cdot \sqrt{1,12^2 - 1}} \approx 200 \text{ мкф};$$

$$C_2 \geq \frac{80 \cdot 10^{-3} \cdot 2,7 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 100 \cdot 22 \cdot 10^3 \sqrt{1,2^2 - 1}} \approx 20 \text{ мкф}.$$

Принимаем $C_2 = 20 \text{ мкф}$; $C_3 = 200 \text{ мкф}$.

Определяем емкость разделительного конденсатора C_1 . По формулам (3.4) и (3.5) находим

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 20 \cdot 10^3 \sqrt{1,12^2 - 1}} \approx 0,16 \text{ мкф};$$

$$C_1 \geq 20 \cdot 10^{-6} \frac{330 \cdot 22 \cdot 10^3}{(330 + 22 \cdot 10^3)^2} \approx 0,3 \text{ мкф}.$$

Выбираем $C_1 = 0,5 \text{ мкф}$.

Пример 2. Рассчитать схему с высоким входным сопротивлением $R_{\text{вх}} \geq 10 \text{ Мом}$, имеющую полосу пропускания 100 гц — 3 кГц при неравномерности $M_{\text{н}} = M_{\text{в}} = \sqrt{2}$ (3 дб). Допустимое уменьшение входного сопротивления на граничных частотах полосы пропускания $M_{\text{нR}} = M_{\text{вR}} = 1,1$. Диапазон рабочих температур от -10 до $+40^\circ \text{C}$. Сопротивление коллекторной нагрузки $R_{\text{к}} = 5 \text{ ком}$.

Учитывая, что усилитель имеет весьма высокое входное сопротивление, остановимся на схеме с составным транзистором (рис. 3.4). Выбираем тип транзистора, обеспечивающего выполнение соотношения (3.19). Если, например, выбрать транзистор МП15А, имеющий согласно справочным данным $f_{\text{пред}} = f_{\alpha} = 2 \text{ Мгц}$, $h_{21} = 50 \div 100$ и $I_{\text{к0}} \leq 200 \text{ ма}$ при $T_0 = 70^\circ \text{C}$, то, используя формулу (3.21), нетрудно убедиться, что он обеспечивает верхнюю частоту высокого входного сопротивления

$$F_{\text{в}} = \frac{2 \cdot 10^6}{2 \cdot 100} \sqrt{1,1^2 - 1} \approx 4,4 \text{ кГц},$$

превышающую требуемую $F_{\text{в}} = 3 \text{ кГц}$.

В соответствии с выражением (3.20), определяем необходимую величину сопротивления обратной связи

$$R_3 \geq \frac{R_{\text{вх. макс}}}{h_{21 \text{ мин}}^2} = \frac{10 \cdot 10^6}{50^2} = 4 \text{ ком}.$$

Так как резисторы R_3 и R_4 шунтируют входное сопротивление схемы, целесообразно выбрать R_3 больше расчетного. Единственным ограничивающим

фактором при этом является величина допустимого падения на R_3 напряжения источника питания. С учетом этого выбираем $R_3 = 10 \text{ ком}$. Далее задаемся исходным коллекторным током $i_{0к2} = 1 \text{ ма}$ и, допуская напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_2 $u_{0к2} = 5 \text{ в}$, определяем напряжение источника питания

$$E_k = i_{0к2}(R_3 + R_k) + u_{0к2} = 1 \cdot 10^{-3}(10 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^3) + 5 = 20 \text{ в.}$$

Рассчитываем элементы, обеспечивающие исходный режим работы транзисторов и необходимую его стабильность. Как и в предыдущем примере, можно допустить относительную нестабильность $\Delta i_{к2}/i_{0к2} = 20\%$. Тогда абсолютная нестабильность $\Delta i_{к2} = 0,2i_{0к2} = 0,2 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 0,2 \text{ ма}$. Вычислив предварительно по формулам (1.37) и (1.39) эквивалентное напряжение теплового смещения

$$\Delta u_{б.т} = 2,5 \cdot 10^{-3} [+40 - (-10)] = 0,125 \text{ в}$$

и изменение обратного тока коллектора

$$\Delta I_{к0} \approx I_{к0} (+40) = 200e^{0,09(40-70)} \approx 14 \text{ мка}$$

и используя соотношение (3.24), определяем допустимое значение приведенного сопротивления делителя

$$R_{пр} \leq \frac{R_3 \Delta i_{к2} - 2 \Delta u_{б.т} - 2R_3 \Delta I_{к0}}{\Delta I_{к0}} = \\ = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 0,125 - 2 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 14 \cdot 10^{-6}}{14 \cdot 10^{-6}} \approx 110 \text{ ком.}$$

Если в результате окажется, что $R_{пр} < 0$, то это означает, что требуемая стабильность режима работы при данном R_3 не обеспечивается и необходимо выбрать R_3 ббльшим. По формуле

$$g_2 = \frac{q i_{0к2}}{k T h_{21}} \approx 40 \cdot \frac{1 \cdot 10^{-3}}{50} = 0,8 \text{ мсим}$$

определяем входную проводимость транзистора T_2 , а исходя из условия

$$R > \frac{1}{g_2 h_{21}} = \frac{1}{0,8 \cdot 10^{-3} \cdot 50} = 40 \text{ ком}$$

и принимая во внимание, что $R_{пр} = 110 \text{ ком}$, выбираем $R = 75 \text{ ком}$. Сопротивления резисторов

$$R_1 = \frac{E_k (R_{пр} - R)}{R_3 i_{0к2}} = \frac{20 (110 \cdot 10^3 - 75 \cdot 10^3)}{10 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} \approx 68 \text{ ком}; \\ R_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_{пр}} - R} - \frac{1}{R_1} = \frac{1}{\frac{1}{110 \cdot 10^3} - \frac{1}{75 \cdot 10^3}} - \frac{1}{68 \cdot 10^3} \approx 68 \text{ ком.}$$

Определяем сопротивления резисторов R_4 и R_5 . Первое из них находится из формулы (3.19):

$$R_4 \leq \frac{h_{21} R_{\text{вх}} R_3}{h_{21}^2 R_3 - R_{\text{вх}}} = \frac{50 \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^3}{50^2 \cdot 10 \cdot 10^3 - 10 \cdot 10^6} \approx 330 \text{ ком},$$

а второе выбирается возможно большим, исходя из допустимого падения на нем напряжения источника питания. Если в данном примере принять напряженные коллектора — эмиттер транзистора T_1 $u_{0к1} = 5$ в, то

$$u_{R_5} = E_{\text{к}} - u_{0к1} - R_3 i_{0к2} = 20 - 5 - 10 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 5 \text{ в}$$

и согласно условию

$$R_5 \leq \frac{u_{R_5} h_{21} R_4 R_3 (R_1 + R_2)}{E_{\text{к}} R_2 (R_4 + h_{21} R_3)} = \\ = \frac{5 \cdot 50 \cdot 330 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3 (68 \cdot 10^3 + 68 \cdot 10^3)}{20 \cdot 68 \cdot 10^3 (330 \cdot 10^3 + 50 \cdot 10 \cdot 10^3)} \approx 100 \text{ ком},$$

Принимаем $R_5 = 68 \text{ ком}$.

По формулам (3.3) и (3.18) находим емкости блокировочных конденсаторов C_2 и C_3 :

$$C_2 \geq \frac{100 \cdot 10 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 100 \cdot 68 \cdot 10^3 (68 \cdot 10^3 + 6,8 \cdot 10^3) \sqrt{1,1^2 - 1}} \approx 0,17 \text{ мкф},$$

$$C_3 \geq \frac{40 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 100 (10 \cdot 10^3 + 68 \cdot 10^3) \sqrt{1,1^2 - 1}} \approx 18 \text{ мкф},$$

так как $S_0 = 40 \text{ ма/в}$. Принимаем $C_2 = 0,22 \text{ мкф}$; $C_3 = 20 \text{ мкф}$. Рассчитываем емкость разделительного конденсатора C_1 . По формулам (3.4) и (3.5) находим ее граничные значения:

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10 \cdot 10^6 \sqrt{1,1^2 - 1}} \approx 160 \text{ пф};$$

$$C_1 \geq 0,22 \cdot 10^{-6} \frac{75 \cdot 10^3 \cdot 34 \cdot 10^3}{(75 \cdot 10^3 + 34 \cdot 10^3)^2} \approx 0,4 \text{ мкф}.$$

Выбираем $C_1 = 0,5 \text{ мкф}$.

2. РАЗВЯЗЫВАЮЩИЕ ЦЕПИ

Развязывающие цепи служат для ослабления вредных влияний паразитных обратных связей в многокаскадных усилителях из-за наличия общих цепей, в частности цепи питания. Эти связи, действующие помимо желания разработчика, могут существенно изменить показатели усилителя, обычно в худшую сторону, и привести к потере им устойчивости.

Основным средством борьбы с паразитными обратными связями в правильно сконструированной схеме является уменьшение паде-

ния напряжения сигнала на сопротивлении общей цепи. Для этого между каскадами усилителя и общей цепью, например источником питания, включают развязывающее устройство. Им может быть конденсатор достаточной емкости, RC -цепь или транзисторный каскад в соответствующей схеме включения. Схема усилителя с развязывающей RC -цепью показана на рис. 2.8.

Эффективность развязывающего устройства удобно оценивать коэффициентом фильтрации k_{ϕ} , показывающим, во сколько раз устройство ослабляет переменное напряжение нижней частоты, поступающее от общей цепи в усилитель. Для развязывающего устройства, выполненного в виде RC -цепи (рис. 2.8),

$$k_{\phi} \approx \omega_n R_{\phi} C_{\phi}. \quad (3.36)$$

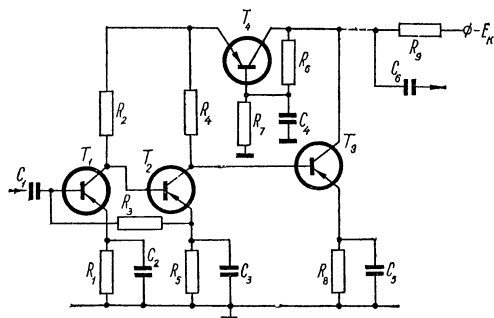


Рис. 3.7. Схема усилителя с развязывающим транзисторным каскадом.

Для увеличения k_{ϕ} желательно выбирать R_{ϕ} и C_{ϕ} возможно большими. Максимальная величина сопротивления резистора R_{ϕ} ограничивается допустимым падением на нем напряжения источника питания. Если емкость фильтрующего конденсатора выбрана из условия

$$C_{\phi} = \frac{10 \div 20}{2\pi F_n R_{\phi}}, \quad (3.37)$$

то переменный ток практически будет замыкаться через конденсатор C_{ϕ} , не ответвляясь в цепь источника питания.

Развязывающая $R_{\phi}C_{\phi}$ -цепь может также выполнять роль фильтра, сглаживающего пульсации при питании схемы от выпрямителя, или использоваться в качестве звена, корректирующего частотную характеристику усилителя в области нижних частот. В целях экономии количества элементов можно включить одну развязывающую

цепь на несколько каскадов. Минимально необходимое количество развязывающих цепей, обеспечивающих устойчивую и надежную работу усилителя, обычно удается установить только экспериментально в процессе его настройки. Эти цепи должны соответствовать своему целевому назначению — устранять паразитную обратную связь. Поэтому не следует увлекаться чрезмерным количеством развязывающих фильтров. При отработке и макетировании схемы нужно определить необходимость применения $R_\Phi C_\Phi$ -цепи. Вместо фильтрующей емкости C_Φ в развязывающей цепи можно использовать стабилитрон. Благодаря малому динамическому сопротивлению он обеспечивает эффективную развязку на всех частотах, вплоть до нулевой, и в этом смысле эквивалентен конденсатору большой емкости. Чтобы собственные шумы стабилитрона не ухудшали чувствительность усилителя, при развязке входного каскада следует параллельно со стабилитроном включить конденсатор C_Φ .

Эффективной развязывающей цепью является каскад с общей базой. На рис. 3.7 приведен предварительный трехкаскадный усилитель, в котором таким способом осуществлена развязка двух первых каскадов. Особенностью схемы является также то, что питание к усилителю и сигнал в нагрузку может подводиться по одному проводу.

В связи с большим выходным сопротивлением схемы с общей базой каскад на транзисторе T_4 служит своеобразным фильтр-пробкой, препятствующим попаданию значительного тока коллектора транзистора T_3 во входные каскады. Вместо цепочки $R_7 C_4$ можно использовать стабилитрон с подходящим напряжением стабилизации, при этом каскад на транзисторе T_4 будет выполнять роль фильтр-стабилизатора. Иногда вместо него можно использовать простую развязывающую $R_\Phi C_\Phi$ -цепь. Однако она эффективна только при больших R_Φ и C_Φ . Значительное же сопротивление резистора R_Φ может недопустимо уменьшить напряжение питания входных каскадов. В этом отношении схема рис. 3.7 более гибка, так как, подбирая определенное соотношение между резисторами R_6 и R_7 , можно обеспечить любое необходимое падение напряжения на электродах коллектор — эмиттер транзистора T_4 .

Коэффициент фильтрации развязывающего каскада при обычно выполняющемся условии $\omega_n R_7 C_4 > 1$

$$k_\Phi \approx \omega_n \frac{R_6}{1 + g_i R_6} C_4. \quad (3.38)$$

Следовательно, каскад как развязывающее устройство эквивалентен $R_\Phi C_\Phi$ -цепи, у которой $R_\Phi = R_6 / (1 + g_i R_6)$ и $C_\Phi = C_4$.

Элементы каскада рассчитывают по заданным или выбранным коллекторным токам $i_{0к1}$, $i_{0к2}$ и $i_{0к3}$ каскадов на транзисторах $T_1—T_3$, напряжению источника питания E_k и напряжению питания входных каскадов u_0 (напряжению эмиттер транзистора $T_4—$ земля). Учитывая E_k , u_0 и сопротивление нагрузки R_9 , выбирают напряжение коллектор—эмиттер $u_{0к4}$ развязывающего каскада. Обычно оно находится в пределах $u_{0к4} = 2 \div 5$ в. Затем задаются током через потенциометр R_8, R_7

$$i_{\pi} = (3 \div 8) i_{0к4} = (3 \div 8) \frac{i_{0к4}}{h_{21}} \approx (3 \div 8) \frac{i_{0к1} + i_{0к2}}{h_{21}} \quad (3.39)$$

и по формулам

$$R_8 = \frac{u_{0к4}}{i_{\pi}}, \quad R_7 = \frac{u_0}{i_{\pi}} \quad (3.40)$$

рассчитывают сопротивления R_8 и R_7 . Емкость конденсатора C_4 следует брать возможно большей для получения значительного коэффициента фильтрации k_f (3.38). При этом должно выполняться условие

$$C_4 \gg \frac{g}{2\pi F_H}, \quad (3.41)$$

обеспечивающее надежное закорачивание базы транзистора T_4 на землю. В соотношении (3.41) g — входная проводимость транзистора T_4 ; F_H — нижняя рабочая частота усилителя.

При проектировании иногда требуется, чтобы коллекторные цепи каскадов были соединены с общим проводом. Подобная необходимость возникает, например, при использовании транзисторов типа $p-n-p$ при заземленном минусе источника питания или типа $n-p-n$ при заземленном плюсе. Выполнение развязывающих цепей в этих случаях имеет свою специфику.

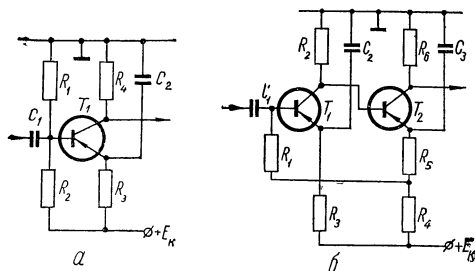


Рис. 3.8. Схема усилителя с развязывающей цепью при заземленной цепи коллектора:

а — с разделительным конденсатором; б — с непосредственной связью.

ку. На рис. 3.8 показаны схемы усилителей с развязками при заземленной цепи коллектора. В усилителе с разделительным конденсатором (рис. 3.8, а) совмещены цепи стабилизации и развязки, причем развязкой защищена только сравнительно сильноточная выходная

цепь. При необходимости защиты входной цепи следует сопротивление R_3 выполнить в виде двух последовательно включенных резисторов и точку их соединения подключить через конденсатор к общему проводу. Наиболее просто осуществляется построение двухкаскадного усилителя с непосредственной связью между каскадами и общей отрицательной обратной связью по переменному току (рис. 3.8, б), в которой резисторы R_3 и R_4 эмиттерных цепей одновременно являются элементами термостабилизации и цепей развязки (R_3C_2 и R_4C_3).

3. РАЗДЕЛИТЕЛЬНАЯ И БЛОКИРУЮЩАЯ ЦЕПИ

Разделительная цепь служит для устранения влияния источника сигналов и нагрузки на режим работы каскада, а также для развязки соседних каскадов и других цепей по постоянному току. На схемах рис. 3.1—3.3 разделительной цепью является конденсатор C_1 . Совместно с входным сопротивлением каскада он образует частотно зависимый делитель, который уменьшает общий коэффициент усиления усилителя на низких частотах. Емкость разделительного конденсатора C_1 выбирают из условия обеспечения заданной неравномерности коэффициента усиления каскада на нижних частотах. Для этого ее величину рассчитывают по формуле

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi F_n R_{вх}} \sqrt{M_{н.р}^2 - 1} \cdot \frac{\frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_i}}{\frac{1}{R_{вх}} + \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_i}}, \quad (3.42)$$

в которой \tilde{R}_k — сопротивление коллекторной нагрузки; R_i — внутреннее сопротивление транзистора в предыдущем каскаде; $R_{вх}$ — входное сопротивление части схемы, находящейся справа от конденсатора C_1 ; F_n — низшая рабочая частота усилителя; $M_{н.р}$ — коэффициент частотных искажений, обусловленных разделительным конденсатором C_1 и входной цепью каскада. Он определяется в каждом конкретном случае по методике, изложенной в последующих главах.

При расчете емкости разделительного конденсатора входного каскада в формулу (3.42) вместо $\frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_i}$ следует подставлять обратную величину внутреннего сопротивления источника сигналов.

В зависимости от соотношения между R_k , R_i и $R_{вх}$ можно получить упрощенные варианты формулы (3.42). Практический

интерес представляют два крайних случая. В схемах с высоким входным сопротивлением

$$\frac{1}{R_{\text{вх}}} \ll \frac{1}{R_{\text{к}}} + \frac{1}{R_{\text{л}}},$$

поэтому емкость C_1 можно рассчитывать по формуле

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi F_{\text{н}} R_{\text{вх}} \sqrt{M_{\text{н. п}}^2 - 1}}. \quad (3.43)$$

При условии

$$\frac{1}{R_{\text{вх}}} \gg \frac{1}{R_{\text{к}}} + \frac{1}{R_{\text{л}}},$$

которое обычно выполняется в усилителе, собранном из однотипных каскадов по схеме с общим эмиттером, емкость можно определить из соотношения

$$C_1 \geq \frac{\frac{1}{R_{\text{к}}} + \frac{1}{R_{\text{л}}}}{2\pi F_{\text{н}} \sqrt{M_{\text{н. п}}^2 - 1}}. \quad (3.44)$$

Конденсатор C_2 (рис. 2.7), включаемый параллельно токостабилизирующему эмиттерному резистору R_3 , образует цепь, называемую блокирующей. Она также относится к вспомогательным цепям усилителя и предназначена для устранения в каскаде отрицательной обратной связи по переменному току. Выбор величины емкости и типа конденсатора C_2 имеет большое значение для обеспечения качественной работы схемы. Величина емкости C_2 выбирается из соображений устранения частотно зависимой обратной связи, приводящей к снижению коэффициента усиления на низших рабочих частотах усилителя. Для этого емкость конденсатора рассчитывают по формуле

$$C_2 \geq \frac{S_0}{2\pi F_{\text{н}} \sqrt{M_{\text{н. с}}^2 - 1}}, \quad (3.45)$$

где $F_{\text{н}}$ — низшая рабочая частота усилителя; $M_{\text{н. с}}$ — коэффициент частотных искажений, обусловленных эмиттерной цепочкой $R_3 C_2$. Он определяется в каждом конкретном случае по методике, изложенной в последующих главах.

Емкость C_2 обычно получается достаточно большой и в блокирующей цепи приходится использовать электролитический конденсатор. Так как его параметры сильно зависят от температуры, то блокирующая цепь может оказывать заметное влияние на стабиль-

ность коэффициента усиления каскада. Температура влияет как на емкость электролитического конденсатора C , так и на сопротивление потерь r , включаемое на эквивалентной схеме конденсатора последовательно с емкостью C .

Относительное изменение емкости C в диапазоне температур от -60 до $+60^\circ\text{C}$ для всех типов конденсаторов не превышает 50%. Если при расчете элементов каскада величина C выбрана с соответствующим запасом, то она не будет существенно влиять на завал частотной характеристики каскада в области нижних частот. Паразитное омическое сопротивление r изменяется в гораздо больших пределах и оказывает сильное влияние на коэффициент усиления

каскада. На рис. 3.9 представлены экспериментальные кривые зависимости омических сопротивлений электролитических конденсаторов различных типов от температуры. Они получены при измерении полного сопротивления конденсатора на достаточно высокой частоте, где можно пренебречь реактивной составляющей полного сопротивления. Из рис. 3.9 следует, что изменения омических сопротивлений электролитических конденсаторов значительны при температуре от 0 до -60°C ; при температуре от 0 до $+60^\circ\text{C}$ они сравнительно невелики. Абсолютное значение r и его относительная температурная нестабильность уменьшаются с увеличением номинала емкости и рабочего напряжения конденсатора.

Резкое изменение омического сопротивления электролитического конденсатора, шунтирующего токостабилизирующий резистор в цепи эмиттера транзистора, приводит к тому, что при уменьшении температуры окружающей среды в каскаде возникает сильная термозависимая паразитная обратная связь, вызывающая дополнительную нестабильность коэффициента усиления. Ее влияние наиболее сильно в каскаде, работающем от источника с малым внутренним сопротивлением. В этом случае коэффициент усиления каскада по напряжению

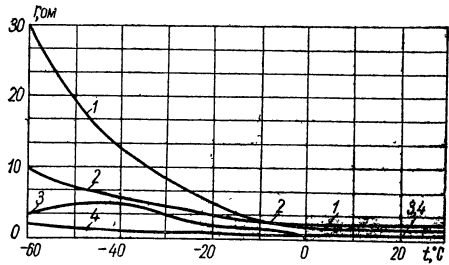


Рис. 3.9. Кривые зависимости омического сопротивления электролитических конденсаторов различных типов от температуры для:
 1 — ЭМ-ОМ-20-5,0; 2 — ЭТО-1-90-10,0; 3 — ЭГЦ-ОМ-20-20,0; 4 — ЭТО-2-25-300,0.

$$K_u = \frac{S_0 R_K}{1 + S_0 r}, \quad (3.46)$$

а его относительное изменение, обусловленное изменением r ,

$$\frac{\Delta K_u}{K_u} = -\frac{S_0 \Delta r}{1 + S_0 r} = -\frac{1}{1 + \frac{1}{S_0 r}} \cdot \frac{\Delta r}{r}. \quad (3.47)$$

Из формулы (3.46) следует, что глубина паразитной обратной связи, обусловленная омическим сопротивлением электролитического конденсатора в эмиттерной цепи, определяется величиной $S_0 r$. Поскольку крутизна транзистора в типовом режиме работы может составлять сотни миллиампер на вольт, то даже сопротивление r

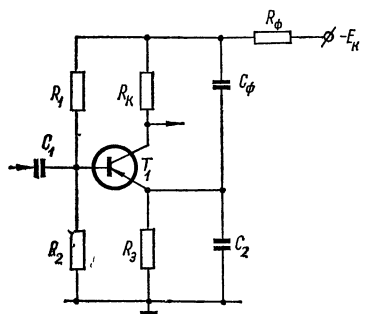


Рис. 3.10. Схема усиительного каскада с развязкой выходной цепи на эмиттер транзистора.

в несколько ом создает заметную остаточную обратную связь. Учитывая изменение омического сопротивления электролитического конденсатора типа ЭМ группы ОМ (рис. 3.9), по формуле (3.47) можно подсчитать, что вызванное им относительное изменение коэффициента усиления каскада в диапазоне температур от -60 до $+60^\circ\text{C}$ составит более 80% (в расчете на среднюю крутизну транзистора $S_0 = 35 \text{ ма/в}$ при токе коллектора $i_{0к} = 1 \text{ ма}$).

Для ослабления паразитной термозависимой обратной связи, обусловленной нестабильностью параметров электролитического конденсатора, необходимо устранить напряжение отрицательной обратной связи на эмиттерной цепочке или, по крайней мере, значительно уменьшить его величину. Для этого выходную коллекторную цепь транзистора следует развязать при помощи RC -фильтра относительно эмиттера (рис. 3.10). Основная идея метода состоит в том, что при подключении конденсатора C_ϕ цепи развязки $R_\phi C_\phi$ к эмиттеру переменный ток коллектора замыкается в контуре, образованном участком коллектор — эмиттер транзистора, сопротивлением коллекторной нагрузки R_k и конденсатором C_ϕ . В результате коллекторный ток транзистора почти не протекает по элементам эмиттерной цепочки и не создает на ней заметного падения напряжения. Поэтому в схеме паразитная термозависимая обратная связь оказывается значительно ослабленной, а влияние нестабильности электролитического конденсатора на коэффициент усиления каскада — незначительным.

Рассмотренный метод уменьшения влияния температурной нестабильности электролитических конденсаторов на коэффициент уси-

ления каскада отличается высокой эффективностью и не приводит к потере усиления. При этом $R_{\phi}C_{\phi}$ -цепь одновременно является развязкой по источнику питания.

Коэффициент усиления каскада (рис. 3.10) по напряжению определяется выражением

$$K'_u = \frac{S_0 R_K}{1 + \frac{S_0 r_1 r_2}{R_{\phi} + r_1 + r_2}}, \quad (3.48)$$

где r_1 и r_2 — омические сопротивления конденсаторов C_{ϕ} и C_2 соответственно.

Из этой формулы следует, что при $r_1 = r_2 = r$ относительная нестабильность коэффициента усиления каскада с развязкой на эмиттер

$$\frac{\Delta K'_u}{K'_u} = - \frac{2}{1 + \frac{R_{\phi}}{S_0 r^2}} \cdot \frac{\Delta r}{r}. \quad (3.49)$$

Составляя с помощью формул (3.47) и (3.49) отношение

$$\frac{\Delta K_u}{K_u} \cdot \frac{K'_u}{\Delta K'_u} = \frac{R_{\phi} + S_0 r^2}{2r(1 + S_0 r)} \approx \frac{R_{\phi}}{2r}, \quad (3.50)$$

убеждаемся, что влияние температурной нестабильности электролитических конденсаторов в схеме рис. 3.10, в $R_{\phi}/2r$ раз меньше, чем в обычной схеме. В частности, расчет по формуле (3.49) показывает, что при $R_{\phi} = 1 \text{ ком}$ и $S_0 = 35 \text{ ма/в}$ относительная нестабильность коэффициента усиления каскада, в котором используются конденсаторы типа ЭМ группы ОМ, в диапазоне температур от -60 до $+60^\circ \text{C}$ составляет 1%.

Схема рис. 3.10 эффективно нейтрализует вредное влияние нестабильности параметров электролитического конденсатора C_2 только при работе на высокоомную нагрузку $R_n \gg R_K$, а также при любой нагрузке, если ни один из ее концов не соединен с общим проводом. Низкоомная нагрузка с заземленным концом образует дополнительную замкнутую цепь, одним из звеньев которой является эмиттерная цепочка $R_3 C_2$. На ней выделяется напряжение сигнала и это обуславливает некоторую остаточную паразитную обратную связь в каскаде, снижая эффективность развязывающей цепи $R_{\phi} C_{\phi}$.

Другим способом ослабления влияния температурной зависимости параметров электролитических конденсаторов на коэффициент усиления каскада является включение последовательно с конденсатором сопротивления порядка $100\text{—}200 \text{ ом}$. В результате уменьшается относительное изменение суммарного сопротивления эмиттерной

цепочки. Однако при этом в каскаде возникает отрицательная обратная связь по переменному току, которая уменьшает коэффициент усиления. Эффективность этого способа не зависит от сопротивления нагрузки.

Конденсатор C_Φ в схеме рис. 3.10 подключен между входной и выходной цепями транзистора. Возникающая в результате этого обратная связь может привести к резонансному пику на частотной характеристике. Однако, если выбрать емкость конденсатора

$$C_\Phi \ll C_2 \frac{S_0 R_\Phi}{\left(1 + gR_\Phi + \frac{R_\Phi}{R_3}\right)^2}, \quad (3.51)$$

то частотная характеристика схемы рис. 3.10 будет монотонной. При этом для обеспечения эффективной развязки целесообразно выбрать $C_\Phi \gg 1/2\pi F_H R_\Phi$.

4. СХЕМЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ПИТАНИЯ

Использование схем параллельного и последовательного питания транзисторов в усилителе, а также схем смешанного, параллельно-последовательного питания открывает широкие возможности перед разработчиком в части рационального выполнения усилителей, облегчения энергетического режима работы их элементов и связанных с ними устройств, например источника питания.

Одной из широко распространенных разновидностей схем последовательного питания является каскодная схема, резисторный вариант которой приведен на рис. 3.11. Характерной особенностью схем последовательного питания и, в частности, каскодной схемы (рис. 3.11) является необходимость обеспечения постоянства потенциалов баз транзисторов. В противном случае вследствие большого динамического сопротивления со стороны коллектора нижнего транзистора даже небольшие изменения коллекторного тока могут создать опасность резкого перераспределения питающего напряжения вдоль последовательно включенных элементов,

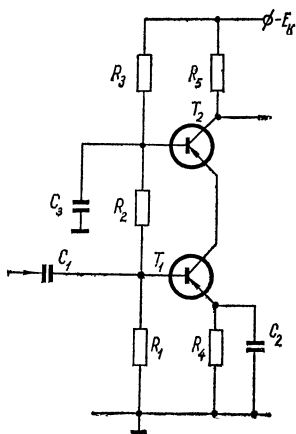


Рис. 3.11. Схема каскодного усилителя на резисторах.

в результате чего один из транзисторов может оказаться в режиме насыщения, а к другому будет приложено почти все напряжение питания.

Схема построения цепи смещения, приведенная на рис. 3.11, является одной из наиболее рациональных с точки зрения эффективности фиксации потенциала базы при минимальном количестве используемых в ней элементов. Подбирая соответствующим образом делитель $R_1 - R_3$, в схеме можно обеспечить любое желаемое распределение напряжения источника питания между обоими транзисторами. Вследствие глубокой отрицательной обратной связи по постоянному току потенциалы эмиттеров транзисторов автоматически поддерживаются близкими к потенциалам, снимаемым с делителя $R_1 - R_3$ на базы. Поэтому падение напряжения коллектор — эмиттер транзистора T_1 практически равно падению напряжения на резисторе R_2 за счет протекающего через него тока

$$i_{\pi} = \frac{E_{\kappa}}{R_0}, \quad (3.52)$$

$$\text{где} \quad R_0 = R_1 + R_2 + R_3. \quad (3.53)$$

Ток потенциометра i_{π} создает также падение напряжения на резисторе R_1 , которое примерно равно падению напряжения на эмиттерном резисторе R_4 за счет протекающего через транзисторы общего исходного тока $i_{0\kappa}$. Поэтому режимы работы транзисторов в схеме рис. 3.11 определяются следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} i_{0\kappa} &= \frac{E_{\kappa} R_1}{R_0 R_4} = i_{\pi} \frac{R_1}{R_4}; \\ u_{0\kappa 1} &= \frac{E_{\kappa} R_2}{R_0} = i_{\pi} R_2; \\ u_{0\kappa 2} &= \frac{E_{\kappa}}{R_0} \left(R_3 - \frac{R_1 R_5}{R_4} \right) = i_{\pi} \left(R_3 - \frac{R_1 R_5}{R_4} \right). \end{aligned} \right\} \quad (3.54)$$

Таким образом, распределение напряжения между транзисторами при низком суммарном сопротивлении R_0 цепи смещения полностью определяется распределением напряжения вдоль плечей делителя $R_1 - R_3$ и не зависит от параметров транзисторов и их изменения под действием дестабилизирующих факторов. Нестабильность режима работы транзисторов в каскодной схеме определяется формулой

$$\Delta i_{0\kappa} \approx \frac{\Delta u_{6.7}}{R_4} + \left[1 + \frac{R_1 (R_2 + R_3)}{R_0 R_4} \right] \Delta I_{\kappa 01} + \frac{R_1 R_3}{R_0 R_4} \Delta I_{\kappa 02}, \quad (3.55)$$

где $\Delta I_{\kappa 01}$ и $\Delta I_{\kappa 02}$ — изменения обратных токов коллекторов транзисторов T_1 и T_2 .

Из формулы (3.55) следует, что стабильность режима каскодного усилителя практически определяется схемой стабилизации нижнего транзистора. Эта особенность присуща всем усилителям с последовательным питанием транзисторов, если их цепи смещения выполнены по схеме рис. 3.11.

Элементы каскодной схемы рассчитывают в следующем порядке. Выбирают исходный режим работы транзисторов и определяют допустимую величину падения напряжения питания на токостабилизирующем эмиттерном резисторе R_4 . Затем, если в схеме используются однотипные транзисторы, последовательно находят сопротивления резисторов:

$$\left. \begin{aligned} R_4 &= \frac{u_4}{i_{0к}}; \\ R_0 &= \frac{E_{к}^2}{u_4} \cdot \frac{R_4 (\Delta i_{0к} - \Delta I_{к0}) - \Delta u_{б.т}}{(2E_{к} - u_{0к1} - 2u_4) \Delta I_{к0}}; \\ R_1 &= \frac{u_4 R_0}{E_{к}}; \\ R_2 &= \frac{u_{0к1} R_0}{E_{к}}; \\ R_3 &= R_0 - R_1 - R_2. \end{aligned} \right\} \quad (3.56)$$

Емкости конденсаторов C_1 и C_2 рассчитывают соответственно по формулам (3.42) и (3.45), а емкость конденсатора C_3 выбирают, исходя из условия

$$C_3 \gg \frac{g_2}{2\pi F_{н}},$$

где g_2 — входная проводимость транзистора T_2 ; $F_{н}$ — нижняя рабочая частота усилителя.

Одной из разновидностей схем с последовательным питанием является трехкаскадный усилитель (рис. 3.12) с каскадным включением транзисторов по переменному току по схеме с общим эмиттером.

Стабильность режима работы схемы определяется степенью стабилизации режима нижнего транзистора. Элементы усилителя рассчитывают по первым четырем формулам системы (3.56), в которых под R_0 следует понимать сумму сопротивлений делителя $R_1 - R_3$, R_8 , и соотношениям

$$\left. \begin{aligned} R_3 &= \frac{u_{0к2} R_0}{E_{к}}; \\ R_8 &= R_0 - R_1 - R_2 - R_3. \end{aligned} \right\} \quad (3.57)$$

Емкости разделительных конденсаторов $C_1—C_3$ определяются по формулам, аналогичным (3.42), а емкости блокирующих конденсаторов $C_4—C_6$ — по формулам, аналогичным (3.45).

На рис. 3.13 показан еще один вариант многокаскадного усилителя с последовательным питанием транзисторов, отличающийся тем, что фазы его входного и выходного напряжений совпадают при любом количестве транзисторов в схеме. Усиление трехкаскад-

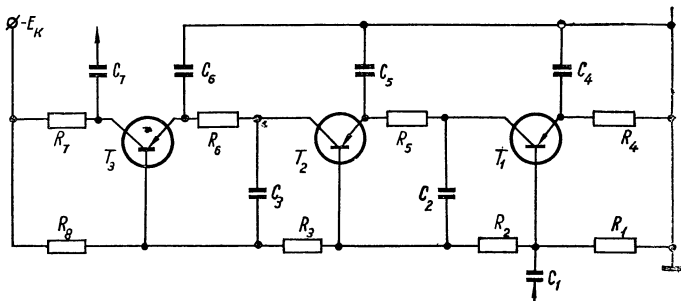


Рис. 3.12. Схема усилителя с последовательным питанием и каскадным включением транзисторов по переменному току.

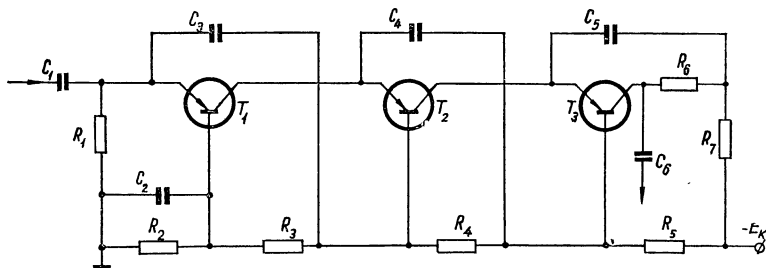


Рис. 3.13. Схема трехкаскадного неинвертирующего усилителя последовательного питания.

ного неинвертирующего усилителя приближается к усилению, обеспечиваемому тремя обычными каскадами, собранными по схеме с общим эмиттером. На схеме рис. 3.13 входной сигнал поступает в цепь базы транзистора T_1 , усиливается им и подается в цепь базы транзистора T_2 и т. д. При указанном на рисунке включении конденсаторов $C_3—C_5$ коллекторная цепь предыдущего транзистора и входная цепь последующего образуют замкнутый контур. Поэтому коллекторной нагрузкой каскада является входное сопротивление следующего транзистора, что обеспечивает максимальное использование усилительных свойств транзисторов.

Чтобы не уменьшать входное сопротивление усилителя, к нему непосредственно можно подключать только высокоомную нагрузку. Низкоомную нагрузку можно подключать через эмиттерный повторитель.

Режим работы и стабильность усилителя (рис. 3.13) определяются токостабилизирующим эмиттерным сопротивлением R_1 и приведенным сопротивлением делителя $R_2 - R_5$.

5. СХЕМЫ ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ПИТАНИЯ

В схемах усилителей с последовательным питанием получить стабильность коллекторного тока любого транзистора выше стабильности коллекторного тока в однокаскадном усилителе с разделительным конденсатором (рис. 2.7) при соответствии величин их элементов невозможно. В схемах параллельного питания (рис. 2.9) в результате глубокой межкаскадной отрицательной обратной связи по постоянному току можно получить стабильность режима, близ-

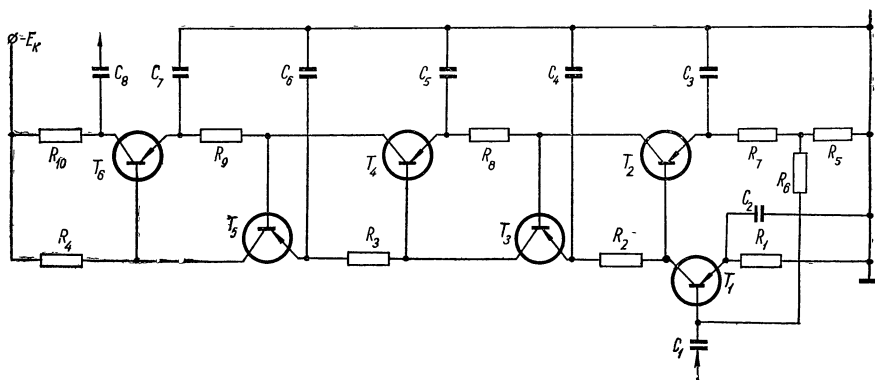


Рис. 3.14. Схема усилителя с параллельно-последовательным питанием и общей отрицательной обратной связью по постоянному току.

кую к предельной. Поэтому, если использовать параллельно-последовательное питание в многокаскадном усилителе, то можно построить схему усилителя, отличающуюся высокой стабильностью и малым количеством элементов (рис. 3.14). Ее особенностью является непосредственная связь между всеми шестью транзисторами и обусловленное этим отсутствие разделительных конденсаторов, за исключением конденсаторов на входе и выходе схемы.

С точки зрения нестабильности токов коллекторов схема рис. 3.14 может рассматриваться как усилитель с автоматической баланси-

ровкой режима за счет глубокой межкаскадной отрицательной обратной связи по постоянному току. Стабильность коллекторных токов транзисторов усилителя как схемы последовательного питания с точностью до суммы изменений обратных токов коллекторов определяется стабильностью режима работы нижних транзисторов T_1 и T_2 . Учитывая это, можно приближенно считать, что изменения токов $\Delta i_{ок1}$ и $\Delta i_{ок2}$ левой и правой ветвей схемы не зависят от нестабильности, вносимой остальными транзисторами, и воспользоваться при их расчете формулами, справедливыми для двухкаскадного усилителя (рис. 2.10, *a*), по схеме которого собраны каскады на транзисторах T_1 и T_2 .

Исходный режим работы транзисторов T_2 — T_5 автоматически устанавливается таким, что их напряжение коллектор — эмиттер практически совпадает с падением напряжения на резисторах R_2 , R_3 , R_4 и R_5 соответственно.

6. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) используется в усилителях для предотвращения перегрузки их большим входным сигналом. В транзисторных усилителях усиление регулируют изменением режима работы транзистора или сопротивления нагрузки каскада и цепи обратной связи по переменному току. В соответствии с этим различают регулировки по постоянному и переменному токам.

При режимной регулировке используется зависимость параметров транзистора и, следовательно, коэффициента усиления каскада от тока коллектора. Изменение коллекторного тока происходит под действием напряжения регулировки, зависящего от напряжения на выходе. Напряжение регулировки подается на электроды регулируемого транзистора непосредственно или через вспомогательный параметрический элемент, в качестве которого обычно используют регулирующий транзистор. При регулировке по переменному току режим работы каскада остается неизменным, а регулирующее воздействие подается на элемент, образующий цепь нагрузки каскада или цепь его отрицательной обратной связи по переменному току. Происходящее под действием выходного напряжения изменение сопротивления этого элемента приводит к соответствующему изменению коэффициента усиления каскада.

Регулировка по постоянному току. Одним из основных показателей усилителя с АРУ является диапазон регулировки усиления. При режимной регулировке она определяется отношением максимального и минимального коэффициентов усиления, соответствующим

щих максимальному и минимальному значениям изменяющегося в процессе регулировки коллекторного тока:

$$D_{p. \text{ макс}} = \frac{K_{\text{макс}}}{K_{\text{мин}}}. \quad (3.58)$$

Практически приемлемую величину $K_{\text{макс}}$ можно определить из нормированной регулировочной характеристики каскада

$$\frac{K}{h_{21}} = \frac{1}{1 + \frac{i_0}{i_k}}, \quad (3.59)$$

$$\text{где } i_0 = \frac{g'_c}{g_0} i_{0к}; \quad (3.60)$$

g_0 — входная проводимость транзистора, измеренная при токе $i_{0к}$; g'_c — приведенная проводимость источника сигналов.

Из формулы (3.59) следует, что с уменьшением тока коллектора коэффициент усиления каскада падает, а с его увеличением возрастает, стремясь к максимальному значению h_{21} . Крутизна регулировочной характеристики (3.59)

$$S_p = \frac{\partial}{\partial i_k} \left(\frac{K}{K_{\text{макс}}} \right) = \frac{i_0}{(i_0 + i_k)^2} \quad (3.61)$$

постоянна при коллекторных токах $i_k < i_0$, при достаточно больших токах $i_k > i_0$ она начинает резко падать. Поэтому работать при токах $i_k \gg i_0$ нецелесообразно, так как изменение в больших пределах регулирующего воздействия приводит к незначительному изменению коэффициента усиления каскада. Учитывая, что обычно $i_0 = 1 \div 2 \text{ ма}$, максимальное значение коллекторного тока $i_{k \text{ макс}}$ не должно превышать 5—10 ма.

Минимальное значение коллекторного тока определяется допустимым уровнем нелинейных искажений входного сигнала. Используя зависимость (1.1) между напряжением на эмиттерном p - n -переходе и протекающим через него током и вводя коэффициент

$$\gamma_p = \frac{I_k}{i_k},$$

характеризующий уровень нелинейных искажений каскада, получаем

$$i_{k. \text{ мин}} = I_{\varepsilon 0} \frac{e^{\frac{qU_{\text{вх}}}{kT}} - 1}{1 - (1 - \gamma_p) e^{\frac{qU_{\text{вх}}}{kT}}}, \quad (3.62)$$

где $U_{вх}$ — максимальное амплитудное значение напряжения входного сигнала.

Из формулы (3.62) следует, что минимальное значение коллекторного тока, а следовательно, и максимальный диапазон регулирования зависят от уровня входного сигнала. Для работы регулируемого каскада без отсечки коллекторного тока амплитуда напряжения входного сигнала согласно (3.62)

$$U_{вх} \leq -\frac{kT}{q} \ln \left(1 - \frac{\gamma_p i_k}{i_k + I_{э0}} \right). \quad (3.63)$$

Если, например, $U_{вх} = 10$ мВ, $I_{э0} = 1$ мкА и $\gamma_p = 0,5$, то учитывая, что при температуре $T_0 = 300$ К $q/kT \approx 40$ 1/в, из соотношения (3.63) найдем $i_{к. мин} \approx 1$ мкА. В этих условиях максимальный коэффициент сжатия

$$D_{р. макс} = \frac{1 + \frac{i_0}{i_{к. мин}}}{1 + \frac{i_0}{i_{к. макс}}} \approx \frac{i_0}{i_{к. мин}} \quad (3.64)$$

при $i_0 = 1$ мА составляет 60 дБ. Таким образом, в зависимости от величины входного сигнала и требуемого уровня нелинейных искажений транзисторный каскад может обеспечить диапазон режимной регулировки усиления порядка 60 дБ.

При проектировании схем регулировки усиления с режимной АРУ приходится удовлетворять часто противоречивые требования обеспечения большого диапазона регулировки и высокой стабильности коэффициента усиления схемы. Это обусловлено тем, что методы стабилизации коэффициента усиления направлены на поддержание постоянства режима работы каскада, в то время как для эффективной регулировки усиления необходимо иметь возможность смещать рабочую точку транзистора в достаточно широких пределах. Кроме того, при уменьшении в процессе работы АРУ коллекторного тока регулируемого каскада возрастает абсолютная и относительная нестабильность его режима. Поэтому стабильность схемы при различных уровнях входного сигнала оказывается неодинаковой.

Схема усилителя с АРУ, показанная на рис. 3.15, отличается большим диапазоном регулирования и достаточно высокой темпера-

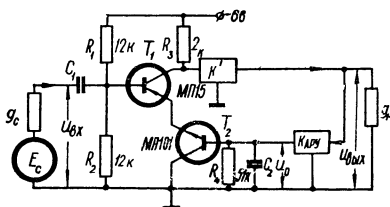


Рис 3.15. Схема усилителя с АРУ.

турной стабильностью, не зависящей от режима работы транзистора. Схема содержит регулируемый транзистор T_1 и обратный ему по типу проводимости регулирующий транзистор T_2 , на базу которого подается управляющее напряжение от детектора АРУ. Транзисторы T_1 и T_2 включены по постоянному току последовательно, причем каждый из них является элементом эмиттерной цепи другого. Такое включение обеспечивает автоматическое увеличение эмиттерного сопротивления при уменьшении рабочего тока транзистора, что поддерживает неизменной глубину отрицательной обратной связи по постоянному току. В результате этого абсолютная стабильность режима работы схемы не зависит от изменяющегося в процессе регулировки тока коллектора. Так как база транзистора T_2 по переменному току соединена с землей, его выходное сопротивление $R_{\text{вых}} \approx 1/S_{02}$, а глубина отрицательной обратной связи по переменному току в каскаде не превышает 2. Поэтому часто эмиттерную цепь не шунтируют конденсатором, так как при его подключении коэффициент усиления каскада увеличивается всего в два раза.

Исходный режим работы схемы (рис. 3.15) определяется уравнением режима

$$i_{0к} \approx \frac{h_{21} E_k R_2}{(R_1 + R_2) R_4}, \quad (3.65)$$

а нестабильность коллекторного тока соотношением

$$\Delta i_k = \frac{2h_{21} \Delta U_{б.т}}{R_4} + \left[1 + \frac{h_{21} R_1 R_2}{R_4 (R_1 + R_2)} \right] \Delta I_{к01} + (1 + h_{21}) \Delta I_{к02}. \quad (3.66)$$

Из него следует, что абсолютная температурная нестабильность коллекторного тока Δi_k в схеме рис. 3.15 не зависит от режима работы в диапазоне изменения тока, где h_{21} остается постоянным. Изменение коллекторного тока будет незначительным только при малом $\Delta I_{к02}$, которое усиливается в $1 + h_{21}$ раз. Поэтому для получения высокой стабильности режима работы транзистор T_2 в схеме (рис. 3.15) должен быть кремниевым.

Процесс регулирования в схеме (рис. 3.15) происходит следующим образом. Напряжение с выхода усилителя $u_{\text{вых}}$ через цепь АРУ, имеющую коэффициент передачи $K_{\text{АРУ}}$, подается на базу регулирующего транзистора T_2 , в результате чего изменяется ток коллектора. Так как коллекторные токи транзисторов T_1 и T_2 одинаковы, то это приводит к изменению режима работы и, следовательно, коэффициента усиления K регулируемого каскада. До тех пор, пока напряжение $K_{\text{АРУ}} u_{\text{вых}}$ меньше падения напряжения u_0 на резисторе R_4 , режим работы транзисторов T_1 и T_2 остается неизменным, что обеспечивает линейность амплитудной характеристики

усилителя. Поэтому напряжение u_0 является напряжением задержки и, следовательно,

$$u_0 = K_{APY} u_{вых0}, \quad (3.67)$$

где $u_{вых0}$ — максимальное значение выходного напряжения, в пределах которого амплитудная характеристика усилителя линейна.

При дальнейшем увеличении выходного напряжения, когда $K_{APY} u_{вых}$ превысит u_0 , потенциал базы транзистора T_2 уменьшается, вследствие чего уменьшается ток коллектора и коэффициент усиления регулируемого каскада. Поэтому напряжение на базе транзистора T_2

$$u_0 = \begin{cases} u_0 & \text{при } u_{вых} \leq u_{вых0}; \\ K_{APY} u_{вых} & \text{при } u_{вых} > u_{вых0}. \end{cases} \quad (3.68)$$

Когда потенциал базы транзистора T_2 достигнет потенциала

$$u = E_k \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.69)$$

средней точки делителя R_1, R_2 , транзисторы закроются полностью.

Амплитудная характеристика усилителя с АРУ, т. е. уравнение регулирования в схеме с замкнутой петлей обратной связи при $u_{вых} > u_{вых0}$ имеет вид

$$u_{вх} \approx \frac{g'_n u_{вых}}{g'_c h_{21} K'} \left(1 + \frac{2kT}{q} \cdot \frac{g'_c R_4}{\frac{E_k R_2}{R_1 + R_2} - K_{APY} u_{вых}} \right), \quad (3.70)$$

где K' — общий коэффициент усиления нерегулируемых каскадов; g'_n — полная проводимость нагрузки с учетом шунтирующего действия цепи АРУ.

Входящий в это выражение коэффициент передачи K_{APY} должен быть достаточно большим, чтобы обеспечить необходимое постоянство выходного напряжения. Так как обычно требуется, чтобы динамический диапазон выходного сигнала был значительно меньше, чем входного, то множитель в круглых скобках выражения (3.70) должен быть достаточно большим. Это будет выполнено, если

$$K_{APY} \approx \frac{E_k}{u_{вых, макс}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{u}{u_{вых, макс}}, \quad (3.71)$$

где $u_{вых, макс}$ — максимальное напряжение на выходе усилителя.

Для увеличения диапазона регулирования схемы усилителя с АРУ можно использовать последовательное питание регулируемых транзисторов. На рис. 3.16 показан двухкаскадный усилитель с

АРУ, в котором регулируемые транзисторы T_1 и T_3 и регулирующий транзистор T_2 включены по постоянному току последовательно. При изменении коллекторного тока транзистора T_2 одновременно изменяются в ту же сторону токи транзисторов T_1 и T_3 и коэффициенты усиления каскадов.

Принцип регулировки в усилителе рис. 3.16 такой же, как и в схеме рис. 3.15. Поэтому стабильность ее характеристик оста-

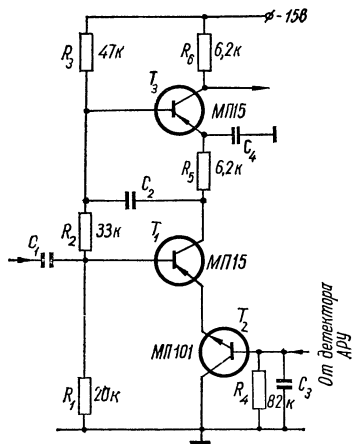


Рис. 3.16. Схема усилителя с двумя регулируемыми каскадами.

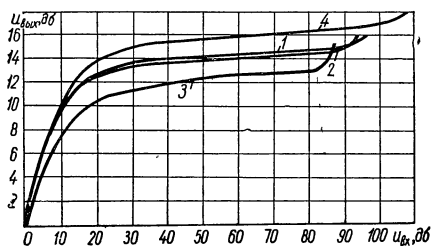


Рис. 3.17. Амплитудные характеристики усилителей с АРУ при различных температурах:

1, 2, 3 — схемы рис. 3.15 соответственно при 60, 20 и -60°C ; 4 — схемы рис. 3.16 при 20°C .

ется высокой, но при этом обеспечивается большая глубина регулировки. Повышение эффективности регулирования в усилителе (рис. 3.16) достигается при использовании только одного регулирующего элемента.

Экспериментально снятые амплитудные характеристики усилителей с АРУ (рис. 3.15 и 3.16) показаны на рис. 3.17. Нуль децибел соответствует минимальным входному $u_{\text{вх. мин}} = 1 \text{ мкВ}$ и выходному $u_{\text{вых. мин}} = 0,5 \text{ В}$ сигналам.

Пример 3. Рассчитать усилитель с АРУ по схеме рис. 3.15. Коэффициент усиления усилителя $5 \cdot 10^5$, минимальный входной сигнал $u_{\text{вх. мин}} = 1 \text{ мкВ}$ ($u_{\text{вых. мин}} = 0,5 \text{ В}$). Его амплитудная характеристика должна быть линейной в пределах первых 10 дБ, т. е. до $u_{\text{вх0}} = 3,2 \text{ мкВ}$ ($u_{\text{вых0}} = 1,6 \text{ В}$). При дальнейшем увеличении входного сигнала в пределах 70 дБ, т. е. до $u_{\text{вх макс}} = 10 \text{ мВ}$, изменение напряжения на выходе не должно превышать 5 дБ, т. е. $u_{\text{вых макс}} \leq 3 \text{ В}$. Усилитель работает от источника сигналов с внутренним сопротивлением $R_c = 200 \text{ Ом}$ ($g_c = 5 \text{ мсим}$). Диапазон рабочих температур от -60 до $+60^\circ \text{C}$. Напряжение источника питания $E_k = -6 \text{ В}$. В усилителе использованы транзисторы типов МП15 и МП101, имеющие среднее значение

коэффициента усиления по току $h_{21} = 30$ ($S_0 = 30$ ма/в, $g = 1$ мсим при токе коллектора 1 ма). Обратный ток коллектора транзистора МП15 при температуре $T_0 = 70^\circ \text{C}$ $I_{k0}(T_0) \leq 200$ мка.

Предварительно рассчитываем усилитель, определяем необходимое число каскадов и проводимости их нагрузок. Затем, учитывая изложенные выше соображения по стабилизации режима работы транзистора, эффективному его управлению и зависимости коэффициента усиления, выбираем исходный ток коллектора $i_{0к} = 1$ ма при допускаемой относительной нестабильности $\Delta i_{к}/i_{0к} = 25\%$ ($\Delta i_{к} = 0,25$ ма). Для обеспечения достаточно высокой стабильности коэффициента усиления последняя величина не должна обычно превышать 30%.

Задаем напряжение на средней точке потенциометрического делителя R_1, R_2 , равным $u = 3$ в. При выборе этого напряжения следует учитывать, что его величина определяет напряжение коллектор—эмиттер регулирующего транзистора T_2 и для обеспечения нормального режима работы последнего и, следовательно, эффективной регулировки должна быть более 1 в. Кроме того, это напряжение определяет задержку регулировки в схеме и при его повышении необходимо соответственно увеличивать напряжение регулирования, что вызывает усложнение схемы АРУ. Поэтому верхнее значение напряжения u обычно ограничивается уровнем 5 в.

Вычислив предварительно по формулам (1.37) и (1.39) эквивалентное напряжение теплового смещения

$$\Delta u_{6. \tau} = 2,5 \cdot 10^{-3} [+60 - (-60)] = 0,3 \text{ в.}$$

изменение обратного тока коллектора транзистора T_1

$$\Delta I_{k01} \approx I_{k01} (+60) = 200e^{0,09(60-70)} \approx 82 \text{ мка}$$

и используя выражения (3.65), (3.66) и (3.69), определяем сопротивление резисторов

$$\begin{aligned} R_4 &= \frac{h_{21}u}{i_{0к}} = \frac{30 \cdot 3}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 91 \text{ ком}; \\ R_1 &= \frac{R_4 E_{к}}{h_{21}u} \left[\frac{1}{\Delta I_{k01}} \left(\Delta i_{к} - \frac{2h_{21} \Delta u_{6. \tau}}{R_4} \right) - 1 \right] = \\ &= \frac{91 \cdot 10^3 \cdot 6}{30 \cdot 3} \left[\frac{1}{82 \cdot 10^{-6}} \left(0,25 \cdot 10^{-3} - \frac{2 \cdot 30 \cdot 0,3}{91 \cdot 10^3} \right) - 1 \right] \approx 3,6 \text{ ком}; \\ R_2 &= \frac{uR_1}{E_{к} - u} = \frac{3 \cdot 3,6 \cdot 10^3}{6 - 3} = 3,6 \text{ ком}. \end{aligned}$$

По формуле (3.71) определяем необходимый коэффициент передачи цепи АРУ

$$K_{\text{АРУ}} = \frac{3}{3} = 1.$$

Емкость конденсатора C_1 рассчитываем по формуле (3.42), исходя из диапазона рабочих частот усилителя и заданных частотных искажений на нижней частоте. Конденсатор C_2 обычно используется не только для соединения базы регулирующего транзистора T_2 с общим проводом, но также и для фильтрации напряжения регулировки, поступающего от детектора АРУ. В этом случае его емкость, с одной стороны, должна определяться из условия обеспечения необходимого времени установления переходного процесса в системе

АРУ, т. е. ее быстродействия. С другой стороны, она должна надежно закорачивать по переменному току базу транзистора T_2 на землю. Для этого ее емкость должна быть достаточно большой, иначе может возрасти сопротивление эмиттер — коллектор транзистора T_2 , что приведет к росту отрицательной обратной связи в каскаде с АРУ и уменьшению его коэффициента усиления.

Необходимая величина C_2 определяется из формулы

$$C_2 \geq \frac{g_2}{2\pi F_H \sqrt{M_{HC}^2 - 1}},$$

где g_2 — входная проводимость транзистора T_2 ; M_{HC} — коэффициент допустимого снижения усиления по сравнению со случаем $C_2 = \infty$; F_H — нижняя частота полосы пропускания усилителя.

Обычно вполне допустимо 10%-ное снижение усиления ($M_{HC} = 1,1$), тогда

$$C_2 \geq \frac{g_2}{\pi F_H}.$$

В частности, если $F_H = 1$ кГц и $g_2 = 1$ мсим, то

$$C_2 \geq \frac{1 \cdot 10^{-3}}{3,14 \cdot 1 \cdot 10^3} \approx 0,32 \text{ мкф.}$$

Регулировка по переменному току. На рис. 3.18 показаны схемы регулирования усиления на полевых транзисторах, при использовании которых не будет изменяться исходный режим работы основных усилительных каскадов. Схема содержит Г-образный делитель переменного тока с динамическим сопротивлением R_{in} участка сток — исток полевого транзистора T_1 в горизонтальном плече. Величина этого сопротивления изменяется под действием напряжения $U_{АРУ}$ и в результате этого изменяется коэффициент передачи схемы. Вертикальным плечом делителя служит резистор R_n , в качестве которого можно использовать входное сопротивление схемы, следующую за конденсатором C_2 .

В схеме на рис. 3.18, б регулирующим элементом АРУ является транзистор T_2 , динамическое сопротивление R_{in} которого шунтирует по переменному току эмиттерное сопротивление каскада усиления на транзисторе T_1 . Последнее должно быть достаточно большим, чтобы обеспечивался значительный диапазон сжатия сигналов. В схеме рис. 3.18, б эмиттерным сопротивлением транзистора T_1 служит большое динамическое сопротивление каскада на полевом транзисторе T_3 . Резистор R_3 обеспечивает необходимое смещение затвора T_3 и позволяет установить его исходный рабочий ток. Вместо полевого транзистора T_3 можно использовать биполярный транзистор в соответствующем включении.

В схеме (рис. 3.18) используется очень полезное свойство полевых транзисторов: проводимость участка исток — сток при нулевом напряжении на стоке линейно зависит от напряжения на затворе u_3 (рис. 1.11) и численно равна крутизне характеристики $S_{0п}$ при том же u_3 .

Оценим обеспечиваемый схемами рис. 3.18 диапазон сжатия. Коэффициент передачи делителя (рис. 3.18, а)

$$K = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_{iп}R_H}}, \quad (3.72)$$

где

$$g_{iп} = S_{0п. макс} \left(\frac{U_{APУ}}{u_{отс}} - 1 \right) + g_{обр}; \quad (3.73)$$

$$g_{обр} = \frac{qI_{з0}}{kT} \quad (3.74)$$

— проводимость обратно смещенного $p-n$ -перехода.

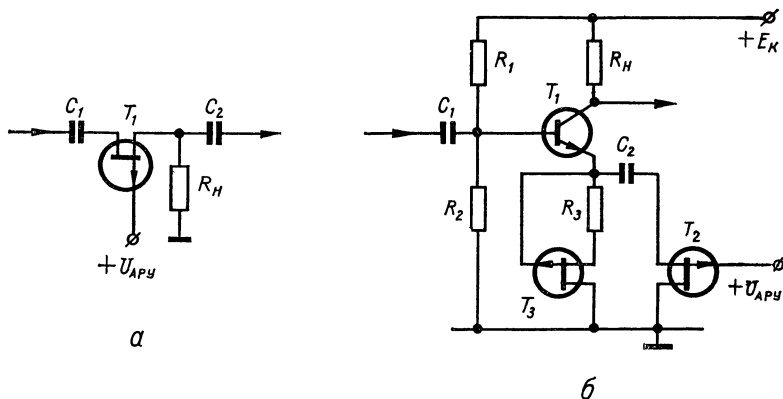


Рис. 3.18. Схема регулировки усиления по переменному току на полевом транзисторе: а — с динамическим делителем в цепи передачи сигнала; б — с динамическим сопротивлением в цепи обратной связи.

При $u_3 = U_{APУ} = 0$ проводимость $g_{iп} \approx S_{0п. макс}$ велика и достигает нескольких сотен ом, а при $u_3 = U_{APУ} \geq u_{отс}$ проводимость очень мала и достигает единиц микросименс. Если R_H выбрано из условия $R_H \gg 1/gS_{0п}$, то коэффициент передачи делителя (рис. 3.18, а)

будет практически изменяться от 1 до весьма малой величины, которая и определяет диапазон регулировки

$$D_p \approx \frac{1}{g_{обр} R_H} = \frac{kT}{qI_{з0} R_H}. \quad (3.75)$$

Если, например, параметры полевого транзистора $S_{оп. макс} = 2 \text{ ма/в}$, $I_{з0} = 1 \cdot 10^{-8} \text{ а}$, то при выборе $R_H = 3 \text{ ком} \gg 1/S_{оп. макс} = 0,5 \text{ ком}$, диапазон регулировки $D_p = 1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 293/1,6 \cdot 10^{-19} \times 1 \cdot 10^{-8} \cdot 3 \cdot 10^3 \approx 10^3$ (60 дб).

Коэффициент передачи схемы (рис. 3.18, б)

$$K = \frac{S_0 R_H}{1 + S_0 R_э}, \quad (3.76)$$

где $R_э$ — полное сопротивление переменному току в цепи эмиттера транзистора T_1 .

При $u_э = u_{АРУ} = 0$ величина $R_э = R_{э. мин} = 1/S_{0п}$ и, так как $S_{0п} \ll S_0$, то

$$K_{макс} = S_{0п} R_H. \quad (3.77)$$

При $u_э = u_{АРУ} \geq u_{отс}$ значение

$$R_э = R_{э. макс} = 1/(g_{iп} + g_{обр}), \quad (3.78)$$

где $g_{iп}$ — выходная проводимость транзистора T_3 .

Поэтому

$$K_{мин} = g_{iп} + g_{обр} \quad (3.79)$$

и

$$D_p = \frac{S_{оп. макс}}{g_{iп} + g_{обр}}. \quad (3.80)$$

Величина $g_{iп}$ зависит от режима работы транзистора T_3 и, если она не превышает единиц микросименс, то в схеме (рис. 3.18, б) можно получить $D_p = 50 \div 60 \text{ дб}$.

Глава 4

ТЕПЛОВОЙ РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ В УСИЛИТЕЛЯХ

1. ОХЛАЖДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Для увеличения рассеиваемой транзистором мощности и, следовательно, повышения мощности, отдаваемой им в нагрузку, необходимо свести к минимуму перепад температур между коллекторным

переходом и окружающей средой, т. е. по возможности уменьшить тепловое сопротивление переход—среда. Последнее складывается из внутреннего теплового сопротивления переход — корпус, зависящего от материала полупроводника, геометрии и конструкции транзистора, внешнего теплового сопротивления корпус — среда, зависящего от характера теплового контакта корпуса и окружающей среды. Внутреннее тепловое сопротивление нельзя изменить, не нарушая целостности транзистора. На внешнее тепловое сопротивление можно существенно влиять, используя принудительное охлаждение воздухом или проточной жидкостью, а также устанавливая транзистор на теплоотводящую конструкцию или снабжая специальным охлаждающим устройством — радиатором. Конструктивно наиболее просто охлаждать транзистор при помощи радиатора.

Теплообмен между транзистором и окружающей средой происходит за счет лучеиспускания, конвекции и теплопроводности. Эффективность лучеиспускания зависит от цвета и площади поверхности нагретого тела. Радиаторы мощных транзисторов иногда чернят. Однако черненный радиатор отличается высокой поглощающей способностью, поэтому его нельзя размещать около нагреваемых деталей и узлов устройства. Вследствие малого и обычно замкнутого объема конструкции, лучеиспусканием, а также конвекцией рассеивается небольшая часть тепловой энергии. В основном тепловая энергия передается за счет теплопроводности. Поэтому для радиаторов используют медь и ее сплавы, а также алюминий и его сплавы, имеющие высокую электропроводность и, следовательно, теплопроводность. Радиатор имеет собственное тепловое сопротивление, которое зависит от геометрических размеров, состояния поверхности и тепловых свойств материала. Для приближенного определения теплового сопротивления радиатора можно пользоваться формулой

$$R_{т.р} \approx \frac{1}{\alpha_{т} S_p}, \quad (4.1)$$

где $\alpha_{т} = 3 \text{ вт/м}^2 \cdot \text{град}$ — коэффициент, характеризующий теплоотдачу радиатора при естественном воздушном охлаждении; S_p — полная площадь поверхности радиатора (с двух сторон), м^2 .

При установке транзистора на радиатор значительно увеличивается эффективность его охлаждения, так как уменьшается тепловое сопротивление участка корпус транзистора — окружающая среда, которое можно представить в виде параллельного соединения тепловых сопротивлений $R_{т.к.ср}$ и $R_{т.р}$. Таким образом, если транзистор установлен на радиатор, то электрическое сопротивление R_2 в эквивалентной схеме (см. рис. 1.17) соответствует

приведенному тепловому сопротивлению участка корпус — среда

$$R_{т. к. ср}^* = \frac{R_{т. к. ср} R_{т. п}}{R_{т. к. ср} + R_{т. п}}, \quad (4.2)$$

определенному с учетом теплового сопротивления радиатора.

Так как отношение массы радиатора, характеризующей его теплоемкость, к площади поверхности, определяющей тепловое сопротивление, в используемых на практике радиаторах изменяется незначительно от образца к образцу, можно считать, что установка транзистора на радиатор не изменяет теплоемкость участка корпус транзистора — внешняя среда.

В простейшем случае радиатор можно выполнить в виде металлического уголка, толщиной 3—4 мм, крепящегося к шасси. Для повышения технологичности конструкции поверхность радиатора делают ребристой. Если нет возможности выполнить радиатор с фрезерованными или литыми ребрами, то можно набрать его из П-образных пластин с различной длиной поперечной стороны.

При креплении транзистора к радиатору для хорошего теплового контакта вдоль всей поверхности соприкосновения контактирующие поверхности шлифуют, покрывают тонким слоем вязкого невысыхающего масла, обычно специальной силиконовой высокотемпературной смазкой, а затем транзистор плотно, без перекосов закрепляют на радиаторе. Недостаточно плотное соединение, заусеницы и грязь в месте теплового контакта могут создавать значительное тепловое сопротивление и резко ухудшать теплоотдачу. Контактующие поверхности транзистора и радиатора должны быть возможно большими.

Так как коллектор мощных транзисторов соединен с корпусом, то связанное с общим проводом металлическое шасси прибора удобно использовать в качестве теплоотвода, если схема рассчитана под заземление коллектора. В противном случае транзистор или радиатор должны быть изолированы от шасси. Для этого используют слюдяные прокладки толщиной 20—40 мк, имеющие высокие электроизоляционные и механические свойства. Следует стремиться изолировать от шасси радиатор, обеспечив между ним и транзистором хороший тепловой контакт.

2. МОЩНОСТЬ, РАССЕИВАЕМАЯ ТРАНЗИСТОРОМ В НЕПРЕРЫВНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

В непрерывном режиме работы транзистора теплоемкость не влияет на его тепловой режим. Это соответствует воздействию на схему (см. рис. 1.17) постоянного тока i . Зависимость между тем-

пературой перехода $t_{п}$ и мощностью $P_{к}$, рассеиваемой транзистором в непрерывном режиме работы, имеет вид

$$t_{п} = t_{ср} + P_{к} (R_{т. п. к} + R_{т. к. ср}^*), \quad (4.3)$$

где $t_{ср}$ — температура окружающей среды.

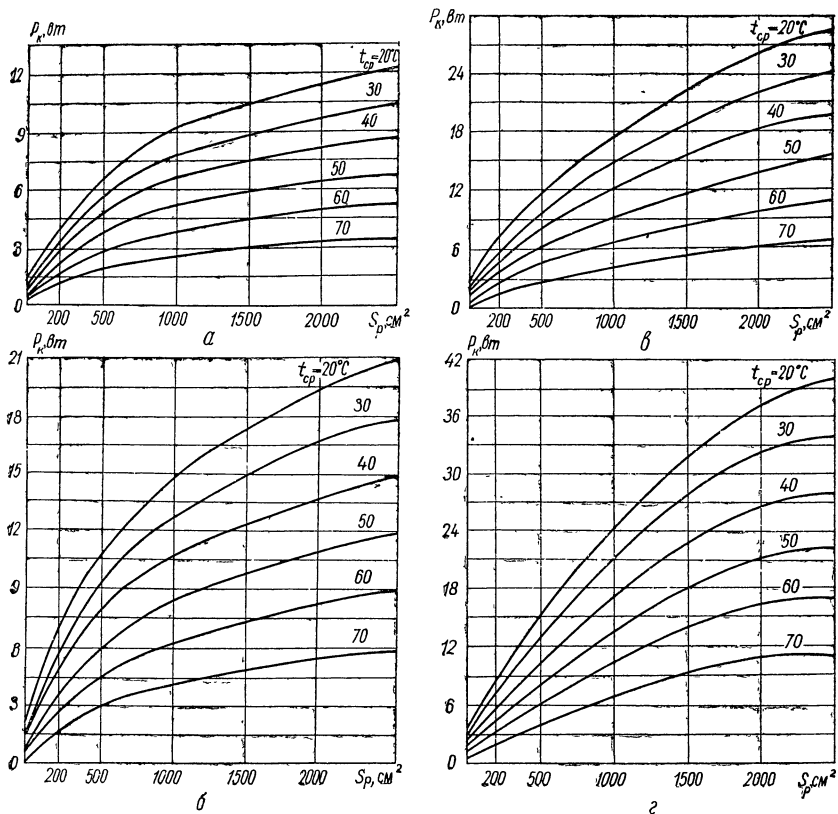


Рис. 4.1. Кривые зависимости максимальной мощности рассеяния транзисторов в непрерывном режиме работы от полной площади поверхности радиатора при различных температурах окружающей среды для транзисторов типа:

а — П201—П203, П213—П215 и П302—П304; б — П14, П216—П217; в — П209—П210; г — П207—П208.

Отсюда, максимальная мощность, рассеиваемая транзистором без превышения предельно допустимой температуры $t_{п. макс}$ перехода,

$$P_{к макс} = \frac{t_{п. макс} - t_{ср}}{R_{т. п. к} + R_{т. к. ср}^*}. \quad (4.4)$$

Из выражения (4.4) следует, что для увеличения рассеиваемой транзистором мощности и, следовательно, повышения мощности, отдаваемой в нагрузку, необходимо уменьшать тепловое сопротивление коллекторный переход—окружающая среда. Это достигается установкой транзистора на радиатор. Однако тепловое сопротивление нельзя сделать меньше $R_{т. п. к}$, даже увеличив поверхность радиатора до бесконечных размеров. Поэтому предельное значение рассеиваемой транзистором мощности

$$P'_{к. макс} = \frac{t_{п. макс} - t_{ср}}{R_{т. п. к}} \quad (4.5)$$

определяется его тепловыми параметрами $R_{т. п. к}$ и $t_{п. макс}$ и температурой $t_{ср}$ окружающей среды. С увеличением $t_{ср}$ мощность, рассеиваемая транзистором, уменьшается.

Для удобства и упрощения расчета теплового режима транзистора на рис. 4.1 показаны кривые, построенные на основании приведенных формул и паспортных данных транзисторов. Из номограмм следует, что независимо от типа транзисторов используемые для их охлаждения радиаторы с площадью поверхности более 1500 см^2 не эффективны, так как дальнейшее увеличение S_p приводит к незначительному увеличению $P_{к. макс}$. Поэтому применять радиаторы с площадью поверхности свыше $1500\text{—}2000 \text{ см}^2$ нецелесообразно.

3. МОЩНОСТЬ, РАССЕИВАЕМАЯ ТРАНЗИСТОРОМ В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

При импульсном режиме работы транзистор нагревается в течение длительности импульса и охлаждается во время паузы между ними. Поэтому в системе транзистор—окружающая среда протекает переходный тепловой процесс. При воздействии на транзистор импульса мощности выделяющееся на коллекторном переходе тепло поглощается теплоемкостью, которая не дает транзистору мгновенно охладиться после окончания импульса тока. Процесс аналогичен заряду и разряду электрической емкости.

Составляя для схемы рис. 1.17 уравнение, связывающее ток i и напряжение u_1 , и переходя в нем к соответствующим тепловым параметрам, найдем температуру коллекторного перехода при им-

пульсном режиме работы транзистора в зависимости от рассеиваемой мощности P_k :

$$t_{п} = t_{ср} + P_k R_{т. п. к} \left(1 - e^{-\frac{\tau_{п}}{\tau_{п. к}}} \right) \frac{1 - e^{-\frac{n\tau_{сл}}{\tau_{п. к}}}}{1 - e^{-\frac{\tau_{сл}}{\tau_{п. к}}}} + P_k R_{т. к. ср}^* \left(1 - e^{-\frac{\tau_{п}}{\tau_{к. ср}}} \right) \frac{1 - e^{-\frac{n\tau_{сл}}{\tau_{к. ср}}}}{1 - e^{-\frac{\tau_{сл}}{\tau_{к. ср}}}}, \quad (4.6)$$

$$\text{где} \quad \tau_{п. к} = R_{т. п. к} C_{п. к} \quad (4.7)$$

— тепловая постоянная времени участка коллекторный переход — корпус транзистора;

$$\tau_{к. ср} = R_{т. к. ср} C_{к. ср} \quad (4.8)$$

— тепловая постоянная времени участка корпус транзистора — окружающая среда; $\tau_{п}$ — длительность импульсов; $\tau_{сл}$ — период их следования; n — общее количество импульсов.

Выражение (4.6) является обобщенным. Накладывая соответствующие ограничения на параметры n , $\tau_{п}$ и $\tau_{сл}$, можно определить тепловой режим работы транзистора в различных практических случаях. В частности, для установившегося импульсного режима ($n \rightarrow \infty$)

$$t_{п} = t_{ср} + P_k R_{т. п. к} \frac{1 - e^{-\frac{\tau_{п}}{\tau_{п. к}}}}{1 - e^{-\frac{\tau_{сл}}{\tau_{п. к}}}} + P_k R_{т. к. ср}^* \frac{1 - e^{-\frac{\tau_{п}}{\tau_{к. ср}}}}{1 - e^{-\frac{\tau_{сл}}{\tau_{к. ср}}}}. \quad (4.9)$$

Из формулы (4.9) следует, что температура $t_{п}$ коллекторного перехода в установившемся режиме зависит не только от мощности в импульсе P_k , но и от соотношения между длительностью импульсов $\tau_{п}$, периодом их следования $\tau_{сл}$ и тепловыми постоянными времени $\tau_{п. к}$ и $\tau_{к. ср}$.

Если длительность импульса $\tau_{п} > 3\tau_{к. ср}$, то зависимость между $t_{п}$ и P_k определяется выражением (4.5). Поэтому при импульсах достаточной длительности можно считать, что температура перехода успевает достигнуть максимального значения до начала паузы и рассчитывать $t_{п}$ так же, как и в непрерывном режиме работы транзистора.

Если длительность импульса τ_n соизмерима с тепловой постоянной времени $\tau_{к. ср}$ участка корпус транзистора — окружающая среда, то на основании выражения (4.9) находим

$$t_n = t_{ср} + P_k R_{т. п. к} + P_k R_{т. к. ср}^* \frac{1 - e^{-\frac{\tau_n}{\tau_{к. ср}}}}{1 - e^{-\frac{\tau_{сл}}{\tau_{к. ср}}}}. \quad (4.10)$$

Из этой формулы следует, что при данном соотношении между τ_n и $\tau_{к. ср}$ нестационарный тепловой процесс имеет место только на участке корпус транзистора — окружающая среда. На участке коллекторный переход — корпус вследствие его малой тепловой инерционности тепловой процесс будет стационарным, т. е. таким, как и при непрерывном режиме работы транзистора.

При скважностях $q_c = \tau_{сл}/\tau_n \geq 5$ можно считать, что переходный тепловой процесс заканчивается за время паузы между двумя соседними импульсами и рассчитывать t_n по упрощенной формуле

$$t_n \approx t_{ср} + P_k R_{т. п. к} + P_k R_{т. к. ср}^* \left(1 - e^{-\frac{\tau_n}{\tau_{к. ср}}}\right). \quad (4.11)$$

Если длительность импульса τ_n соизмерима с тепловой постоянной времени $\tau_{п. к}$ участка коллекторный переход — корпус, то в этом случае, раскладывая экспоненты последнего слагаемого формулы (4.9) в ряд и ограничиваясь двумя его первыми членами, получаем

$$t_n = t_{ср} + P_k R_{т. п. к} \frac{1 - e^{-\frac{\tau_n}{\tau_{п. к}}}}{1 - e^{-\frac{\tau_{сл}}{\tau_{п. к}}}} + \frac{P_k R_{т. к. ср}^*}{q_c}. \quad (4.12)$$

Из этого соотношения следует, что на участке коллекторный переход — корпус имеет место нестационарный тепловой процесс, а на участке корпус транзистора — внешняя среда — стационарный, протекающий со средней мощностью P_k/q_c .

При скважностях $q_c \geq 5$ переходный тепловой процесс успевает закончиться за время паузы между двумя соседними импульсами, поэтому

$$t_n = t_{ср} + P_k R_{т. п. к} \left(1 - e^{-\frac{\tau_n}{\tau_{п. к}}}\right) + \frac{P_k R_{т. к. ср}^*}{q_c}. \quad (4.13)$$

При малой длительности импульса, когда $\tau_n < \tau_{п.к}/3$, тепловой режим работы не успевает следовать за изменениями мощности, и температура его коллекторного перехода не успевает подняться за время τ_n до максимальной величины. Из выражения (4.9) следует, что при $\tau_n < \tau_{п.к}/3$

$$t_{п} = t_{ср} + \frac{P_{к}}{q_{с}} (R_{т. п. к} + R_{т. к. ср}^*). \quad (4.14)$$

Таким образом, при малых длительностях импульса в системе транзистор—внешняя среда имеет место стационарный тепловой процесс, протекающий со средней мощностью $P_{к}/q_{с}$. Поэтому максимальная мощность, рассеиваемая транзистором в импульсном режиме работы при малом τ_n ,

$$P_{к. макс} = q_{с} \frac{t_{п}^* макс - t_{ср}}{R_{т. п. к} + R_{т. к. ср}^*} \quad (4.15)$$

может значительно (в $q_{с}$ раз) превосходить мощность, рассеиваемую транзистором в непрерывном режиме работы. Увеличение рассеиваемой мощности приводит к тому, что при импульсном режиме работы во многих практических случаях удастся снять с каскада требуемую мощность, не используя радиатор.

4. РАСЧЕТ ТЕПЛООВОГО РЕЖИМА

Задачей расчета теплового режима является выбор необходимого типа транзистора и определение размеров радиатора к нему, при котором обеспечивается требуемая в нагрузке мощность без превышения предельно допустимых режимов работы транзистора, а также выбор напряжения источника питания. Последнее связано с важной особенностью транзистора — зависимостью максимально допустимого напряжения на его коллекторе $u_{к}$ от температуры перехода. Теоретический расчет этой зависимости достаточно сложен. Поэтому пользуются данными эксперимента, которые показывают, что практически для всех типов транзисторов напряжение $u_{к. макс}$ приблизительно линейно снижается с увеличением температуры со скоростью $\varphi_{т} \approx 0,5$ в/град. Если известно максимально допустимое коллекторное напряжение $u_{к. макс}(t_0)$ при некоторой температуре t_0 , то значение $u_{к. макс}(t_{п})$ при температуре $t_{п}$ можно определить по формуле

$$u_{к. макс}(t_{п}) = u_{к. макс}(t_0) - \varphi_{т}(t_{п} - t_0). \quad (4.16)$$

Величина $u_{к. макс}(t_0)$ при $t_0 = 20 \pm 5^\circ \text{C}$ является паспортным параметром транзистора и приводится в справочниках.

В соответствии с предъявляемыми к аппаратуре требованиями на практике встречаются следующие способы задания исходных данных для расчета теплового режима.

1. Заданы мощность P_n , которую необходимо обеспечить в нагрузке, класс и режим работы транзистора, к. п. д. его коллекторной цепи η_k и верхняя рабочая температура $t_{ср. макс}$, т. е. максимальная температура окружающей среды.

В результате расчета необходимо выбрать тип транзистора и определить площадь поверхности радиатора к нему, при котором с транзистора можно снять требуемую мощность и температура коллекторного перехода $t_{п}$ не превысит предельно допустимой. Это так называемый расчет на максимальную температуру перехода, который выполняют в тех случаях, когда требуется обеспечить минимальные габариты и вес аппаратуры.

Если предъявляются повышенные требования к надежности аппаратуры, то производят расчет на определенную температуру перехода $t_{п}$, которая в зависимости от требований к надежности выбирается ниже предельно допустимой $t_{п макс}$. При этом исходные данные дополняются выбранным значением $t_{п}$, а цели расчета остаются прежними. Температура коллекторного перехода транзистора в процессе его работы не превышает выбранную $t_{п}$.

2. Заданы тип транзистора, класс и режим его работы, к. п. д. по коллекторной цепи η_k , площадь поверхности радиатора S_p и максимальная температура окружающей среды $t_{ср. макс}$. В результате расчета необходимо определить мощность P_n , которую можно получить в нагрузке без превышения предельно допустимой температуры перехода $t_{п макс}$ или некоторого его значения $t_{п}$.

Подобным способом могут быть заданы исходные данные для расчета теплового режима, если имеется в наличии определенный радиатор либо конструкция устройства допускает установку радиатора определенного размера, а мощность в нагрузке не ограничивается допуском; желательно только, чтобы она была возможно больше.

В результате расчета должно быть определено напряжение источника питания E_k , при котором напряжение на коллекторе транзистора не превышает предельно допустимое $u_{к макс}$.

Расчет на определенную или максимальную температуру перехода производят в следующем порядке. При расчете на определенную температуру перехода вначале по формулам

$$P_k = \frac{P_n}{\eta_k} \quad (4.17)$$

или

$$P_k = \frac{1 - \eta_k}{\eta_k} P_n \quad (4.18)$$

определяют мощность, рассеиваемую транзистором в режимах класса А или В. По ней выбирают тип транзистора и по его паспорту или справочнику находят тепловые параметры $R_{т. п. к}$, $R_{т. к. ср}$, $\tau_{п. к}$ и $\tau_{к. ср}$. Затем по формуле

$$R_{т. к. ср}^* = \frac{t_{п} - t_{ср. макс}}{P_{к}} - R_{т. п. к} \quad (4.19)$$

для непрерывного режима работы и

$$R_{т. к. ср}^* = \left(\frac{t_{п} - t_{ср. макс}}{P_{к}} - R_{т. п. к} \frac{1 - e^{-\frac{\tau_{и}}{\tau_{п. к}}}}{1 - e^{-\frac{q_c \tau_{и}}{\tau_{п. к}}}} \right) \frac{1 - e^{-\frac{q_c \tau_{и}}{\tau_{к. ср}}}}{1 - e^{-\frac{\tau_{и}}{\tau_{к. ср}}}} \quad (4.20)$$

для импульсного режима работы находят тепловое сопротивление участка корпус—среда с учетом радиатора. Если длительность импульсов удовлетворяет условию $\tau_{и} > \tau_{к. ср}$, то величину $R_{т. к. ср}^*$ рассчитывают по формуле (4.19), т. е. так же, как и при непрерывном режиме работы.

Если при вычислении по формулам (4.19) и (4.20) получится отрицательное значение $R_{т. к. ср}^*$, то необходимо выбрать более мощный транзистор, характеризующийся меньшим тепловым сопротивлением $R_{т. п. к}$, и выполнить расчет заново.

Затем определяют тепловое сопротивление радиатора

$$R_{т. р} = \frac{R_{т. к. ср} R_{т. к. ср}^*}{R_{т. к. ср} - R_{т. к. ср}^*} \quad (4.21)$$

и полную площадь его поверхности (с двух сторон)

$$S_{р} = \frac{1}{\alpha_{р} R_{т. р}}. \quad (4.22)$$

Если в результате расчета окажется, что $R_{т. р} < 0$, то это означает, что транзистор обеспечит требуемую мощность без радиатора и, следовательно, последний не нужен.

В заключение расчета по формуле (4.16) определяют максимально допустимое напряжение $u_{к. макс}(t_{п})$ на коллекторе транзистора, соответствующее температуре $t_{п}$ коллекторного перехода.

Поскольку при трансформаторном выходе усилителя мощности напряжение на коллекторе транзистора может вдвое превышать напряжение источника питания $E_{к}$, что обусловлено суммированием последнего в отдельные моменты времени с э. д. с. самоиндукции, то напряжение $E_{к}$ выбирают из условия

$$E_{к} < \frac{1}{2} u_{к. макс}(t_{п}). \quad (4.23)$$

Расчет теплового режима работы на максимальную температуру перехода производят в том же порядке и по тем же формулам, что и расчет на определенную температуру перехода. Только в расчетные соотношения вместо $t_{п}$ необходимо подставлять $t_{п. макс}$. Для упрощения вычислений при непрерывном режиме работы транзистора можно воспользоваться кривыми, приведенными на рис. 4.1. Предварительно определив по формулам (4.17) или (4.18) мощность, рассеиваемую транзистором, при помощи рис. 4.1 выбирают тип транзистора и находят необходимую площадь поверхности радиатора к нему. Для этого на рис. 4.1 выбирают кривые, соответствующие заданной максимальной температуре окружающей среды $t_{ср}$, и по той из них, которая обеспечивает получение необходимой мощности P_k , определяют полную площадь поверхности радиатора S_p . Если ни одна из кривых не соответствует требуемому P_k , то это означает, что от каскада на одном транзисторе нельзя получить нужную мощность и следует использовать параллельное включение транзисторов.

Кривыми, приведенными на рис. 4.1, можно воспользоваться также и при расчете на определенную температуру коллекторного перехода. Если, например, необходимо, чтобы температура коллекторного перехода транзистора в процессе его работы не превышала некоторого значения $t'_{п}$, то следует увеличить максимальную температуру окружающей среды $t_{ср. макс}$, указанную в исходных данных для расчета, на $\Delta t = t_{п. макс} - t'_{п}$. Затем условно считая, что максимальная температура окружающей среды

$$t'_{ср. макс} = t_{ср. макс} + t_{п. макс} - t'_{п}, \quad (4.24)$$

и используя рис. 4.1, выбирают тип транзистора и определяют площадь поверхности радиатора к нему так же, как и в предыдущем случае.

Необходимые для расчета тепловые параметры транзисторов некоторых типов указаны в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Тепловые параметры транзисторов

Транзистор	$t_{п. макс}$, °C	$u_{к. макс}$ (t_0), %	$R_{т. п. к}$ град/вт	$R_{т. к. ср.}$ град/вт	$S_{т. п. к}$, дж/град	$S_{т. к. ср.}$ дж/град	$\tau_{п. к}$ мсек	$\tau_{т. к. ср.}$ мин
П201—П203 П212—П215	85	45—80	3,5	37	0,012	4	45	2,5
П4, П216, П217	85	60—70	2,0	33	0,03	6	60	3,3
П209, П210	85	45—65	1,0	22	0,08	15	80	5,5
П207, П208	85	40—60	0,5	10	0,20	50	100	8,5
П302—П304	150	35—80	10,0	40	0,005	3	50	2,0

Пример 1. Выбрать транзистор, обеспечивающий в режиме класса А выходную мощность $P_H = 7 \text{ вт}$, и рассчитать его тепловой режим. Максимальная температура окружающей среды $t_{\text{ср. макс}} = 50^\circ \text{С}$. Габаритные размеры радиатора должны быть возможно меньшими. Расчет произвести на максимальную температуру коллекторного перехода.

Рассчитываем рассеиваемую транзистором мощность. Для этого воспользуемся формулой (4.17), связывающей рассеиваемую транзистором в режиме класса А мощность P_K с мощностью P_H , отдаваемой в нагрузку. Задаваясь к. п. д. по коллекторной цепи $\eta_K = 0,45$, найдем

$$P_K = \frac{7}{0,45} \approx 16 \text{ вт}.$$

По рис. 4.1, г выбираем транзистор типа П207 и к нему радиатор с полной площадью поверхности $S_p = 1200 \text{ см}^2$. Аналогичный результат получается и при расчетах по формулам (4.17), (4.19), (4.21) и (4.22).

Так как для транзистора П207 $u_{\text{к. макс}}(20^\circ \text{С}) = 60 \text{ в}$, а $t_{\text{п. макс}} = 85^\circ \text{С}$ (табл. 4.1), то, используя формулу (4.16), находим максимально допустимое напряжение на коллекторе

$$u_{\text{к. макс}}(85^\circ \text{С}) = 60 - 0,5(85 - 20) = 27,5 \text{ в}.$$

Учитывая условие (4.23)

$$E_K < \frac{27,5}{2} \text{ в},$$

выбираем напряжение источника питания E_K .

Пример 2. По условиям примера 1 рассчитать тепловой режим работы транзистора, при котором температура его коллекторного перехода в процессе работы не превышает $t'_n = 75^\circ \text{С}$.

Воспользовавшись найденной в примере 1 мощностью $P_K \approx 16 \text{ вт}$, рассеиваемой транзистором, и, переходя при помощи формулы (4.24) к новой максимальной температуре окружающей среды

$$t'_{\text{ср макс}} = 50 + 85 - 75 = 60^\circ \text{С},$$

по рис. 4.1, г выбираем транзистор типа П207 и к нему радиатор с полной площадью поверхности $S_p = 2200 \text{ см}^2$. Аналогичный результат получается и при расчетах по формулам (4.17), (4.19), (4.21) и (4.22).

Поскольку при этом температура коллекторного перехода будет ниже максимально допустимой, то в отличие от примера 1 здесь можно соответственно увеличить напряжение источника питания E_K . Определив по формуле (4.16) максимально допустимое напряжение на коллекторе транзистора

$$u_{\text{к. макс}}(75^\circ \text{С}) = 60 - 0,5(75 - 20) = 32,5 \text{ в}$$

и учитывая условие (4.23)

$$E_K < \frac{32,5}{2} \text{ в},$$

выбираем напряжение источника питания E_K .

Пример 3. Рассчитать тепловой режим работы транзистора П216, обеспечивающего в режиме усиления класса В импульсную мощность в нагрузке $P_H = 60$ вт. Длительность импульса $\tau_H = 20$ мсек, скважность $q_c = 10$. Максимальная рабочая температура усилителя $t_{\text{ср. макс}} = 40^\circ \text{C}$. Максимально допустимое напряжение на коллекторе транзистора П216 при $t_0 = 20^\circ \text{C}$ составляет 60 в, максимальная температура коллекторного перехода $t_{\text{п. макс}} = 85^\circ \text{C}$, тепловые сопротивления переход — корпус $R_{\text{т. п. к}} = 2$ град/вт, корпус — среда $R_{\text{т. к. ср}} = 33$ град/вт. Тепловая постоянная времени переход — корпус $\tau_{\text{п. к}} = 60$ мсек, корпус — среда $\tau_{\text{к. ср}} = 3,3$ мин (табл. 4.1). Расчет выполнить из условия получения минимально возможных габаритов радиатора.

В связи с последним требованием расчет ведем на максимальную температуру перехода. Используя соотношение (4.18), связывающее рассеиваемую транзистором в режиме класса В мощность P_K с мощностью P_H , отдаваемой в нагрузку, определяем величину P_K . Задаваясь к. п. д по коллекторной цепи $\eta_K = 0,65$, находим

$$P_K = \frac{1 - 0,65}{0,65} \cdot 60 \approx 32 \text{ вт.}$$

Используя формулу (4.20) и полагая в ней $t_{\text{п}} = t_{\text{п. макс}}$, определяем необходимое сопротивление участка корпус транзистора — внешняя среда

$$R_{\text{т. к. ср}}^* = \left(\frac{85 - 40}{32} - 2 \frac{1 - e^{-\frac{20}{60}}}{1 - e^{-\frac{10 \cdot 20}{60}}} \right) \cdot \frac{1 - e^{-\frac{10 \cdot 20}{3,3 \cdot 60 \cdot 10^3}}}{1 - e^{-\frac{20}{3,3 \cdot 60 \cdot 10^3}}} \approx 3,8 \text{ град/вт.}$$

При помощи выражений (4.21) и (4.22) рассчитываем тепловое сопротивление радиатора

$$R_{\text{т. р}} = \frac{33 \cdot 3,8}{33 - 3,8} \approx 4,25 \text{ град/вт}$$

и полную площадь его поверхности

$$S_p = \frac{1}{3 \cdot 4,25} \approx 0,08 \text{ м}^2 (800 \text{ см}^2).$$

Напряжение источника питания E_K выбираем аналогично примерам 1 или 2.

Расчет при заданной полной площади поверхности радиатора S_p начинают с определения по формуле (4.22) его теплового сопротивления $R_{\text{т. р}}$. Затем, учитывая тепловые параметры транзистора и используя соотношение (4.2), находят тепловое сопротивление корпус — среда $R_{\text{т. к. ср}}^*$ и по формуле

$$P_K = \frac{t_{\text{п}} - t_{\text{ср}}}{R_{\text{т. п. к}} + R_{\text{т. к. ср}}^*} \quad (4.25)$$

для непрерывного режима работы и

$$P_k = \frac{t_{п. макс} - t_{ср. макс}}{R_{т. п. к} \frac{1 - e^{-\frac{q_c \tau_{п. к}}{1 - e^{-\frac{\tau_{п. к}}{q_c \tau_{п. к}}}}}} + R_{т. к. ср}^* \frac{1 - e^{-\frac{\tau_{п. к}}{q_c \tau_{п. к}}}}{1 - e^{-\frac{\tau_{п. к}}{q_c \tau_{п. к}}}}} \quad (4.26)$$

для импульсного режима работы рассчитывают мощность P_k , рассеиваемую транзистором. В зависимости от требований к аппаратуре в формулы (4.25) и (4.26) подставляют определенную температуру коллекторного перехода транзистора $t_{п}$ или ее максимально возможное значение $t_{п. макс}$.

Мощность в нагрузке рассчитывают по формулам

$$P_n = \eta_k P_k; \quad (4.27)$$

$$P_n = \frac{\eta_k}{1 - \eta_k} P_k \quad (4.28)$$

соответственно для режимов классов А и В.

Напряжение источника питания выбирают так же, как и в предыдущем расчете.

Рассеиваемую транзистором мощность P_k при непрерывном режиме работы можно также определить при помощи рис. 4.1. Если требуется, чтобы температура коллекторного перехода транзистора в процессе работы не превышала максимально допустимую $t_{п. макс}$, то, зная тип транзистора и максимальную температуру окружающей среды $t_{ср. макс}$, выбирают соответствующую кривую на рис. 4.1. Найдя точку пересечения ее с вертикальной прямой из точки, определяемой заданной величиной S_p , отсчитывают искомого мощность P_k . Если температура коллекторного перехода транзистора в процессе его работы не должна превышать некоторого значения $t'_{п}$, то, используя формулу (4.24), переходят к новой максимальной температуре окружающей среды $t'_{ср. макс}$. По ней и рис. 4.1 определяют P_k .

Пример 4. Определить мощность, отдаваемую транзистором типа П212 в режиме класса А при установке его на радиатор с полной площадью поверхности $S_p = 1000 \text{ см}^2$. Максимальная температура окружающей среды $t_{ср. макс} = 50^\circ \text{С}$. Температура коллекторного перехода транзистора в процессе его работы не должна превышать $t'_{п} = 70^\circ \text{С}$.

По табл. 4.1 находим тепловое сопротивление переход — корпус $R_{т. п. к} = 3,5 \text{ град/вт}$ и корпус — среда $R_{т. к. ср} = 37 \text{ град/вт}$ и по формулам (4.22), (4.2), (4.24) и (4.26) определяем.

тепловое сопротивление радиатора

$$R_{т.р} = \frac{1}{3 \cdot 1000 \cdot 10^4} \approx 3,3 \text{ град/вт};$$

тепловое сопротивление корпус — среда с учетом радиатора

$$R_{т.к.ср}^* = \frac{37 \cdot 3,3}{37 + 3,3} \approx 2,75 \text{ град/вт};$$

рассеиваемую транзистором мощность

$$P_k = \frac{70 - 50}{3,5 + 2,75} \approx 3,2 \text{ вт}$$

и мощность в нагрузке

$$P_n = 0,45 \cdot 3,2 \approx 1,5 \text{ вт}.$$

Аналогичный результат получим и при использовании рис. 4.1, а. Так как по условиям примера температура коллекторного перехода транзистора в процессе работы не должна превышать значения $t'_n < t_{п. макс}$, то, чтобы воспользоваться данными рис. 4.1, а, справедливыми для случая $t_n = t_{п. макс}$, необходимо по формуле (4.24) перейти к новой максимальной температуре окружающей среды

$$t'_{ср. макс} = 50 + \xi 5 - 70 = 65^\circ \text{ С}.$$

Этой температуре должна соответствовать кривая на рис. 4.1, а, занимающая промежуточное положение между кривыми при $t_{ср} = 60^\circ \text{ С}$ и $t_{ср} = 70^\circ \text{ С}$ (нижние кривые рис. 4.1, а). Построив ее и определив пересечение с вертикальной прямой из точки $S_p = 1000 \text{ см}^2$, находим искомое значение мощности рассеяния P_k .

Напряжение источника питания E_k выбираем так же, как в примере 2.

Пример 5. По условиям примера 4 определить мощность, отдаваемую транзистором типа П216 в режиме класса В. Входной сигнал представляет собой последовательность импульсов. Длительность импульса $\tau_n = 20 \text{ мсек}$, скважность $q_c = 10$. К. п. д. по коллекторной цепи $\eta_k = 0,65$.

Воспользовавшись найденным в примере 4 тепловым сопротивлением корпус—среда с учетом радиатора $R_{т.к.ср}^*$ и используя данные табл. 4.1, по формулам (4.26) и (4.28) находим рассеиваемую транзистором мощность

$$P_k = \frac{70 - 50}{2 \frac{1 - e^{-\frac{20}{60}}}{1 - e^{-\frac{10 \cdot 20}{60}}} + 2,75 \frac{1 - e^{-\frac{20}{3,3 \cdot 60 \cdot 10^4}}}{1 - e^{-\frac{10 \cdot 20}{3,3 \cdot 60 \cdot 10^4}}} } \approx 25 \text{ вт}$$

и мощность в нагрузке

$$P_n = \frac{0,65}{1 - 0,65} \cdot 25 \approx 46 \text{ вт}.$$

Напряжение источника питания E_k выбирается так же, как в примере 2.

Контроль теплового режима осуществляется путем измерения температуры корпуса транзистора. Контроль необходим особенно в тех случаях, когда расчет выполнен на максимально допустимую температуру коллекторного перехода $t_{п. макс}$ или близкую к ней. Для измерения температуры на корпусе транзистора или возле него на радиаторе укрепляется, например, при помощи клейкой изоляционной ленты термомпара, имеющая малую тепловую инерционность. Используемая для крепления лента должна покрывать лишь минимально необходимую площадь поверхности транзистора или радиатора, чтобы не снижать их теплоотдачу.

Измерив температуру, сравнивают ее с расчетным значением, найденным по формуле

$$t_k = t_{cp} + P_k R_{т. к. ср}^* \quad (4.29)$$

или

$$t_k = t_{cp} + P_k R_{т. к. ср}^* \frac{1 - e^{-\frac{\tau_{и}}{\tau_{к. ср}}}}{1 - e^{-\frac{q_{и} \tau_{и}}{\tau_{к. ср}}}} \quad (4.30)$$

соответственно для непрерывного и импульсного режимов работы. Если измеренная температура превышает расчетную величину, необходимо принять меры для снижения температуры корпуса транзистора. Для этого при непрерывном режиме работы следует использовать более мощный транзистор, характеризующийся меньшим тепловым сопротивлением переход — корпус $R_{т. п. к.}$, увеличить площадь поверхности радиатора либо применить обдув. При импульсном режиме работы температура корпуса транзистора изменяется во времени. Если ее наибольшее значение превышает расчетную величину, можно принять те же меры, что и в предыдущем случае.

При достаточно коротких и мощных импульсах тока транзистор может выйти из строя даже при сравнительно низкой температуре корпуса. Это связано с перегревом транзистора вследствие тепловой инерционности его внутренних участков. Поэтому применение внешних охлаждающих устройств практически не снижает температуру коллекторного перехода. Остается только использовать более высокочастотный и более мощный транзистор либо применить параллельное включение транзисторов.

Если при воздействии на транзистор пачки импульсов температура его корпуса вначале находится в пределах расчетной нормы, а в конце превышает ее, то необходимо увеличить массу радиатора.

Температуру корпуса транзистора, работающего в импульсном режиме, следует измерять при помощи термомпары, у которой время установления термо-э. д. с. в несколько раз меньше длительности импульса.

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРОВ

1. ПИТАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Усилительные параметры транзисторов могут быть измерены любым способом, применяемым для измерения параметров четырехполосников. При этом следует учитывать специфику работы транзисторов обеспечивать необходимые условия измерения (режим питания транзистора постоянным током, достаточно высокую стабильность режима питания в процессе измерений, режимы короткого замыкания и холостого хода для переменных составляющих на входе и выходе), а также соблюдать режим работы со слабыми сигналами.

Так как параметры транзистора зависят от режима его работы, измерения целесообразно производить при определенных величинах коллекторного тока и напряжения. При этом измерения существенно упрощаются, если измерительная схема обеспечивает автоматическую установку и стабилизацию режима для любых включаемых в нее транзисторов. Одновременно схема питания должна обеспечивать режимы короткого замыкания и холостого хода на внешних зажимах исследуемого транзистора по переменному току. Можно считать, что указанные режимы обеспечиваются, если соответствующие сопротивления внешних цепей отличаются не менее чем на два порядка от входного и выходного сопротивлений транзистора.

Один из возможных вариантов схемы установки с автоматическим поддержанием режима питания показан на рис. 5.1. Рабочий ток транзистора T_x , параметры которого измеряются, устанавливается и стабилизируется с помощью цепочки эмиттерных сопротивлений $R_6 - R_9$.

Для увеличения глубины обратной связи по постоянному току и обеспечения более жесткой установки режима использованы дополнительные усилители в цепи обратной связи на вспомогательных транзисторах T_1, T_2, T_3 . Одновременно транзисторы T_2 и T_3 , охваченные местной последовательной обратной связью с помощью резисторов R_1 и R_4 , обеспечивают получение режима холостого хода цепи базы транзистора T_x по переменному току при достаточно жесткой фиксации ее постоянного потенциала, который необходим для поддержания заданного режима питания. Эмиттерный повторитель на транзисторе T_1 поддерживает нормальный режим работы вспомогательных транзисторов.

Конденсаторы C_1 и C_2 служат для устранения в измерительной схеме обратной связи по переменному току. Эмиттерный повтори-

тель на транзисторе T_4 и стабилитрон D_1 обеспечивают фиксацию постоянного коллекторного напряжения транзистора T_x в процессе измерения. Стабилитрон D_2 служит для замыкания токовой цепи схемы при отключенном транзисторе T_x . Резистор R_n является коллекторной нагрузкой транзистора T_x . С него снимается выходное напряжение при измерении параметров. Дроссель Dp служит для устранения падения постоянного напряжения на измерительном сопротивлении R_n . Плавным или ступенчатым изменением сопротивления резистора R_8 устанавливают необходимую величину коллекторного тока, при которой измеряют параметры. Исходное коллек-

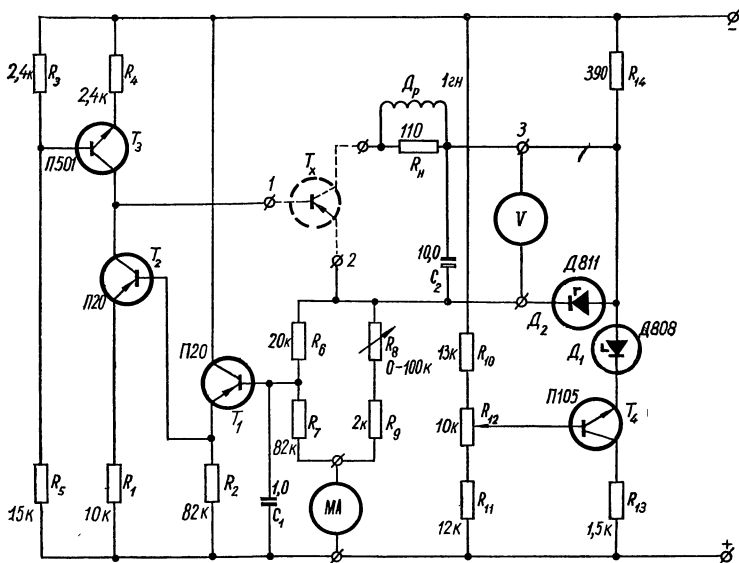


Рис. 5.1. Принципиальная схема установки для питания транзисторов при измерении параметров.

торное напряжение можно изменять сопротивлением R_{12} делителя $R_{10}—R_{12}$ или сменой стабилитронов D_1 . Необходимо только, чтобы при переключениях не разрывались соответствующие цепи, что может привести к появлению опасных перенапряжений в отдельных участках измерительной схемы. Для поддержания заданного режима схему (рис. 5.1) следует питать от источника со стабильной величиной напряжения.

Приведенные на рис. 5.1 значения номиналов рассчитаны на работу питающей схемы от источника напряжением 36 в и обеспечивают диапазон изменения эмиттерного тока от 0,5 до 10 ма

и коллекторного напряжения от 2 до 10 в. Если переменный резистор R_8 и потенциометр R_{12} сделать ступенчатыми, то можно обеспечить получение фиксированных значений рабочего тока и напряжения, которые будут устанавливаться и поддерживаться автоматически при смене исследуемых транзисторов независимо от их типа и параметров.

Приведенная схема рассчитана на питание транзисторов типа *p-n-p*. Для транзисторов *n-p-n* может быть построена аналогичная схема с измененной полярностью питающего напряжения и с заменой всех вспомогательных транзисторов на транзисторы с противоположным типом проводимости. Схема питания может быть подключена к рассматриваемым ниже измерительным схемам, которые следует подключать к зажимам, обозначенным номерами 1—3. Устанавливаемый режим контролируется миллиамперметром и высокоомным вольтметром.

2. ИЗМЕРЕНИЕ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Низкочастотные параметры транзисторов обычно измеряют на частоте 1000 *гц*. Для этой цели можно, например, использовать различные универсальные и специализированные измерительные мосты, работающие на переменном токе. Однако наиболее удобны, особенно при выполнении массовых измерений, прямые методы измерения параметров с отсчетом величин последних непосредственно по шкале измерительного прибора. Получаемая при этом точность измерений (порядка 10%) в большинстве случаев является вполне достаточной.

Так как к транзисторам можно применять линейную теорию лишь при сравнительно небольших амплитудах переменных составляющих напряжений и токов, то измерять параметры необходимо с соблюдением условий работы в режиме слабых сигналов. Характер нелинейных свойств транзисторов и зависимость величин их параметров от режима работы позволяют считать, что эти условия соблюдаются достаточно точно в тех случаях, когда амплитуды переменных составляющих токов и напряжений не превышают 10—20% от соответствующих величин постоянных составляющих в режиме измерения. Учитывая, что

$$\frac{I_k}{i_{0k}} \approx \frac{q}{kT} U_0, \quad (5.1)$$

легко установить максимально допустимую амплитуду напряжения на базе, при которой соблюдается условие малости сигналов. Если измерения производить при комнатной температуре, максимальная амплитуда напряжения на базе не должна превышать 5 мв (в край-

нем случае 10 мв). Соответственно амплитуда напряжения на коллекторе не должна быть более 0,5—1 в.

Для того чтобы в соответствии с правилами теории четырех-полюсников обеспечить режим короткого замыкания по цепи базы, внешние сопротивления переменному току не должны превышать 1—5 ом, а в цепь коллектора нельзя включать сопротивления, превышающие примерно 100 ом. Наиболее удобно напряжение на базу подавать с помощью низкоомного потенциометрического делителя с известным коэффициентом деления и малым выходным сопротивлением. При этом отпадает необходимость в измерении малых напряжений на базе, так как можно ограничиться измерением напряжения на входе делителя с помощью обычного лампового вольтметра. Малая величина выходного сопротивления делителя обеспечивает независимость подаваемого на базу напряжения от входного сопротивления подключаемого транзистора.

При использовании для целей измерения типовых измерительных приборов (ламповых вольтметров и генераторов сигналов) большое значение имеет правильное их подключение к измерительной схеме. Так как отдельные приборы должны подключаться к различным точкам схемы, необходимо следить за тем, чтобы их зажимы, соединенные с корпусом, не закорачивали каких-либо цепей и не создавали путей для проникновения в схему паразитных наводок. Поэтому необходимо обращать внимание на то, какие точки измерительной схемы должны быть соединены с корпусом.

Измерение крутизны. Наиболее удобный способ измерения крутизны S_0 основан на определении коэффициента усиления. При достаточно малой величине сопротивления нагрузки R_n на частоте измерения 1000 гц можно считать, что

$$K_0 = S_0 R_n,$$

откуда

$$S_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} R_n}. \quad (5.2)$$

Упрощенная принципиальная схема соединения приборов для измерения крутизны показана на рис. 5.2. Колебания нужной частоты подводятся от генератора сигналов ГС через трансформатор Тр. Последний необходим для предотвращения закорачивания отдельных участков измерительной схемы через общие цепи измерительных приборов. Конденсаторы C_1 и C_2 служат для соединения соответствующих частей схемы с эмиттером исследуемого транзистора. Ламповый вольтметр V_1 измеряет напряжение на входе калиброванного делителя R_1 , R_2 , а V_2 — напряжение на резисторе коллек-

торной нагрузки R_H . При использовании схемы рис. 5.2 величина крутизны определяется соотношением

$$S_0 = \frac{U_{\text{вых}}}{R_2 R_H} \cdot U_1 \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (5.3)$$

Если номиналы элементов схемы и подаваемое от генератора напряжение подобрать такими, чтобы выполнялось условие

$$U_1 \frac{R_2 R_H}{R_1 + R_2} = 1, \quad (5.4)$$

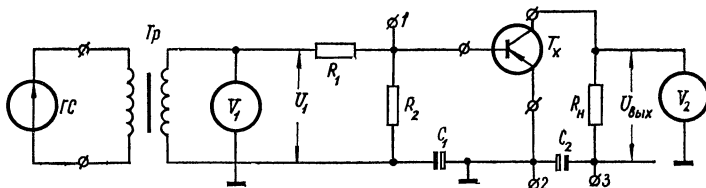


Рис. 5.2. Схема установки для измерений крутизны S_0 .

то показания вольтметра V_2 на выходе будут численно равны крутизне транзистора

$$S_0 = U_{\text{вых}} \quad (5.5)$$

и последнюю можно будет непосредственно отсчитывать по шкале вольтметра. Систематическая погрешность, возникающая при измерении крутизны указанным способом, составляет

$$\frac{\Delta S_0}{S_0} \approx - (g_i R_H + g R_2). \quad (5.6)$$

Измерение входной проводимости транзистора g или обратной ей величины входного сопротивления можно выполнять любым способом, используемым для измерения сопротивлений на переменном токе. Необходимо только соблюдать условия работы со слабыми сигналами. Одним из наиболее простых и удобных является метод двух вольтметров, принципиальная схема реализации которого показана на рис. 5.3, а. Здесь так же, как и в предыдущем случае, генератор сигналов $ГС$ включен через трансформатор для гальванического развязывания цепей. Последовательно в цепь переменного тока базы включен резистор R_3 с большим сопротивлением. Если его сопротивление взять во много раз большим входного сопротив-

ления транзистора, то приближенно можно считать, что ток в цепи определяется только этим сопротивлением:

$$I = \frac{U_1}{R_3}. \quad (5.7)$$

Тогда, измерив вольтметром V_2 напряжение на входных зажимах транзистора, получаем

$$h_{11} = \frac{1}{g} = \frac{R_3}{U_1} U_{вх}. \quad (5.8)$$

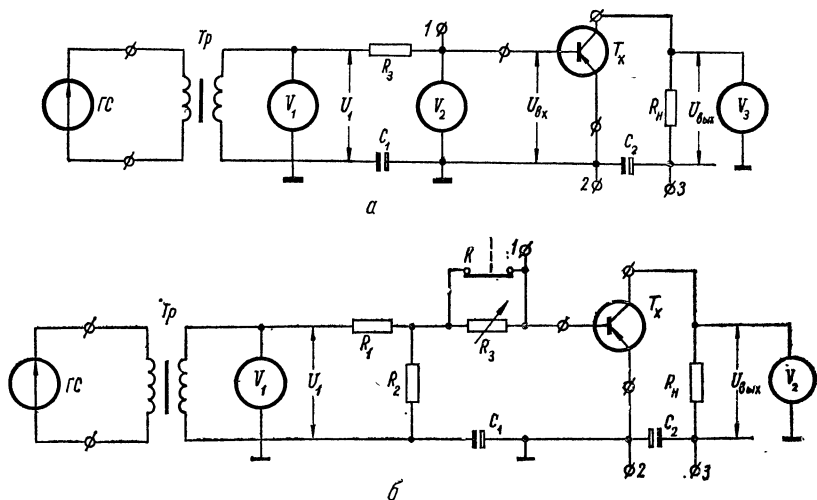


Рис. 5.3. Схема установки для измерения входной проводимости g :
 а — методом двух вольтметров; б — методом добавочного сопротивления.

Подбирая элементы схемы и напряжение U_1 так, чтобы выполнялось условие

$$\frac{R_3}{U_1} = 10^3 \quad (5.9)$$

и чтобы получающееся на входе напряжение $U_{вх}$ удовлетворяло условию работы со слабыми сигналами ($U_{вх} \leq 10$ мВ), получаем показания вольтметра V_2 кратными входному сопротивлению h_{11} . Так, если взять $R_3 = 50$ ком и $U_1 = 0,5$ в, показания вольтметра V_2 в милливольтгах будут численно равны входному сопротивлению h_{11} , выраженному в сотнях ом (например, $U_{вх} = 5$ мВ будет соответствовать $h_{11} = 500$ ом). Для расширения пределов измерения можно использовать набор переключаемых резисторов R_3 с разными сопротивлениями и подавать разные напряжения U_1 . Системати-

ческая погрешность, получающаяся при использовании рассматриваемого метода,

$$\frac{\Delta h_{11}}{h_{11}} \approx -h_{11} \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_{сх}} \right), \quad (5.10)$$

где $R_{сх}$ — внешнее сопротивление для переменного тока схемы питания (рис. 5.1), измеренное между точками 1 и 2, к которым подключаются база и эмиттер исследуемого транзистора.

Описываемая методика неудобна тем, что приходится мерять очень малые напряжения на входе. Этот недостаток можно устранить, если вместо входного напряжения $U_{вх}$ измерять напряжение на выходе $U_{вых}$, получающееся на известном сопротивлении нагрузки R_n (рис. 5.3, а). Тогда легко определить коэффициент усиления по току

$$h_{21} = \frac{I_k}{I_6} = \frac{R_3}{R_n} \cdot \frac{U_{вых}}{U_1}, \quad (5.11)$$

а затем вычислить входную проводимость

$$g = \frac{S_0}{h_{21}}. \quad (5.12)$$

Для непосредственного отсчета h_{21} достаточно обеспечить выполнение условия

$$\frac{R_3}{U_1 R_n} = 10^n. \quad (5.13)$$

Например, если взять $R_n = 100 \text{ ом}$, $R_3 = 100 \text{ ком}$ и $U_1 = 1 \text{ в}$, то показания вольтметра V_3 в милливольтгах будут численно равны величине h_{21} . Недостатком этого метода является необходимость вычисления входной проводимости по формуле (5.12), что неудобно при выполнении массовых измерений.

Удобным может оказаться метод добавочного сопротивления. Принципиальная схема установки для измерений указанным методом показана на рис. 5.3, б. В этой схеме градуированное добавочное сопротивление R_3 включается в измерительную схему нажатием кнопки K . Схема одновременно позволяет измерять входное сопротивление и крутизну. При закороченном резисторе R_3 измеряют крутизну; затем, нажав кнопку и меняя величину сопротивления R_3 , добиваются показания вольтметра V_2 , равного половине предыдущего. Это соответствует условию

$$h_{11} = R_3. \quad (5.14)$$

Измеренная величина входного сопротивления h_{11} отсчитывается по градуировочной шкале переменного сопротивления R_3 .

Можно обойтись и без градуированного переменного сопротивления R_3 , заменив его эталонным резистором с постоянным сопротивлением. Измерив напряжения на выходе при замкнутой $U_{\text{ВЫХ1}}$ и разомкнутой $U_{\text{ВЫХ2}}$ кнопке K , по первому из них определяют крутизну, а входную проводимость определяют по формуле

$$g = \frac{1}{R_3} \left(\frac{U_{\text{ВЫХ1}}}{U_{\text{ВЫХ2}}} - 1 \right). \quad (5.15)$$

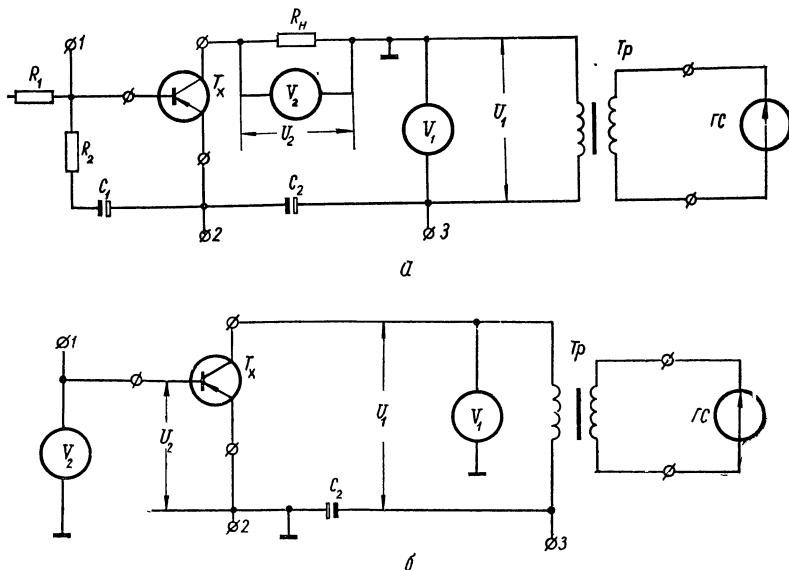


Рис. 5.4. Схема установки для измерения: a — внутренней проводимости g_i методом двух вольтметров; $б$ — коэффициента обратной связи h_{12} .

Недостаток последнего способа — необходимость вычислений измеряемой величины. Систематическая погрешность при использовании метода добавочного сопротивления

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{1}{gR_{\text{сх}}} - gR_2, \quad (5.16)$$

где $R_{\text{сх}}$ — внешнее сопротивление измерительной схемы переменному току между точками 1 и 2.

Измерение внутренней проводимости транзистора g_i удобнее всего производить методом двух вольтметров. Принципиальная схема установки, предназначенной для этой цели, показана на рис. 5.4, a .

Напряжение U_1 от генератора сигналов $ГС$ через трансформатор подается в коллекторную цепь транзистора. Последовательно в эту цепь включено измерительное сопротивление R_H , падение напряжения на котором измеряется ламповым вольтметром V_2 . Если сопротивление резистора R_H взять гораздо меньшим внутреннего сопротивления $\frac{1}{g_i}$, то переменная составляющая тока

$$I \approx g_i U_1. \quad (5.17)$$

Тогда внутренняя проводимость транзистора

$$g_i = \frac{U_2}{U_1 R_H}. \quad (5.18)$$

При выполнении условия

$$U_1 R_H = 10^3 \quad (5.19)$$

показания вольтметра V_2 будут численно равны измеряемой величине g_i . Так, если взять $R_H = 200 \text{ ом}$ и $U_1 = 0,5 \text{ в}$, то показания V_2 в милливольтгах будут численно равны внутренней проводимости в десятках микросименсов. Систематическая погрешность при определении внутренней проводимости g_i

$$\frac{\Delta g_i}{g_i} \approx S_0 R_2 \frac{g_{\text{обр}}}{g_i} - R_H g_i. \quad (5.20)$$

Проводимость обратной связи наиболее удобно определять косвенно в результате измерения коэффициента обратной связи h_{12} , так как прямое измерение столь малой проводимости сопряжено с чрезвычайно большими трудностями.

Упрощенная схема установки, предназначенной для измерения параметра h_{12} , показана на рис. 5.4, б. Переменное напряжение U_1 от генератора сигналов $ГС$ вводится в коллекторную цепь с помощью трансформатора $Тр$ и измеряется вольтметром V_1 . Вольтметром V_2 измеряется напряжение U_2 на разомкнутом по переменному току участке база — эмиттер. При этом параметр h_{12} определяется как

$$|h_{12}| = \frac{U_2}{U_1}. \quad (5.21)$$

Если на коллектор подавать напряжение $U_1 = 1 \text{ в}$, показания вольтметра V_2 будут численно равны коэффициенту обратной связи h_{12} . Проводимость обратной связи можно подсчитать по формуле

$$g_{\text{обр}} = g |h_{12}|. \quad (5.22)$$

Недостатком метода является необходимость измерять очень малые напряжения U_2 , которые для современных транзисторов могут составлять десятые доли милливольты.

Все описанные схемы введением несложных переключателей могут быть объединены в одну универсальную измерительную схему, предназначенную для измерения всех низкочастотных параметров. На базе этих схем можно также изготовить специализированный прибор со встроенным генератором колебаний и вольтметрами, снабженными дополнительными усилителями.

3. ИЗМЕРЕНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПАРАМЕТРОВ

При измерении высокочастотных параметров τ , r_0 и $S_{бк}$ следует соблюдать те же условия, что и при измерении низкочастотных. Кроме того, необходимо следить, чтобы паразитные параметры измерительной схемы не влияли на результаты измерений. Для транзисторов с предельными частотами усиления, не превышающими 120 Мгц, высокочастотные параметры можно измерять обычными методами, используя частоты до 10—30 Мгц. У особо высокочастотных транзисторов параметры следует измерять с соблюдением методики радиотехнических измерений на сверхвысоких частотах. Очень важно добиться устранения влияния паразитных емкостей и вспомогательной схемы питания. При изготовлении же калиброванных делителей необходимо проверить и обеспечить получение нужного коэффициента деления в заданном диапазоне частот, на которых производятся измерения.

Измерение постоянной времени транзистора. Исходным соотношением для определения постоянной времени τ служит частотная зависимость крутизны

$$S = \frac{S_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}. \quad (5.23)$$

Решая ее относительно τ , получаем

$$\tau = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left[\frac{S_0}{S(\omega)} \right]^2 - 1}, \quad (5.24)$$

где S_0 и $S(\omega)$ — значения крутизны, измеренные на низкой (обычно 1000 гц) и на высокой частотах соответственно.

Если оба измерения крутизны выполнять при одинаковых амплитудах переменного напряжения на входе, то в (5.24) вместо отношения крутизн можно подставить отношение выходных напряжений:

$$\frac{S_0}{S(\omega)} = \frac{U_{\text{ВЫХО}}}{U_{\text{ВЫХ}}(\omega)}. \quad (5.25)$$

При разработке методики измерений и схемы измерительного прибора необходимо позаботиться об устранении влияния паразитной обратной связи через коллекторную емкость $C_{\text{бк}}$. В противном случае измеряемая зависимость не будет соответствовать формуле (5.23), и вместо истинной величины постоянной времени τ измерение и расчет дадут значение

$$\tau' = \tau + S_0 R_H r_0 C_{\text{бк}}. \quad (5.26)$$

Для устранения ошибок, вызываемых вторым слагаемым в выражении (5.26), необходимо сопротивление нагрузки R_H брать очень

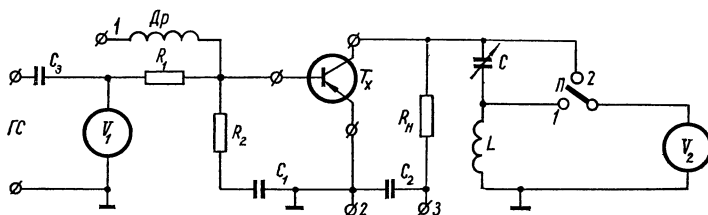


Рис. 5.5. Схема установки для измерения постоянной времени транзистора τ .

маленьким. Но тогда затрудняется измерение малой величины получающегося выходного напряжения на высокой частоте. В результате опять понижается точность измерений. Указанное противоречие можно устранить, применив измерительную схему, показанную на рис. 5.5. В этой схеме нагрузкой на высокой частоте служит последовательный колебательный контур LC , настраиваемый в резонанс на частоту, на которой производится измерение. При этом сопротивление нагрузки переменному току в цепи коллектора получается минимальным и равным малому сопротивлению потерь в контуре. В то же время выходное напряжение, измеряемое вольтметром V_2 , оказывается достаточно большим:

$$U_{\text{вых}} = \omega L I_{\text{к}}. \quad (5.27)$$

В результате этого действие паразитной обратной связи ослабляется в наибольшей степени при значительной величине измеряемого выходного напряжения. Однако, если контур окажется расстроенным, полное сопротивление нагрузки резко возрастает и погрешность измерения увеличивается. Точную подстройку колебательного контура можно производить переменным конденсатором C или же соответствующим изменением (в небольших пределах) частоты

колебаний, подаваемых на вход от генератора сигналов ГС. Наступление резонанса наиболее точно можно зафиксировать по минимуму переменного напряжения на коллекторе. Для этого вольтметр V_2 следует переключить с помощью переключателя Π в коллекторную цепь (переключатель поставить в положение 2).

Дроссель Dp в цепи питания базы постоянным током необходим для того, чтобы ослабить шунтирование калиброванного делителя R_1, R_2 выходными сопротивлениями транзисторов T_2 и T_3 схемы питания (рис. 5.1), так как на высокой частоте последние оказываются малыми и могут вносить дополнительные погрешности.

Весь процесс измерения постоянной времени τ с помощью описанной методики сводится к выполнению следующих операций:

1. Транзистор включают в схему измерения крутизны на низких частотах (рис. 5.2) и фиксируют значение выходного напряжения $U_{\text{вых}0}$ на частоте 1000 гц.

2. Транзистор включают в схему измерения на частоте ω (рис. 5.5) и измеряют выходное напряжение $U_{\text{вых}}(\omega)$. В обоих случаях на базу транзистора необходимо подавать входное напряжение $U_{\text{вх}}$ с одинаковой амплитудой.

3. Величину измеряемой постоянной времени вычисляют по формуле

$$\tau = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left[\frac{U_{\text{вых}0} \omega L}{U_{\text{вых}}(\omega) R_{\text{н}}} \right]^2 - 1}, \quad (5.28)$$

где $R_{\text{н}}$ — сопротивление резистора нагрузки в низкочастотной схеме рис. 5.2; L — индуктивность контура в схеме рис. 5.5.

Для облегчения расчетов при изготовлении измерительной установки целесообразно выбрать значение рабочей частоты ω равным 10^n , а отношение $\frac{\omega L}{R_{\text{н}}} = 1$. Точность определения τ будет достаточно высокой, если отношение

$$\frac{U_{\text{вых}0} \omega L}{U_{\text{вых}}(\omega) R_{\text{н}}} > 1,5$$

или, что то же самое, если вычисляемая величина $\tau > \frac{1}{\omega}$. При несоблюдении этих условий (когда частота измерения ω недостаточно высокая) погрешность вычисления τ будет возрастать. Поэтому для измерения постоянной времени транзисторов различных типов прибор должен быть сконструирован так, чтобы измерения можно было выполнять на нескольких фиксированных частотах ω (например, $\omega = 10^7; 10^8; 10^9$).

Процесс вычисления постоянной времени τ по результатам измерений сильно упрощается, если на высокой частоте ω , на которой производится измерение и на которую настроен контур LC , выполняется условие

$$\frac{S_0}{S(\omega)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}0}\omega L}{U_{\text{ВЫХ}}(\omega)R_H} \geq 5. \quad (5.29)$$

Тогда, если пренебречь в подкоренном выражении (5.28) единицей, получим более простую приближенную формулу

$$\tau = \frac{L}{R_H} \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}0}}{U_{\text{ВЫХ}}(\omega)}. \quad (5.30)$$

В этом случае прибор также должен допускать работу на нескольких фиксированных частотах, но ω уже можно выбирать не кратной 10. Нужно только подобрать отношение $\frac{L}{R_H} = 10^{-n}$ и следить, чтобы на частоте измерения выполнялось условие

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}0}}{U_{\text{ВЫХ}}(\omega)} \geq 5 \frac{R_H}{\omega L}. \quad (5.31)$$

Чтобы каждый раз не решать вопрос о выборе параметров измерительной схемы и не заниматься проверкой выполнения условия (5.31), ниже приводится таблица целесообразных значений частоты, параметров схемы и минимального отношения выходных напряжений, при которых можно пользоваться приближенной формулой (5.30).

Таблица 5.1

Параметры измерительной схемы

f , МГц	1,0	3,3	10,0	33,0
R_H , ом	100	100	100	100
L , мкГн	10	10	1,0	1,0
C , пФ	2500	230	250	23
$\left[\frac{U_{\text{ВЫХ}0}}{U_{\text{ВЫХ}}(\omega)} \right]_{\text{МИН}}$	7,5	2,5	7,5	2,5

Если при измерении на одной из указанных частот отношение выходных напряжений окажется меньше минимально допустимого, необходимо перейти на более высокую частоту.

Для сокращения количества операций, выполняемых при измерении постоянных времени, можно построить обобщенную схему прибора, работающего сразу на двух частотах. В таком приборе на вход транзистора одновременно подаются колебания двух частот. На рис. 5.6, а показан возможный способ смешивания колебаний на малом выходном сопротивлении калиброванного делителя. От генератора $ГС_1$ и $ГС_2$ подаются колебания с частотой 1000 $\mu\text{ц}$ и с высокой частотой ω на плечи делителя R'_1 и R''_1 . Амплитуды

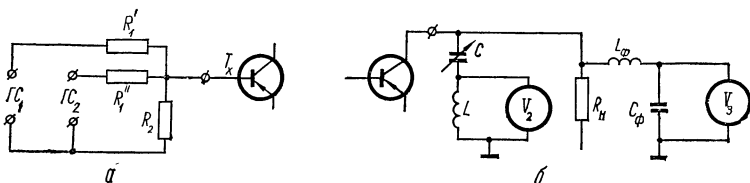


Рис. 5.6. Усовершенствованная установка для измерения постоянной времени τ :
 а — схема смешения сигналов на входе; б — схема фильтра для разделения напряжений на выходе.

колебаний подбираются так, чтобы на резисторе R_2 получить равные входные напряжения от обоих сигналов. Вследствие малости выходного сопротивления делителя R_2 связь между генераторами практически отсутствует, и величина каждого напряжения устанавливается независимо от другого. На выходе исследуемого транзистора напряжения разных частот разделяются фильтрами и измеряются вольтметрами V_2 и V_3 (рис. 5.6, б). Колебания частотой 1000 $\mu\text{ц}$ отфильтровываются фильтром нижних частот $L_\phi C_\phi$ и измеряются вольтметром V_3 . Высокочастотные колебания отфильтровываются колебательным контуром LC , который работает точно так же, как и в схеме рис. 5.5, и измеряются вольтметром V_2 . Построив измерительную схему по рис. 5.6, одновременно можно измерять крутизну S_0 и постоянную времени τ .

Описанные схемы измерения постоянной времени (рис. 5.5 и 5.6) пригодны для измерения значений $\tau \geq 0,025$ $\mu\text{сек}$, а при использовании точной формулы (5.28) примерно до $\tau = 0,005$ $\mu\text{сек}$. Для более высокочастотных транзисторов возникают затруднения, связанные с необходимостью выполнять измерения на частотах, превышающих 30 Мгц . Понизить частоту, на которой выполняют измерения, возможно, если вместо постоянной времени τ измерять постоянную времени τ_h в режиме холостого хода по цепи базы.

При измерении τ_h выходная часть измерительной схемы и методика измерения остаются теми же, что и при описании схемы рис. 5.5. Но на входе вместо калиброванного делителя R_1R_2 с низкоомным выходом, должно включаться большое калиброванное сопротивление R_3 , обеспечивающее получение режима холостого хода. Основной трудностью при создании подобных схем является необходимость получить заданную величину сопротивления R_3 на высокой частоте, устранив проникновение высокочастотных колебаний на базу через паразитные емкости. Для этой цели экранируют входной и выходной концы резистора R_3 или подключают к нему параллельный

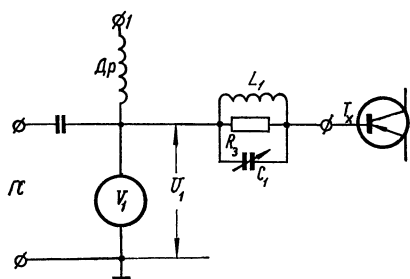


Рис. 5.7. Схема установки для измерения постоянной времени τ_h .

колебательный контур, настроенный на частоту, на которой производится измерение (рис. 5.7). Паразитное прохождение колебаний на базу в этой схеме устраняется настройкой контура L_1C_1 по минимуму показаний вольтметра V_2 в выходной части схемы, которая выполняется аналогично схеме рис. 5.5.

Хотя в описываемом случае фактически измеряется постоянная времени τ_h , можно составить формулу для вычисления постоянной времени транзистора

$$\tau = \frac{U_1(\omega)}{U_{\text{вых}}(\omega)} S_0 r_6 \frac{L}{R_3}. \quad (5.32)$$

Этой формулой можно пользоваться после измерения крутизны S_0 и сопротивления базы r_6 .

Для соблюдения условий работы с малыми сигналами при измерении постоянной времени необходимо обеспечить выполнение неравенства

$$U_{\text{вых}}(\omega) \leq 0,2 i_k \omega L, \quad (5.33)$$

в котором i_k — величина постоянного коллекторного тока в режиме измерения. Выполнение этого неравенства достигается подбором величины сопротивления резистора R_3 и напряжения $U_1(\omega)$, подаваемого от генератора ГС на вход измерительной схемы (рис. 5.7). Частоты, на которых ведутся измерения, в случае пользования формулой (5.32) должны выбираться из неравенства

$$\frac{U_{\text{вых}}(\omega)}{\omega} \leq 0,2 h_{21} U_1(\omega) \frac{L}{R_3}. \quad (5.34)$$

Для измерений на более низкой частоте вместо формулы (5.32) для вычисления τ необходимо пользоваться точным соотношением

$$\tau = \sqrt{\left[\frac{U_1(\omega)}{U_{\text{вых}}(\omega)} S_0 r_6 \frac{L}{R_3} \right]^2 - \left(\frac{g r_6}{\omega} \right)^2}. \quad (5.35)$$

Измерение коллекторной емкости $C_{\text{бк}}$ можно производить различными способами, используемыми для измерения емкостей на переменном токе. Наиболее удобно это делать при включении транзистора по схеме с общей базой, обеспечив режим холостого хода по цепи эмиттера. Последнее необходимо для того, чтобы исключить влияние на результаты измерений паразитной внутренней обратной связи через коллекторную емкость. Одним из эффективных способов устранения действия этой обратной связи является включение в цепь эмиттера параллельного колебательного контура (рис. 5.8, а), настроенного на частоту, на которой производится измерение.

Большая величина резонансного сопротивления контура обеспечивает режим холостого хода по цепи эмиттера для переменного тока, тогда как для постоянного тока он представляет практически короткое замыкание. В результате того, что по переменному току цепь эмиттера оказывается разомкнутой, эквивалентная схема участка цепи, который оказывается подключен к измерительному прибору, имеет вид, показанный на рис. 5.8, б. Из этой схемы видно, что измеряемая величина емкости $C_{\text{бк}}$ при включении измерительных приборов между зажимами базы и коллектора будет получаться с погрешностями. Чтобы эти погрешности были малы, частоту измерений необходимо выбирать исходя из условий $\omega C_{\text{бк}} \gg g_{\text{бк}}$ и $\omega C_{\text{бк}} \ll \frac{1}{r_6}$, откуда получаем неравенство для выбора рабочей частоты

$$\frac{g_{\text{обр}}}{C_{\text{бк}}} \ll \omega \ll \frac{1}{r_6 C_{\text{бк}}}. \quad (5.36)$$

Обычно принято измерять коллекторную емкость на частоте 5 МГц, на которой хорошо соблюдается указанное неравенство. Показанная на рис. 5.8, б пунктиром емкость $C_{\text{кз}}$ учитывает пара-

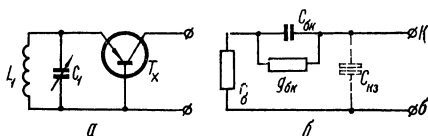


Рис. 5.8. Принцип измерения коллекторной емкости: а — схема, обеспечивающая режим холостого хода по цепи эмиттера; б — эквивалентная схема измеряемой проводимости.

зитную емкость коллекторного вывода транзистора по отношению к корпусу измерительного прибора. При измерениях эта емкость суммируется с измеряемой величиной $C_{бк}$.

Для измерения коллекторной емкости $C_{бк}$ методом замещения с индикацией по резонансу применяется схема, показанная на рис. 5.9. Колебательный контур L_1C_1 в цепи эмиттера служит для обеспечения режима холостого хода по эмиттерной цепи. Измерительный контур, включенный в коллекторную цепь, образован индуктивностью L , корректирующим $C_{кор}$ и эталонным $C_{эт}$ конденсаторами. Колебания высокой частоты подводятся к этому контуру от генератора $ГС$ через катушку связи $L_{св}$.

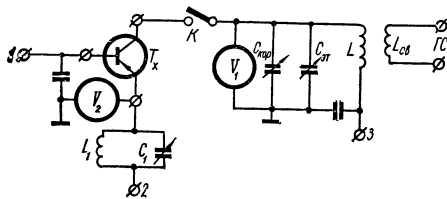


Рис. 5.9. Схема для измерения коллекторной емкости $C_{бк}$ и постоянной времени $r_бC_{бк}$.

эталонного конденсатора $C_{эт}$ уменьшают до получения резонанса вновь. При этом величина коллекторной емкости $C_{бк}$ будет равна изменению емкости эталонного конденсатора. Если шкалу конденсатора проградуировать в обратном направлении, т. е. чтобы она показывала на сколько пикофарад уменьшилась емкость этого конденсатора, то можно непосредственно отсчитывать величину коллекторной емкости транзистора $C_{бк}$. При выполнении измерений эмиттерный контур L_1C_1 должен быть настроен точно в резонанс на рабочую частоту.

Показанный на схеме (рис. 5.9) второй вольтметр V_2 при измерении коллекторной емкости не нужен. Он необходим тогда, когда схема используется для измерения постоянной времени $r_бC_{бк}$ и вычисления по ней сопротивления базы.

Измерение сопротивления базы. Методика измерения сопротивления базы $r_б$ может быть построена на основании анализа выражения входной проводимости \dot{Y} (1.13). При неограниченном возрастании частоты проводимость стремится к предельному значению:

$$\dot{Y}|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{1}{r_б}. \quad (5.37)$$

Практически ее величина становится достаточно близкой к предельному значению уже на частотах, для которых

$$\omega\tau > 2. \quad (5.38)$$

С учетом сказанного сопротивление r_6 можно мерять как входное сопротивление транзистора на частоте, удовлетворяющей условию (5.38), любыми методами, используемыми для определения активных сопротивлений на высоких частотах.

Одним из наиболее удобных для этой цели является метод вольтметра (рис. 5.10). Колебания от генератора $ГС$ подаются через высокочастотный трансформатор и калиброванный резистор R_3 с большим сопротивлением на вход транзистора. С помощью переключателя Π к измерительной схеме можно подключать исследуемый транзистор или эталонное сопротивление $R_{эт}$. Если обеспечить выполнение условий $R_3 \gg R_{эт}$ и $R_3 \gg r_6$, то протекающий в схеме переменный ток практически не будет зависеть от подключаемых переключателем сопротивлений. Включая поочередно известное эталонное сопротивление $R_{эт}$ и участок база — эмиттер транзистора, по двум показаниям прибора можем вычислить

$$r_6 = R_{эт} \frac{U_2}{U_1}, \quad (5.39)$$

где U_1 — падение напряжения на эталонном сопротивлении; U_2 — напряжение на входе при подключенном транзисторе.

При соответствующем выборе величины эталонного сопротивления $R_{эт}$ и установке на нем определенной величины переменного напряжения показания вольтметра на входе подключенного транзистора (переключатель Π в положении 2) будут численно равны сопротивлению базы r_6 . Так, например, удобнее всего взять $R_{эт} = 100 \text{ ом}$ и, поставив переключатель Π в положение 1, подать на вход от генератора $ГС$ такое напряжение, при котором вольтметр V_1 покажет значение 10 мв . Тогда после установки переключателя в положение 2 вольтметр покажет величину напряжения, пропорциональную сопротивлению базы r_6 . В рассматриваемом примере показания V_1 в милливольтгах, умноженные на 10, будут численно равны величине r_6 в омах. Необходимо только помнить, что r_6

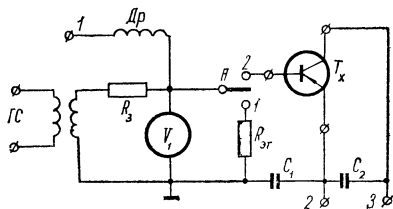


Рис. 5.10. Схема установки для измерения сопротивления базы методом вольтметра.

следует измерять на частоте, удовлетворяющей условию (5.38). Во избежание зашкаливания стрелки вольтметра в моменты переключений, переключатель Π целесообразно выполнить так, чтобы при переключениях цепь не разрывалась. Иначе говоря, сначала должен замыкаться очередной контакт, а только после этого размыкаться предшествующий.

Описанный способ измерения r_6 удобен тем, что позволяет, откалибровав один раз схему, непосредственно отсчитывать измеряемые величины r_6 различных транзисторов. Его недостатком является необходимость измерять малые напряжения на очень высоких частотах.

Другой, также достаточно удобный, способ измерения величины сопротивления базы основан на определении постоянной времени $r_6 C_{6к}$ и коллекторной емкости $C_{6к}$. Измерять $r_6 C_{6к}$ можно с помощью описанной уже схемы (рис. 5.9) при использовании обоих вольтметров V_1 и V_2 . Если на коллектор транзистора подать переменное напряжение высокой частоты U_1 и колебательный контур $L_1 C_1$ в цепи эмиттера настроить в резонанс для обеспечения режима холостого хода, то напряжение между эмиттером и базой, измеряемое вольтметром V_2 ,

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_1 \frac{j\omega r_6 C_{6к}}{1 + j\omega r_6 C_{6к}}. \quad (5.40)$$

Производя измерения на частоте, на которой

$$\omega r_6 C_{6к} \ll 1, \quad (5.41)$$

приближенно получаем

$$r_6 C_{6к} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{U_{вх}}{U_1}. \quad (5.42)$$

Достоинство этого метода — возможность вести измерения на сравнительно невысокой частоте, для которой соблюдается неравенство (5.41), хорошо выполняемое, если измеренное на входе напряжение

$$U_{вх} \leq 0,1 U_1, \quad (5.43)$$

что очень легко контролировать. Так, в частности, выбрав $\omega = 10^8$ и $U_1 = 1$ в, получим значения $U_{вх}$, численно равные величине постоянной времени $r_6 C_{6к}$ в микросекундах. При этом, используя обычный типовой ламповый милливольтметр, можно измерять постоянные времени $r_6 C_{6к}$ от 0,1 до 0,001 мсек. Взяв $\omega = 10^8$ и $U_1 = 1$ в, можно получить пределы измерения от 1 до 0,01 нсек.

Таким образом, используя частоты не выше 16 МГц, можно измерять постоянные времени $r_0 C_{6к}$ всех, даже самых высокочастотных транзисторов. Измерив постоянную времени $r_0 C_{6к}$ и отдельно коллекторную емкость $C_{6к}$, нетрудно найти и сопротивление базы транзистора

$$r_0 = \frac{(r_0 C_{6к})}{C_{6к}}. \quad (5.44)$$

4. ИЗМЕРЕНИЕ ТЕПЛОВЫХ ПАРАМЕТРОВ

Тепловые сопротивления корпус — среда и коллекторный переход — корпус транзистора определяются по формулам:

$$R_{т. к. ср} = \frac{t_k - t_{ср}}{P_k}; \quad (5.45)$$

$$R_{т. п. к} = \frac{t_{п} - t_k}{P_k}, \quad (5.46)$$

предварительно измерив температуры перехода, корпуса транзистора и окружающей среды, а также рассеиваемую на коллекторе мощность P_k . Мощность измеряют электрическим прибором, а температуру корпуса — при помощи закрепленной на нем термопары. Температуру коллекторного перехода $t_{п}$ транзистора определяют косвенными методами. Для измерения выбирают один из зависимых от температуры $t_{п}$ параметров транзистора: обратный ток коллекторного перехода $I_{к0}$, прямое падение напряжения на эмиттерном переходе $u_{эб}$, падение напряжения на коллекторном переходе $u_{6к}$ и другие.

Методика измерения $t_{п}$ состоит в следующем. Транзистор помещают в термостат, ставят его в режим, при котором рассеиваемая им мощность незначительна, и снимают калибровочную характеристику — зависимость выбранного параметра от температуры окружающей среды. Поскольку мощность, рассеиваемая транзистором, мала, внутреннего перегрева в транзисторе нет и температура его коллекторного перехода $t_{п}$ практически такая же, как температура окружающей среды, т. е. фактически снимается зависимость измеряемого параметра от температуры $t_{п}$. Затем транзистор устанавливают в режим P_k , соответствующий режиму работы его в схеме, и после установления в нем теплового равновесия быстро переключают в схему измерения. Измеряется величина температурочувствительного параметра и по калибровочной характеристике определяется температура коллекторного перехода. Измерять параметр следует за достаточно короткий период времени, чтобы не сказывалось охлаждение транзистора, т. е. время измерения $t_{п}$ должно

удовлетворять условию $t_n \ll \tau_{п.к.}$. Зная $t_{п.}$, $t_{к.}$, $t_{ср}$ и $P_{к.}$, по формулам (5.45) и (5.46) определяют тепловые сопротивления $R_{т.к.ср}$ и $R_{т.п.к.}$. Затем, измерив тепловые постоянные времени $\tau_{п.к.}$ и $\tau_{к.ср}$ участков коллекторный переход — корпус и корпус транзистора — внешняя среда, определяют теплоемкости этих участков:

$$C_{т.п.к.} = \frac{\tau_{п.к.}}{R_{т.п.к.}}; \quad (5.47)$$

$$C_{т.к.ср} = \frac{\tau_{к.ср}}{R_{т.к.ср}}. \quad (5.48)$$

Для нахождения тепловых постоянных времени $\tau_{п.к.}$ и $\tau_{к.ср}$ снимают осциллограмму изменения температурозависимого параметра во времени с момента отключения от транзистора питающих напряжений. Осциллограмму снимают при двух различных значениях времени развертки осциллографа, соответствующих длительности быстрого $\tau_{п.к.}$ и медленного $\tau_{к.ср}$ переходных тепловых процессов. Затем, зная временную и температурную зависимости этого параметра, строят график зависимости температуры коллекторного перехода транзистора во времени, и по нему определяют тепловые постоянные времени.

Тепловые параметры мощных транзисторов приведены в табл. 4.1.

5. ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ

Шумовые параметры биполярных транзисторов определяют при помощи формул:

$$g_{ш} = g^2 \frac{\overline{u_{пр.хх}^2} - \overline{u_{пр.кз}^2}}{4kT}; \quad (5.49)$$

$$R_{ш} = \frac{1}{2g_{ш}} \left(\sqrt{1 + \frac{g_{ш} \overline{u_{пр.кз}^2}}{4kT}} - 1 \right). \quad (5.50)$$

Предварительно измеряют входную проводимость транзистора g и действующие значения напряжения шумов, приведенных к входу транзистора при холостом ходе и коротком замыкании входа, для чего необходимо иметь усилитель или селективный вольтметр с достаточно узкой полосой пропускания. Две последние величины, а также коэффициент шума устройства удобно измерять по методу эквивалентного генератора. Калиброванный шумовой генератор с известной и равномерной спектральной плотностью шума и весьма малым выходным сопротивлением подключают через эквивалент сопротивления источника сигналов к входу усилителя, а на его

выход включают квадратичный вольтметр. Вначале фиксируется действующее значение шумового напряжения при выключенном генераторе. Затем включают генератор и, регулируя уровень его выходного напряжения, добиваются увеличения показания вольтметра в 1,41 раза. Квадрат шумового напряжения на выходе генератора, отнесенный к полосе частот генерируемых им шумов, численно равен квадрату действующего напряжения шумов усилителя, приведенного к э. д. с. источника сигналов. Если отнести его к $4kTR_c$, то найдем коэффициент шума устройства.

Определенные по формулам (5.49) и (5.50) значения шумовых параметров $R_{ш}$ и $g_{ш}$ для некоторых типов транзисторов приведены в табл. 5.2. Они определены на частоте $f_0 = 1$ кГц в полосе частот 1 Гц, в режиме работы транзистора $i_k = 0,5$ ма, $u_k = 1,5$ в и сопротивлении на входе $R_c = 600$ ом.

Таблица 5.2

Шумовые параметры транзисторов

Тран-зистор	f_a , МГц	$Ш_{тр}$, дБ	S_0 , ма/в	g , мсим	r_6 , ом	$R_{ш}$, ом	$g_{ш0}$, мсим
П28	5	6	20	0,22	120	200	1,2
МП13Б	1	12	19	0,65	95	200	6
МП15	2	33	19	0,45	115	230	20

Шумовые параметры транзистора можно найти и расчетным путем. Шумовое сопротивление $R_{ш}$, активное $R_{кор}$ и реактивное $X_{кор}$ сопротивление корреляции определяют соответственно по формулам (1.64), (1.66) и (1.67), а шумовую проводимость $g_{ш}$ рассчитывают по формуле

$$g_{ш} \approx \frac{(Ш_{тр} - 1) R_c - (1 + gR_c)^2 R_{ш}}{[R_c + R_{ш} (1 + gR_c)]^2}, \quad (5.51)$$

в которую нужно подставлять известное значение коэффициента шума транзистора $Ш_{тр}$.

Шумовые параметры транзисторов одного типа имеют значительный разброс от образца к образцу. Разброс шумового сопротивления и сопротивления корреляции $R_{кор}$ в значительной мере зависит от разброса сопротивления базы r_6 и достигает нескольких сотен процентов. Еще большему разбросу подвержена шумовая проводимость $g_{ш}$, значение которой зависит от состояния поверхности

полупроводника. Ее величина может в несколько раз и даже на порядок отличаться от среднего значения.

Значительно сложнее измерять шумовые параметры полевого транзистора. Для определения его шумового сопротивления измеряют коэффициент шума $\mathcal{M}'_{\text{тр}}$ при достаточно малом сопротивлении источника сигналов R_c , обычно не превышающем несколько десятков килоом, и рассчитывают $R_{\text{ш}}$ по формуле

$$R_{\text{ш}} \approx (\mathcal{M}'_{\text{тр}} - 1) R_c. \quad (5.52)$$

Затем измеряют $\mathcal{M}'_{\text{тр}}$ при достаточно большом R'_c , порядка нескольких мегом, и определяют значение шумовой проводимости

$$g'_{\text{ш}} \approx \frac{\mathcal{M}'_{\text{тр}} - 1}{R'_c}. \quad (5.53)$$

К сожалению, $g_{\text{ш}}$ определяется с большой погрешностью, поэтому найденное значение $g'_{\text{ш}}$ необходимо уточнить. С этой целью рассчитывают приближенное значение оптимальной проводимости источника сигналов, соответствующей минимуму коэффициента шума,

$$g'_{\text{с. опт}} \approx \sqrt{\frac{g'_{\text{ш}}}{R_{\text{ш}}}}. \quad (5.54)$$

В области значений g_c , близкой $g'_{\text{с. опт}}$, снимается зависимость $\mathcal{M}'_{\text{тр}}$ от g_c и по ее минимуму определяют $\mathcal{M}'_{\text{тр. мин}}$ и уточненное значение $g_{\text{с. опт}}$. После этого по формулам:

$$g_{\text{ш}} \approx R_{\text{ш}} g_{\text{с. опт}}^2 \quad (5.55)$$

и

$$R_{\text{кор}} \approx \frac{\mathcal{M}'_{\text{тр}} - 1}{2g_{\text{ш}}} - \frac{1}{g_{\text{с. опт}}} \quad (5.56)$$

рассчитывают шумовую проводимость $g_{\text{ш}}$ и сопротивление корреляции $R_{\text{кор}}$.

В связи с трудоемкостью измерений шумовых параметров полевого транзистора представляет интерес определение их расчетным путем. Величины $g_{\text{ш}}$, $R_{\text{кор}}$ и $X_{\text{кор}}$ можно вычислить по формулам (1.76), (1.83) и (1.84), а шумовое сопротивление — по формуле

$$R_{\text{ш}} \approx (\mathcal{M}'_{\text{тр}} - 1 - g_{\text{ш}} R_c) R_c, \quad (5.57)$$

в которую следует подставлять паспортное значение коэффициента шума транзистора $\mathcal{M}'_{\text{тр}}$ и соответствующее ему сопротивление источника сигналов R_c .

Пример 1. Вычислить шумовые параметры транзистора П28 при следующих средних значениях его малосигнальных параметров: $S_0 = 20 \text{ ма/в}$, $g = 0,22 \text{ мсим}$, $r_б = 120 \text{ ом}$, $f_a = 5 \text{ Мгц}$, $Ш_{тр} = 4,2 \text{ дб}$.

Используя формулы (1.67), (1.69) и (5.51), находим:

$$R_{ш} \approx 120 + \frac{1}{20 \cdot 10^{-3}} = 170 \text{ ом};$$

$$g_{ш} = g_{ш0} = \frac{(2,6 - 1) 600 - (1 + 0,22 \cdot 10^{-3} \cdot 600)^2 \cdot 170}{[600 + 170 (1 + 0,22 \cdot 10^{-3} \cdot 600)]^2} \approx 1,2 \text{ мсим};$$

$$R_{кор} \approx R_{ш} \approx 170 \text{ ом};$$

$$X_{кор} = 120 \frac{10^3}{5 \cdot 10^6} = 0,024 \text{ ом}.$$

Пример 2. Вычислить шумовые параметры полевого транзистора 2П103 при токе стока $i_c = 1 \text{ ма}$ по следующим данным: обратный ток затвора $I_{з0}$ не более $2 \cdot 10^{-8} \text{ а}$, крутизна при нулевом напряжении на затворе $S_{оп. макс} = 1,5 \text{ ма/в}$. Определенные при сопротивлении источника $R_c = 1 \text{ Мом}$ значения коэффициента шума находились в пределах: $Ш_{тр. макс} = 3 \text{ дб}$ и $Ш_{тр. ср} = 1,5 \text{ дб}$ на частоте $f_0 = 1 \text{ кгц}$.

По формуле (1.76) рассчитываем шумовую проводимость

$$g_{ш. макс} = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot 1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 293} \approx 0,4 \text{ мксим}.$$

Определив при помощи выражения (2.88) значение крутизны при исходном токе стока i_{c0}

$$S_{оп} = 1,5 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}}} = 1,05 \text{ ма/в},$$

по формуле (1.83) находим активную составляющую сопротивления корреляции

$$R_{кор} \approx \frac{1}{1,05 \cdot 10^{-3}} \approx 0,95 \text{ ком}.$$

Используя выражение (5.57), определяем шумовое сопротивление. При $Ш_{тр} = Ш_{тр. ср}$

$$R_{ш. ср} \approx (1,413 - 1 - 0,4 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 10^6) \cdot 1 \cdot 10^6 = 13 \text{ ком}.$$

Аналогично находим $R_{ш. макс} = 0,6 \text{ Мом}$. Полученные данные позволяют сопоставить уровни тепловых и низкочастотных шумов транзисторов, например, со средним значением коэффициента шума. Так как связанная с тепловыми шумами часть сопротивления $R_{ш}$

$$R_{ш. т} = \frac{1}{S_{оп. макс}} = \frac{1}{1,5 \cdot 10^{-3}} \approx 0,67 \text{ ком},$$

то на основании выражения (1.75) при $f = f_0$

$$R_{ш0н} = R_{ш} - R_{ш. т} = 13 - 0,67 = 12,33 \text{ ком}.$$

Следовательно, уровень низкочастотных шумов полевого транзистора со средним значением коэффициента шума на частоте $f_0 = 1 \text{ кГц}$ в $12,33/0,67 \approx 18$ раз больше уровня тепловых шумов. Преобразуя выражение (1.75)

$$R_{\text{ш}} = \frac{1}{S_{0\text{п. макс}}} \left(1 + R_{\text{ш}0\text{н}} S_{0\text{п. макс}} \frac{f_0}{f} \right) = R_{\text{ш. т}} \left(1 + \frac{R_{\text{ш}0\text{н}}}{R_{\text{ш. т}}} \cdot \frac{f_0}{f} \right),$$

можно ввести понятие граничной частоты низкочастотных шумов

$$f_{\text{н}} = \frac{R_{\text{ш}0\text{н}}}{R_{\text{ш. т}}} \cdot f_0,$$

на которой уровни тепловых и низкочастотных шумов одинаковы. Следовательно,

$$R_{\text{ш}} = R_{\text{ш. т}} \left(1 + \frac{f_{\text{н}}}{f} \right),$$

где для данного примера $f_{\text{н}} = 18 \text{ кГц}$. С уменьшением уровня низкочастотных шумов значение $f_{\text{н}}$ снижается.

Крутизна полевого транзистора $S_{0\text{п. макс}}$ накладывает принципиальные ограничения на уровень его шумов, так как при весьма малом $R_{\text{ш}0\text{н}}$ шумовое сопротивление $R_{\text{ш}} \approx R_{\text{ш. т}} = 1/S_{0\text{п. макс}}$.

Часть II

Схемы усилителей

Глава 6

АПЕРИОДИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

1. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ АПЕРИОДИЧЕСКИХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Апериодические усилители предназначены для усиления электрических сигналов в области частот от единиц герц до сотен килогерц. Они широко применяются в измерительной технике, устройствах автоматики, гидроакустике, биологии и т. д.

Область применения апериодических усилителей определяют предъявляемые к ним требования. В основном они сводятся к высокой стабильности коэффициента усиления (модуля его) и высокой чувствительности усилителя, обеспечивающей усиление очень малых сигналов. Кроме того, в конкретных случаях могут быть предъявлены требования к их экономичности, надежности, весу и габаритам, стоимости и другим характеристикам, а при использовании в многоканальных устройствах — и к идентичности частотных и фазовых характеристик. Частотная характеристика апериодических усилителей, как правило, должна быть равномерной и никаких специальных требований к ней не предъявляют.

Высокая стабильность коэффициента усиления апериодических усилителей и низкий уровень их собственных шумов должны сохраняться во всех условиях эксплуатации устройства, в том числе при механических и климатических нагрузках, в частности при изменении в широких пределах температуры окружающей среды (от -60 до $+70^\circ\text{C}$).

Для расчета апериодических усилителей обычно задают необходимое общее усиление, верхнюю F_v и нижнюю F_n граничные частоты полосы пропускания, отсчитываемые на уровне $1/M$, где M — допустимый коэффициент частотных искажений. Кроме того, конкретно задается стабильность коэффициента усиления усилителя в диапазоне изменений температуры окружающей среды и определяются требования к собственным шумам. Обычно оговаривается,

что уровень шумов усилителя, приведенных к э. д. с. источника сигналов, либо коэффициент шума усилителя должен быть минимально возможным или не превосходить заданную величину.

Так как уровень собственных шумов усилителя практически определяется входным каскадом, то его рассчитывают в основном из условия обеспечения требуемой чувствительности. Основные каскады усиления рассчитывают, исходя исключительно из необходимости получения заданного общего коэффициента усиления и требуемой стабильности его. Таким образом, порядок проектирования аperiodических усилителей четко разделяется на расчет входного малошумящего каскада и высокостабильного основного каскада или группы таких каскадов. Предварительный расчет состоит в ориентировочном определении необходимого числа каскадов аperiodического усилителя, выборе типа транзистора и приближенном распределении по каскадам частотных искажений, чтобы суммарная их величина не превосходила заданную на усилитель.

Каскады аperiodического усилителя обычно выполняют идентичными по реостатной схеме с общим эмиттером. Чтобы не прибегать к корректирующим цепям, необходимо выбрать транзистор с такими частотными свойствами, которые позволили бы в реостатной схеме получить достаточное усиление в заданном диапазоне частот. Для этого параметры транзистора должны удовлетворять условию

$$\frac{g r_{\text{б}}}{2\pi (\tau + S_{0r_{\text{б}}}^2 C_{\text{бк}})} > F_{\text{в}}. \quad (6.1)$$

Предварительно можно выбрать транзистор, у которого предельная частота усиления

$$f_{\alpha} = f_{\text{пред}} > h_{21} F_{\text{в}}, \quad (6.2)$$

а затем по формуле (6.1) уточнить возможность его использования.

Усилительный каскад на резисторах, в котором используется транзистор с параметрами, удовлетворяющими условию (6.1), обеспечит при любом сопротивлении коллекторной нагрузки полосу пропускания, которая будет шире требуемой, что вполне приемлемо для аperiodического усилителя. В этом случае имеется возможность, исходя из требований к стабильности коэффициента усиления и сохранив при этом необходимую полосу пропускания, выбрать определенную величину сопротивления коллекторной нагрузки, являющуюся источником сигналов для последующего каскада.

Для определения необходимого числа n каскадов находят общий коэффициент усиления $K_{\text{общ}}$ усилителя по напряжению, а затем, считая усиление одного каскада

$$K_0 = (0,2 \div 0,9) h_{21}, \quad (6.3)$$

из соотношения

$$K_{\text{общ}} \leq [(0,2 \div 0,9) h_{21}]^n \quad (6.4)$$

определяют n и округляют до ближайшего большего целого числа. Величина коэффициента в круглых скобках формулы (6.4) выбирается в зависимости от требований к стабильности коэффициента усиления. При стабилизации усилителя по методу оптимальной проводимости источника сигналов величина этого коэффициента не может быть более 0,5 и обычно выбирается в пределах 0,3—0,4. Примерно такое же усиление по напряжению обеспечивает и входной малошумящий каскад, работающий в оптимальном режиме.

В связи с тем, что полоса пропускания многокаскадного усилителя уже полосы пропускания каскадов, после определения необходимого их числа n следует проверить выполнение условия

$$\frac{gr_6}{2\pi\tau} \sqrt[n]{M_{\text{в. общ}}} - 1 = \frac{i_{\text{пред}}}{h_{21}} \sqrt[n]{M_{\text{в. общ}}} - 1 \geq F_{\text{в}}, \quad (6.5)$$

где $M_{\text{в. общ}}$ — общий допустимый коэффициент частотных искажений усилителя на верхней граничной частоте полосы пропускания. Если условие (6.5) не выполняется, необходимо выбрать более высокочастотный транзистор.

Таким образом, параметры выбранного транзистора и число каскадов n должны одновременно удовлетворять неравенствам (6.4) и (6.5). Обычно в апериодических усилителях используются мало-мощные диффузионные транзисторы универсального назначения. Получающиеся при этом усиления и полоса пропускания реостатного каскада, как правило, оказываются вполне достаточными.

Заканчивая предварительный расчет, распределяют допустимые искажения на нижней граничной частоте

$$M_n = \sqrt[k]{M_{\text{н общ}}} \quad (6.6)$$

на каждый из k элементов схемы, влияющих на завал нижних частот. Сюда, кроме разделительных конденсаторов, относятся конденсаторы, шунтирующие токостабилизирующие резисторы эмиттерных цепей и другие элементы; при этом считается, что вносимые ими искажения приблизительно одинаковы.

Иногда целесообразно распределить искажения неравномерно по элементам, что позволит ослабить требования к электрическим характеристикам одного из них. В этом случае вносимые ими час-

тотные искажения следует выразить относительно к элементу, искажения которого приняты за условную единицу. Затем просуммировать относительные значения коэффициентов искажений и извлечь из $M_{н. общ}$ корень, степень которого равна найденной сумме. В результате будет определена величина искажений, приходящихся на элемент, искажения которого приняты за условную единицу. Умножив ее на относительные значения коэффициентов искажений, определяют искажения, вносимые остальными элементами.

В заключение предварительного расчета усилителя выбирают схему питания каскадов. Можно применить одну из схем питания, рассмотренных во второй и третьей главах. Если диапазон изменения температур окружающей среды достаточно широкий, например от -60 до $+60^\circ\text{C}$, то следует выбрать схему питания с глубокой обратной связью по постоянному току (рис. 2.8—2.10). Можно также использовать схемы последовательного и параллельно-последовательного питания (рис. 3.11—3.13). Выбрав схему питания каскадов, по методике, изложенной в гл. 3, рассчитывают емкости конденсаторов вспомогательных цепей.

2. ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЕ ОСНОВНЫЕ КАСКАДЫ

Задачей расчета основных усилительных каскадов на резисторах является определение величин их элементов, которые обеспечивают заданную стабильность коэффициента усиления аperiodического усилителя. Обязательным условием поддержания постоянным в широком диапазоне рабочих температур коэффициента усиления каскада является стабилизация режима работы транзистора, рассмотренная в гл. 2. Однако выполнения только этого условия недостаточно вследствие сильной зависимости параметров транзистора от температуры. Расчеты показывают, что если изменение режима работы каскада в диапазоне температур от -60 до $+60^\circ\text{C}$ составляет 10%, то вызванная изменением режима нестабильность коэффициента усиления равна 0,1 дБ, тогда как нестабильность, обусловленная прямым влиянием температуры на параметры транзистора, достигает примерно 4 дБ на каскад. Поэтому для поддержания постоянного коэффициента усиления каскада в широком диапазоне температур недостаточно стабилизировать только режим работы, необходимо принимать еще специальные меры для ослабления влияния температурной зависимости параметров транзистора на коэффициент усиления.

Стабилизацию коэффициента усиления выполняют по методу оптимальной проводимости источника сигналов (оптимальной нагрузки в предыдущем каскаде). Кроме того, для стабилизации используют отрицательную обратную связь по переменному току.

В методе оптимальной проводимости источника сигналов используется влияние проводимости g_c на характер температурной зависимости коэффициента усиления каскада. Так как крутизна S_0 (1.30) и входная проводимость g (1.31) транзистора зависят от температуры, причем температурная зависимость g выражена более резко, то при определенной стабильности режима работы подбором оптимальной проводимости g_c источника сигналов удастся частично скомпенсировать воздействие изменений S_0 и g на коэффициент усиления. Этот метод стабилизации по идее является компенсационным. Однако по способу исполнения и эффективности действия он принципиально отличается тем, что здесь не нужно подбирать определенную характеристику компенсирующего элемента. Условие компенсации заключено в характере изменения параметров транзистора и режима его работы от температуры.

Так как параметры транзистора и величины их изменений зависят от температуры, оптимальная проводимость источника сигналов $g_{c, \text{опт}}$ также оказывается температурно зависимой. Поэтому для получения абсолютной стабильности коэффициента усиления каскада необходимо при изменении температуры окружающей среды изменять по определенному закону и проводимость $g_{c, \text{опт}}$. При использовании в каскаде резисторов, сопротивления которых не зависят от температуры (исключая их ТКС), абсолютную стабильность коэффициента усиления получить невозможно, поэтому допускается некоторое изменение его при изменении температуры. В этих условиях основная задача метода — выбрать постоянную величину g_c , при которой коэффициент усиления каскада отличался бы от номинального значения в пределах заданного допуска в широком диапазоне температур.

Выражение относительной нестабильности коэффициента усиления каскада при изменении температуры

$$\delta K_T = \Delta \ln \frac{K}{K_0} = \Lambda \left\{ A \ln \frac{T}{T_0} + B \left[\frac{T_0}{T} e^{-\frac{qQ}{k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} - 1 \right] \right\} \text{ дб.} \quad (6.7)$$

Здесь $\Lambda = 20 \lg e \approx 8,68$ — масштабный множитель; T — абсолютная температура, К; T_0 — температура, соответствующая нормальным условиям эксплуатации усилителя (обычно $T_0 = 293$ К, т. е. 20°C); K_0 — коэффициент усиления при температуре T_0 (номинальный коэффициент усиления); q — заряд электрона; k — постоянная Больцмана; Q — ширина запрещенной зоны полупроводника, использованного для изготовления транзистора, равная $0,76$ э в германия и $1,12$ э в кремния.

Входящие в формулу (6.7) коэффициенты:

$$A = \frac{qg'_c \gamma_T S_{T1}}{k(g_0 + g'_c)} + \frac{g_0 - g'_c}{g_0 + g'_c}; \quad (6.8)$$

$$B = \frac{qg'_c S_{T2}}{kT_0 g_0 (g_0 + g'_c)} I_{K0}(T_0) \quad (6.9)$$

— безразмерные величины. Они зависят от параметров транзистора g_0 и $I_{K0}(T_0)$, измеренных при температуре T_0 (нормальные условия), коэффициентов нестабильности режима работы S_{T1} и S_{T2} , зависящих от схемы стабилизации, и эквивалентной проводимости источника сигналов g'_c . Последняя состоит из полной проводимости источника сигналов g_c или проводимости коллекторной нагрузки предыдущего каскада и проводимости базового делителя:

$$\text{или} \quad \left. \begin{aligned} g'_c &= g_c + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}, \\ g'_c &= \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}. \end{aligned} \right\} \quad (6.10)$$

Коэффициент A (6.8) учитывает влияние на коэффициент усиления теплового смещения напряжения базы транзистора и прямую чувствительность его параметров к температуре. В зависимости от значений g'_c величина A может быть положительной, равной нулю, а при больших g'_c — отрицательной. Коэффициент B (6.9) учитывает влияние обратного тока коллектора транзистора I_{K0} на коэффициент усиления каскада. Величина B всегда положительная.

Из формулы (6.7) следует, что характер изменения коэффициента усиления при изменении температуры зависит от соотношения коэффициентов A и B . При отрицательных значениях A , т.е. при больших проводимостях g'_c , коэффициент усиления при снижении температуры может возрастать. При положительных A коэффициент усиления при снижении температуры уменьшается. Таким образом, изменяя проводимость g'_c , можно изменять характер зависимости δK_T (6.7) от температуры. Это свойство g'_c и используется для эффективной стабилизации коэффициента усиления при изменении в широких пределах температуры окружающей среды.

Из формул (6.7)—(6.9) следует, что значение второго слагаемого в фигурных скобках выражения (6.7) существенно только при высоких температурах, когда параметр B сравнительно велик. При температурах ниже 0°C его значением по сравнению с первым слагаемым можно пренебречь. Поэтому нестабильность коэффициента усиления каскада при низких температурах определяется параметром A , а на высоких — параметрами A и B . При работе усилителя в широком диапазоне температур, например от -60 до

$+60^{\circ}\text{C}$, параметры A и B можно считать оптимальными, если они обеспечивают равные относительные изменения коэффициента усиления на крайних температурах диапазона. Кривые зависимости изменения коэффициента усиления от температуры при оптимальных параметрах A и B , соответствующих определенным неустойчивостям коэффициента усиления, представлены на рис. 6.1. Они рассчитаны по формуле (6.7). Значения параметров A и B приведены в табл. 6.1.

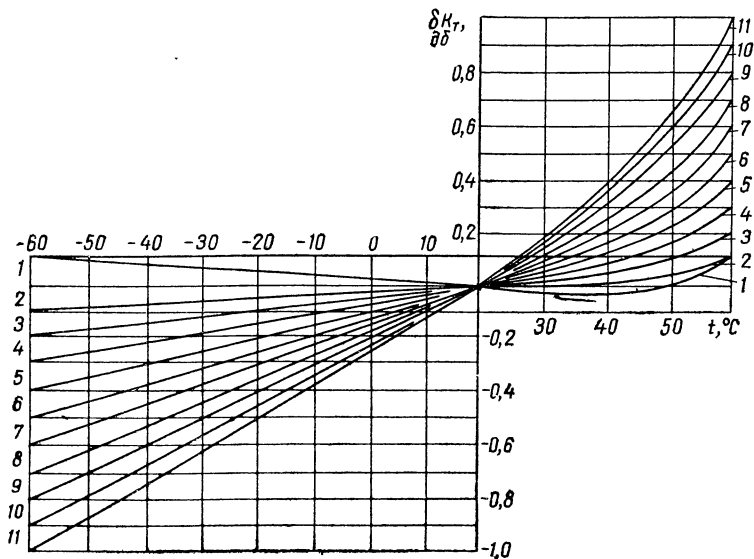


Рис. 6.1. Кривые зависимости изменения коэффициента усиления каскада при изменении температуры и различных значениях параметров A и B .

Оптимальному значению параметра A соответствует оптимальная проводимость источника сигналов

$$g'_{с. \text{ опт}} = g_0 \frac{1 - A}{1 + A - \frac{q\gamma_T S_{T1}}{k}}. \quad (6.11)$$

При высокой стабильности коэффициента усиления и, следовательно, при малых A , в том числе и $A=0$, оптимальная проводимость источника сигналов

$$g'_{с. \text{ опт}} \approx \frac{g_0}{1 - \frac{q\gamma_T S_{T1}}{k}} \quad (6.12)$$

Номер кривой	1	2	3	4	5
A	-0,036	0,036	0,0725	0,101	0,145
$B \cdot 10^3$	0,475	0,214	0,425	0,665	0,85

соизмерима с входной проводимостью транзистора g_0 и несколько больше ее. Для прикидочных расчетов можно приближенно считать $g'_{с. опт} \approx g$. При этом условии коэффициент усиления каскада

$$K = \frac{S_0}{g + g'_{с. опт}} \approx \frac{S_0}{2g} = \frac{h_{21}}{2},$$

т. е. в два раза меньше максимального возможного.

Из формулы (6.12) следует, что транзисторный усилитель можно стабилизировать по методу оптимальной проводимости источника сигналов при условии

$$\frac{g\gamma_T S_{T1}}{k} < 1. \quad (6.13)$$

Так как для большинства схем стабилизации режима с глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току

$$S_{T1} \approx \frac{1}{S_0 R_3},$$

из неравенства (6.13) можно определить минимальную величину сопротивления токостабилизирующего резистора, при котором еще возможна компенсация,

$$R_{3 \text{ мин}} > \frac{g\gamma_T}{kS_0} \approx \frac{\gamma_T T_0}{i_{0к}}. \quad (6.14)$$

Если, например, исходный ток коллектора $i_{0к} = 1 \text{ ма}$, то

$$R_{3 \text{ мин}} > \frac{2,5 \cdot 10^3 \cdot 293}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 750 \text{ ом}.$$

При снижении коллекторного тока $i_{0к}$ сопротивление $R_{3 \text{ мин}}$ возрастает. Поэтому при стабилизации экономических каскадов усиления по методу оптимальной проводимости источника сигналов необходимо увеличивать стабильность их режима работы.

параметров A и B

6	7	8	9	10	11
0,181	0,217	0,254	0,29	0,325	0,36
1,07	1,28	1,48	1,7	1,92	2,1

Порядок расчета усилителя, стабилизированного по методу оптимальной проводимости источника сигналов, следующий. По семейству выходных статических характеристик транзистора выбирают исходный режим, при котором обеспечивалась бы работа с требуемой амплитудой сигнала и малыми искажениями. Затем, полагая коэффициент усиления каскада при оптимальной проводимости источника сигналов $K = (0,3 \div 0,4) h_{21}$, определяют число каскадов в усилителе и рассчитывают величину δK_{T1} , приходящуюся на один каскад. Так как заданная общая нестабильность коэффициента усиления δK обусловлена изменением температуры окружающей среды, напряжения источника питания, температурной нестабильностью электролитических конденсаторов и изменением параметров транзисторов при их смене и в процессе «старения», то нестабильность коэффициента усиления каскада должна быть распределена между этими дестабилизирующими факторами.

По величине δK_{T1} выбирают соответствующую кривую на рис. 6.1 и по табл. 6.1 определяют ее параметры A и B . Задаются максимально допустимым падением напряжения источника питания на токостабилизирующем эмиттерном резисторе и определяют его величину. Затем при помощи формул (6.9) и (6.11) рассчитывают оптимальную проводимость источника сигналов $g'_{c, \text{опт}}$ и коэффициент нестабильности S_{T2} , а по ним определяют сопротивления элементов базового делителя R_1 и R_2 , а также g_c или R_k . В заключение расчета определяют смещение рабочей точки и по выходным характеристикам транзистора уточняют линейность режима работы каскада.

Для стабилизации характеристик усилителя часто используют отрицательную обратную связь, действующую на частоте сигнала. Стабилизирующее влияние отрицательной обратной связи на коэффициент усиления определяется зависимостью

$$\frac{\Delta K_{\text{о.с.}}}{K_{\text{о.с.}}} = \frac{1}{1 + \beta K} \cdot \frac{\Delta K}{K}, \quad (6.15)$$

где $K_{о.с}$ и K — соответственно коэффициенты усиления при замкнутой и разомкнутой петле обратной связи; β — глубина обратной связи.

Формула (6.15) показывает, что отрицательная обратная связь понижает относительную нестабильность коэффициента усиления усилителя в $1 + \beta K$ раз, т. е. во столько раз, во сколько раз уменьшается под ее влиянием коэффициент усиления.

С точки зрения эффективности действия отрицательной обратной связью целесообразно охватывать не один, а несколько каскадов. В этом случае абсолютное значение коэффициента усиления усилителя при той же относительной нестабильности его больше, чем при использовании индивидуальной петли обратной связи в каждом каскаде. При проектировании усилителей с общей обратной связью важно выбрать тип и определить максимальную глубину ее или предельное количество каскадов, которые еще могут быть ею охвачены. Последний вопрос связан с устойчивостью многокаскадных усилителей с обратной связью. Двухкаскадный усилитель при любой глубине отрицательной обратной связи и удовлетворительном качестве монтажа практически всегда устойчив. Трехкаскадные усилители устойчивы при глубине обратной связи до 20—30 дБ.

Тип общей обратной связи для конкретного усилителя выбирают с учетом следующих соображений. Последовательная обратная связь по току целесообразна в схемах с низкоомным источником сигналов. В таком усилителе источник сигналов охватывается цепью обратной связи, вследствие чего схема становится слабо чувствительной к изменению выходного сопротивления источника. При параллельной обратной связи по напряжению ослабляется влияние изменения величины сопротивления нагрузки на качественные показатели усилителя. По эффективности действия и сложности практического исполнения оба типа обратной связи оказываются примерно одинаковыми.

Для расчета цепи обратной связи предварительно определяют относительную нестабильность $\Delta K/K$ в схеме без обратной связи, затем, приравняв $\Delta K_{св}/K_{св}$ к требуемой нестабильности, при помощи выражения (6.15) определяют коэффициент обратной связи β и по нему в каждом конкретном случае находят сопротивления R_i или R_u цепей обратной связи по току и по напряжению.

Наряду с преимуществами метод стабилизации усилителей отрицательной обратной связью имеет и существенные недостатки. Глубокая отрицательная обратная связь значительно снижает коэффициент усиления усилителя, поэтому необходимо увеличивать число каскадов, чтобы скомпенсировать это уменьшение. В результате усложняется схема усилителя. Кроме того, часто приходится

использовать многопетлевую обратную связь для обеспечения устойчивости усилителя. Поэтому до введения отрицательной обратной связи желательно обеспечить стабильность коэффициента усиления усилителя другими способами, например выбором оптимальной проводимости источника сигналов, а затем использовать отрицательную обратную связь для получения высокой стабильности. Используя оба рассмотренных метода стабилизации, можно проектировать усилители, пригодные для серийного производства, с относительной нестабильностью коэффициента усиления порядка единиц процентов в диапазоне температур от -60 до $+60^\circ\text{C}$ при абсолютном значении коэффициента усиления примерно 50 дб. Оба метода эффективны только в тех схемах, где обеспечена высокая стабильность режима работы транзистора.

Пример 1. Рассчитать усилитель с коэффициентом усиления не менее 200 (46 дб). Абсолютная нестабильность коэффициента усиления в диапазоне температур от -60 до $+60^\circ\text{C}$ не должна превышать $0,4$ дб. Полоса пропускания усилителя 100 гц — 10 кгц; допустимая неравномерность частотной характеристики $M_{н. общ} = M_{в. общ} = 1,41$ (3 дб); амплитуда входного сигнала — 1 мв, напряжение источника питания $E_k = -15$ в.

Широкий диапазон рабочих температур и высокие требования, предъявляемые к стабильности коэффициента усиления усилителя, обуславливают использование схем с жесткой стабилизацией режима работы. Выбираем схему стабилизации с отрицательной обратной связью по постоянному току последовательного типа (рис. 2.7). В результате предварительного расчета усилителя определяем необходимое число каскадов и выбираем тип транзистора. Учитывая условия $f_{пред} > h_{21} F_v$ (6.2), попробуем применить транзистор типа МП15А. Его параметры:

$$\bar{f}_{пред} = 2 \text{ Мгц}, h_{21} = 50 \div 100 \text{ и } I_{к0} = 0,5 \text{ мка при } T_0 = 20^\circ\text{C}.$$

В связи с высокими требованиями к постоянству коэффициента усиления в широком диапазоне температур для стабилизации необходимо использовать метод оптимальной проводимости источника сигналов. В этом случае коэффициент усиления одного каскада на средних частотах

$$K_0 = (0,3 \div 0,4) h_{21} = 0,35 h_{21\text{мин}} = 0,35 \cdot 50 = 17,5 \text{ (25 дб)}.$$

Из соотношения $K_{общ} = K_0^n$ находим необходимое число каскадов

$$n = \frac{\lg K_{общ}}{\lg K_0} = \frac{K_{общ} \text{ дб}}{K_0 \text{ дб}} = \frac{46}{25} \approx 1,83.$$

Принимаем $n = 2$. Проверяем, обеспечит ли транзистор МП15А в двухкаскадном усилителе заданную верхнюю граничную частоту полосы пропускания $F_v = 10$ кгц. Используя формулу (6.5), проверяем выполнение неравенства

$$F_v = 10 \text{ кгц} \leq \frac{f_{пред}}{h_{21\text{макс}}} \sqrt{\frac{n}{\sqrt{M_{в. общ}^2} - 1}} = \frac{2 \cdot 10^6}{100} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{1,41^2} - 1}} \approx 13 \text{ кгц}.$$

Поскольку оно выполняется, транзистор типа МП15А можно использовать в усилителе. Если это неравенство не выполняется, следует выбрать более высокочастотный транзистор.

Выбираем режим работы транзисторов $i_{0к1} = i_{0к2} = i_{0к} = 1 \text{ ма}$, падение напряжения коллектор — эмиттер $u_{0к1} = u_{0к2} = u_{0к} = 3 \text{ в}$. Используя формулы (1.17) и (1.20), находим значения малосигнальных параметров:

$$S_0 = \frac{q}{kT} i_{0к} = 40 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 40 \cdot 10^{-3} \text{ а/в};$$

$$g = \frac{S_0}{h_{21}} = \frac{40 \cdot 10^{-3}}{50 \div 100} = (0,4 \div 0,8) \cdot 10^{-3} \text{ см.}$$

Распределяем частотные искажения в области нижних частот по каскадам:

$$M_H = \sqrt[n+1]{M_{H, \text{общ}}} = \sqrt[3]{1,41} \approx 1,12.$$

Считая, что частотные искажения каскада M_H в равной мере обусловлены как разделительным конденсатором C_1 , так и блокирующим конденсатором C_2 , находим

$$M_{H1} = M_{H2} = \sqrt{M_H} = \sqrt{1,12} \approx 1,06.$$

В заключение предварительного расчета распределяем общую нестабильность коэффициента усиления усилителя по каскадам и их элементам. Полагая, что нестабильности каскадов примерно одинаковы, находим их допустимые значения

$$\delta K_1, \delta b = \frac{1}{n} \delta K_{\text{общ}}, \delta b = \frac{1}{2} \cdot 0,4 = 0,2 \delta b.$$

В связи с низкой рабочей частотой усилителя блокировочные конденсаторы эмиттерных цепей, по-видимому, будут электролитическими. Поэтому относительное изменение усиления каскада δK_1 должно быть отнесено как на счет собственной нестабильности транзистора, так и нестабильности, обусловленной изменением параметров электролитических конденсаторов при изменении температуры. При этом цепи развязки каскадов необходимо выполнить по схеме рис. 3.10. Допуская нестабильность, обусловленную изменением параметров электролитического конденсатора в цепи эмиттера, равной $0,1 \delta b$, определяем собственную нестабильность $\delta K_T = 0,2 - 0,1 = 0,1 \delta b$.

По допустимой нестабильности коэффициента усиления $\delta K_T = 0,1 \delta b$, графику (рис. 6.1) и табл. 6.1 выбираем соответствующую кривую и находим ее параметры. Данному случаю соответствует кривая 1, следовательно, $A = -0,036$; $B = 0,475 \cdot 10^{-3}$.

Расчет величин элементов начинаем с оконечного каскада. Ориентировочно выбираем сопротивление коллекторной нагрузки $R_{к2} = 3 \text{ ком}$. При дальнейшем расчете его можно будет уточнить. Допуская падение напряжения на сопротивлении фильтра $u_\Phi = 1 \text{ в}$, по формуле

$$R_3 = \frac{E_k - u_{0к} - i_{0к} R_{к2} - u_\Phi}{i_{0к}}$$

определяем сопротивление токостабилизирующего резистора эмиттерной цепи

$$R_3 = \frac{15 - 3 - 1 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 - 1}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 8,2 \text{ ком.}$$

По выражениям (2.45) и (6.11) находим коэффициент нестабильности коллекторного тока

$$S_{\tau 1} = \frac{1}{40 \cdot 10^{-3} \cdot 8,2 \cdot 10^3} \approx 3 \cdot 10^{-3}$$

и величину оптимальной проводимости источника сигналов

$$g'_{\text{с.опт}} = 0,6 \cdot 10^{-3} \frac{1 + 0,036}{1 - 0,036 - \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{1,37 \cdot 10^{-23}}} \approx 0,7 \text{ мсим.}$$

Используя формулу (6.9), определяем допустимый коэффициент нестабильности коллекторного тока

$$S_{\tau 2} = \frac{kT_0 g_0 B (g_0 + g'_{\text{с.опт}})}{q g'_{\text{с.опт}} I_{\text{к0}} (T_0)} = \\ = \frac{1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 0,475 \cdot 10^{-3} (0,6 \cdot 10^{-3} + 0,7 \cdot 10^{-3})}{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,7 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}} \approx 0,026.$$

Рассчитываем сопротивления резисторов цепи смещения R_1 , R_2 и сопротивление коллекторной нагрузки $R_{\text{к1}}$ предыдущего каскада по формулам:

$$R_1 = \frac{(h_{21\text{мин}} S_{\tau 2} - 1) E_{\text{к}}}{i_{0\text{к}2}} = \frac{(50 \cdot 0,026 - 1) \cdot 15}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 4,3 \text{ ком.}$$

$$R_2 = \frac{i_{0\text{к}2} R_1 R_3}{E_{\text{к}} - R_3 i_{0\text{к}2}} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 4,3 \cdot 10^3 \cdot 8,2 \cdot 10^3}{15 - 8,2 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3}} \approx 5,1 \text{ ком.}$$

$$R_{\text{к1}} = \frac{1}{g'_{\text{с.опт}} - \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{0,7 \cdot 10^{-3} - \frac{1}{4,3 \cdot 10^3} - \frac{1}{5,1 \cdot 10^3}} \approx 2,7 \text{ ком.}$$

Если в результате вычислений получится $R_1 < 0$, то это значит, что заданная стабильность не реализуется при выбранном транзисторе и необходимо использовать транзистор с меньшим $I_{\text{к0}}$. Проверив расчет, находим коэффициент усиления каскада

$$K_0 = \frac{S_0}{g_0 + g'_{\text{с.опт}}} = h_{21\text{мин}} \frac{1}{1 + \frac{g'_{\text{с.опт}}}{g_0}} = 50 \frac{1}{1 + \frac{0,7 \cdot 10^{-3}}{0,6 \cdot 10^{-3}}} \approx 23$$

и убеждаемся в том, что два идентичных каскада на транзисторах типа МП15А обеспечат требуемое усиление. Кроме того, можно вычислить при помощи

выражений (1.37) и (1.39) значения $\Delta u_{6,т}$ и $\Delta I_{к0}$ и по формуле (2.47) определить изменение тока коллектора каскада. В результате получим:

$$\Delta u_{6,т} = 2,5 \cdot 10^{-3} [+60 - (-60)] = 0,3 \text{ в};$$

$$\Delta I_{к0} \approx I_{к0} (+60) = 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot e^{0,09 \cdot (60-20)} \approx 16 \text{ мка};$$

$$\Delta i_{0к} = 40 \cdot 10^{-3} \cdot 0,3 \cdot 3 \cdot 10^{-3} + 100 \cdot 16 \cdot 10^{-6} \cdot 0,026 \approx 0,082 \text{ ма (8,2\%)}.$$

Определяем емкость разделительного конденсатора C_1 и конденсатора C_2 , шунтирующего эмиттерный резистор R_3 . Используя соответственно формулы (3.44) и (3.45) и учитывая, что $R_{к2} \ll R_i$, получаем:

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 2,7 \cdot 10^3 \sqrt{1,06^2 - 1}} \approx 15 \text{ мкф};$$

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot \sqrt{1,06^2 - 1}} \approx 200 \text{ мкф}.$$

Во втором каскаде остается определить только величины элементов развязывающего фильтра $R_\phi C_\phi$ (рис. 3.10): сопротивление резистора

$$R_\phi = \frac{u_\phi}{i_{0к2}} = \frac{1}{1 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ ком};$$

емкость конденсатора по формуле (3.51)

$$C_\phi \leq 200 \cdot 10^{-6} \frac{40 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^3}{\left(1 + 0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^3 + \frac{1 \cdot 10^3}{8,2 \cdot 10^3}\right)^2} \approx 2500 \text{ мкф}.$$

Кроме того,

$$C_\phi \geq \frac{10}{2\pi F_H R_\phi} = \frac{10}{2\pi \cdot 100 \cdot 1 \cdot 10^3} \approx 16 \text{ мкф},$$

поэтому выбираем $C_\phi = 50 \text{ мкф}$.

Элементы первого каскада рассчитываются аналогично.

Пример 2. Определить температурную нестабильность коэффициента усиления двухкаскадного усилителя (рис. 2.10, б) по условиям примера 3 гл. 2, воспользовавшись найденными в нем величинами элементов схемы. Сопротивление источника сигналов $R_0 = 600 \text{ ом}$. Расчет начинаем с первого каскада. По формулам (1.39) и (6.10) находим значение обратного тока коллектора при температуре $T_0 = 20^\circ \text{С}$ и эквивалентную проводимость источника сигналов:

$$I_{к0}(T_0) = 250 \cdot 10^{-6} \cdot e^{0,09 \cdot (20-55)} \approx 10 \text{ мка};$$

$$g_c = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_5} = \frac{1}{600} + \frac{1}{5,1 \cdot 10^3} \approx 1,87 \text{ мсим}.$$

Затем определяем коэффициенты стабилизации коллекторного тока. Учитывая формулы (2.15)–(2.17) и (2.74), получаем:

$$S_{\tau 1} = \frac{i_{0к1}(2E + u_{0к1})}{S_0 E (E_K - u_{0к1})} = \frac{3 \cdot 10^{-3} \cdot (2 \cdot 5 + 5)}{0,12 \cdot 5 (15 - 5)} \approx 7,5 \cdot 10^{-3};$$

$$S_{\tau 2} = \frac{1,1}{h_{21}} \left(1 + \frac{R_4}{R_2}\right) = \frac{1,1}{90} \left(1 + \frac{1,6 \cdot 10^3}{3,3 \cdot 10^3}\right) \approx 0,018.$$

Используя соотношения (6.8) и (6.9), находим коэффициенты:

$$A = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1,87 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 7,5 \cdot 10^{-3}}{1,37 \cdot 10^{-23} (1,5 \cdot 10^{-3} + 1,87 \cdot 10^{-3})} + \frac{1,5 \cdot 10^{-3} - 1,87 \cdot 10^{-3}}{1,5 \cdot 10^{-3} + 1,87 \cdot 10^{-3}} \approx 0,015;$$

$$B = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 1,87 \cdot 10^{-3} \cdot 0,018 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} (1,5 \cdot 10^{-3} + 1,87 \cdot 10^{-3})} \approx 2,6 \cdot 10^{-3}.$$

Пользуясь данными графика рис. 6.1 и табл. 6.1, по найденным коэффициентам A и B можно приближенно оценить нестабильность коэффициента усиления каскада. С уменьшением температуры коэффициент усиления уменьшается и при -60°C отличается примерно на $0,05 \text{ дб}$ от его номинального значения при 20°C . Значительно сильнее он возрастает при повышенных температурах и при $+60^\circ\text{C}$ нестабильность составляет примерно 1 дб . Это объясняется большим значением $I_{\text{к0}}$ транзистора и сильным влиянием его на режим работы, а следовательно, на коэффициент усиления каскада. Так, уже при $I_{\text{к0}}(20^\circ\text{C}) = 1 \text{ мка}$ $B \approx 0,26 \cdot 10^{-3}$, что обуславливает нестабильность при $+60^\circ\text{C}$ всего лишь в $0,1 \text{ дб}$. Если сравнить эти результаты со стабильностью рассчитанного в примере 1 каскада усилителя с разделительным конденсатором, то легко установить, что первый каскад схемы рис. 2.10, б обеспечивает несколько более высокую стабильность коэффициента усиления при большем в два раза исходном значении $I_{\text{к0}}(20^\circ\text{C})$.

Более точно температурная нестабильность коэффициента усиления каскада рассчитывается по формуле (6.7). Для температур -60°C (213K) и $+60^\circ\text{C}$ (333K) соответственно получаем:

$$\delta K_{\text{T}}' = 8,68 \left\{ 0,015 \ln \frac{213}{293} + 2,6 \cdot 10^{-3} \left[\frac{293}{213} e^{-\frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,76}{1,37 \cdot 10^{-23}}} \left(\frac{1}{213} - \frac{1}{293} \right) - 1 \right] \right\} \approx -0,042 \text{ дб};$$

$$\delta K_{\text{T}}'' = 8,68 \left\{ 0,015 \ln \frac{333}{293} + 2,6 \cdot 10^{-3} \left[\frac{293}{333} e^{-\frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,76}{1,37 \cdot 10^{-23}}} \left(\frac{1}{333} - \frac{1}{293} \right) - 1 \right] \right\} \approx 0,76 \text{ дб}.$$

Аналогично выполняем расчеты для второго каскада усилителя (рис. 2.10, б). Находим эквивалентную проводимость источника сигналов

$$g_{\text{с}}' = \frac{1}{R_2} = \frac{1}{3,3 \cdot 10^3} \approx 0,31 \text{ мсим},$$

коэффициенты стабилизации коллекторного тока

$$S_{\text{T1}} = -\frac{i_{0\text{к}2}}{S_0 E} = -\frac{3 \cdot 10^{-3}}{0,12 \cdot 5} = -5 \cdot 10^{-3};$$

$$S_{\text{T2}} = -\frac{1,1}{h_{21}} = -\frac{1,1}{90} \approx -0,012,$$

коэффициенты:

$$A = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,31 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} (-5 \cdot 10^{-3})}{1,37 \cdot 10^{-23} (1,5 \cdot 10^{-3} + 0,31 \cdot 10^{-3})} + \frac{1,5 \cdot 10^{-3} - 0,31 \cdot 10^{-3}}{1,5 \cdot 10^{-3} + 0,31 \cdot 10^{-3}} \approx 0,65;$$

$$B = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,31 \cdot 10^{-3} (-0,012) \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} (1,5 \cdot 10^{-3} + 0,31 \cdot 10^{-3})} \approx -0,55 \cdot 10^{-3}.$$

Значения сомножителей $\Delta \ln \frac{T}{T_0}$ и $\Lambda \left[\frac{T_0}{T} e^{-\frac{qQ}{k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} - 1 \right]$

T°, C	-60	-50	-40	-30	-20
$\Delta \ln T/T_0$	-2,76	-3,35	-2,0	-1,62	-1,27
$\Lambda \left[\frac{T_0}{T} e^{-\frac{qQ}{k} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} - 1 \right]$	-8,68	-8,68	-8,68	-8,68	-8,6

В результате приближенной оценки нестабильности коэффициента усиления второго каскада, выполненного при помощи графика (рис. 6.1) и табл. 6.1, находим, что при $-60^\circ C$ коэффициент усиления снижается примерно на 2 дб, а при $+60^\circ C$ — возрастает на 1 дб. Точнее:

$$\delta K_T' = 8,68 \left\{ 0,65 \ln \frac{213}{293} + (-0,55 \cdot 10^{-3}) \left[\frac{293}{213} e^{-\frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,76}{1,37 \cdot 10^{-23}} \left(\frac{1}{273} - \frac{1}{293} \right)} - 1 \right] \right\} \approx -1,8 \text{ дб};$$

$$\delta K_T'' = 8,68 \left\{ 0,65 \ln \frac{333}{293} + (-0,55 \cdot 10^{-3}) \left[\frac{293}{333} e^{-\frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 0,76}{1,37 \cdot 10^{-23}} \left(\frac{1}{333} - \frac{1}{293} \right)} - 1 \right] \right\} \approx 0,54 \text{ дб}.$$

Суммируя нестабильности отдельных каскадов, находим общую нестабильность коэффициента усиления усилителя на нижней и верхней граничных температурах:

$$\delta K_{T,\text{общ}}' = 0,042 - 1,8 = -1,76 \text{ дб};$$

$$\delta K_{T,\text{общ}}'' = 0,76 + 0,54 = 1,3 \text{ дб}.$$

Результирующая нестабильность

$$\delta K_{T,\text{общ}} = |\delta K_{T,\text{общ}}'| + |\delta K_{T,\text{общ}}''| = 1,76 + 1,3 \approx 3 \text{ дб}.$$

При необходимости можно рассчитать нестабильность коэффициента усиления схемы на любой температуре рабочего диапазона или на нескольких температурах и построить график зависимости $\delta K_{\text{общ}} = f(T)$. Для удобства выполнения этих расчетов в табл. 6.2 приведены значения входящих в формулу (6.7) сомножителей при коэффициентах A и B для разных температур. Определив коэффициенты A и B , по формуле (6.7) с учетом данных табл. 6.2 находим значения δK_T при различных температурах.

При расчете не учитывалась нестабильность, обусловленная изменением параметров электролитических конденсаторов. Поэтому, фактически, определена собственная нестабильность усиления транзисторов. Несмотря на высокое постоянство режима работы транзисторов, коэффициент усиления усилителя изменяется заметно — на 3 дб, причем в основном за счет изменения усиления второго каскада, значительная нестабильность которого связана с большой величиной коэффициента A .

при различных температурах

-10	0	10	20	30	40	50	60
-0,93	-0,61	-0,29	0	0,26	0,6	0,85	1,08
-8,3	-7,55	-5,42	0	14,5	58,6	119	2

В примере 3 гл. 2 сопротивление резистора R_2 выбиралось без учета необходимости стабилизации коэффициента усиления каскада, требовалось лишь получить определенную стабильность режима. В результате оказалось, что вследствие большого сопротивления переменному току (малое g_c') во втором каскаде проявляется прямое влияние температуры на параметры транзистора. Действительно, если выбрать для этого каскада $g_0' = 1,4$ мсим и, следовательно,

$$R_2' = \frac{1}{g_c'} = \frac{1}{1,4 \cdot 10^{-3}} \approx 680 \text{ ом},$$

то его коэффициенты $A \approx 0,006$, $B \approx -1,5 \cdot 10^{-3}$. Пользуясь табл. 6.2, определяем относительную нестабильность коэффициента усиления каскада при -60 и $+60^\circ\text{C}$:

$$\delta K_T' = -2,76 \cdot 0,006 + (-8,68) (-1,5 \cdot 10^{-3}) \approx 0,004 \text{ дб};$$

$$\delta K_T'' = 1,08 \cdot 0,006 + 290 (-1,5 \cdot 10^{-3}) \approx -0,44 \text{ дб}.$$

Поэтому общая нестабильность усиления усилителя на крайних рабочих температурах

$$\delta K_{T, \text{общ}}' = 0,042 + 0,004 = 0,046 \text{ дб};$$

$$\delta K_{T, \text{общ}}'' = 0,76 - 0,44 = 0,32 \text{ дб},$$

а результирующая

$$\delta K_{\text{общ}} = |\delta K_{T, \text{общ}}'| + |\delta K_{T, \text{общ}}''| = 0,366 \text{ дб}.$$

Учитывая широкий диапазон рабочих температур и сравнительно большой обратный ток коллектора используемого транзистора, полученную стабильность усиления следует признать очень высокой.

Остается только видоизменить коллекторную нагрузку транзистора в первом каскаде, чтобы обеспечить $g_c' = 1,4$ мсим. Для этого необходимо выполнить R_2 в виде последовательно соединенных резисторов $R_2' = 680$ ом и $R_2'' = R_2 - R_2' = 3,3 \cdot 10^3 - 680 \approx 2,7$ ком. Резистор R_2' следует использовать как коллекторную нагрузку по переменному току, а R_2'' — как элемент развязывающего фильтра. Точка их соединения должна быть подключена к общему проводу через конденсатор достаточной емкости.

При переходе к оптимальной нагрузке номинальный коэффициент усиления усилителя при 20°С снижается. Поскольку приведенная проводимость нагрузки $g + g_c$ возрастает в $(1,5 \cdot 10^{-3} + 1,4 \cdot 10^{-3}) / (1,5 \cdot 10^{-3} + 0,31 \times 10^{-3}) \approx 1,6$ раза, то во столько же раз уменьшается общий коэффициент усиления.

Схема не требует специальной настройки за исключением того, что может появиться необходимость в изменении сопротивления резистора R_2' , если при климатических испытаниях окажется, что нестабильность коэффициента усиления выходит за пределы допуска.

Используя приведенные выше методы стабилизации, можно проектировать транзисторные усилители с высокими качественными показателями, предназначенные для работы в широком диапазоне температур.

Рассмотрим несколько вариантов практических схем усилителей и их технические характеристики. Особенностью схем является высокая стабильность режима работы транзисторов, достигнутая за счет глубокой отрицательной обратной связи по постоянному току. Благодаря этому изменение параметров транзисторов не влияет на режим работы схем. Для обеспечения температурной стабильности коэффициента усиления усилителей коллекторные нагрузки в каскадах выбраны оптимальными; они имеют примерно тот же порядок проводимости, что и входная проводимость транзистора в следующем каскаде. Кроме того, для уменьшения влияния температурной нестабильности параметров используемых в схемах электролитических конденсаторов на коэффициент усиления применяется развязывающая цепь, конденсатор которой соединен с эмиттером транзистора.

В схемах используются резисторы типа ОМЛТ, конденсаторы типов ЭТО и МБМ, которые можно заменить конденсаторами типа К73П-3.

Схема двухкаскадного усилителя с непосредственной связью приведена на рис. 6.2, а. Исходные режимы работы транзисторов: $i_{0к1} = 0,6$ ма, $u_{0к1} = 2,2$ в и $i_{0к2} = 1,5$ ма, $u_{0к2} = 2,5$ в, а их параметры в этих режимах: $g_1 = 0,56$ мсим, $S_{01} = 24$ ма/в, $I_{к01}(20^\circ\text{C}) = 1$ мка и $g_2 = 0,83$ мсим, $S_{02} = 42,5$ ма/в, $I_{к02}(20^\circ\text{C}) = 1$ мка. Электрические параметры усилителя: коэффициент усиления 59 дб, входное сопротивление 1,3 ком, выходное сопротивление 2 ком, неравномерность частотной характеристики в диапазоне частот 1—27 кГц не более 3 дб, коэффициент нелинейных искажений при выходном напряжении 1 в в диапазоне температур от -60 до +60°С не более 5%, потребляемый ток 2,7 ма. Экспериментально снятая зависимость относительной нестабильности коэффициента усиления схемы от температуры приведена на рис. 6.2, б. При замене в схеме (рис. 6.2, а) конденсаторов

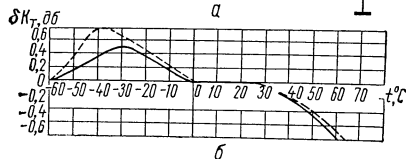
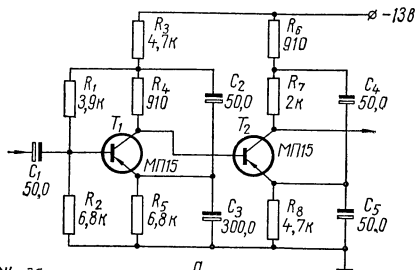


Рис. 6.2. Двухкаскадный усилитель с непосредственной связью:

а — схема; б — кривые зависимости коэффициента усиления от температуры; — при использовании конденсаторов типа МБМ емкостью 1 мкф каждый; - - - — электролитических конденсаторов типа ЭТО.

типа ЭТО на конденсаторы типа МБМ емкостью 1 мкф коэффициент усиления схемы снижается до 55 дб, а его стабильность повышается, неравномерность частотной характеристики уменьшается до 2 дб, остальные параметры остаются без изменения.

Схема двухкаскадного усилителя с общей отрицательной обратной связью по постоянному току показана на рис. 6.3, а. Исходные режимы работы транзисторов: $i_{0к1} = 0,9$ ма, $u_{0к1} = 3,4$ в и $i_{0к2} = 0,8$ ма, $u_{0к2} = 2,6$ в, а их параметры в этих режимах: $g_1 = 0,69$ мсим, $S_{01} = 31$ ма/в, $I_{к01}(20^\circ\text{C}) = 1$ мка и $g_2 = 0,72$ мсим, $S_{02} = 26$ ма/в, $I_{к02}(20^\circ\text{C}) = 1,5$ мка.

Электрические параметры усилителя: коэффициент усиления 57 дб, входное сопротивление 0,9 ком, выходное сопротивление 2,8 ком, неравно-

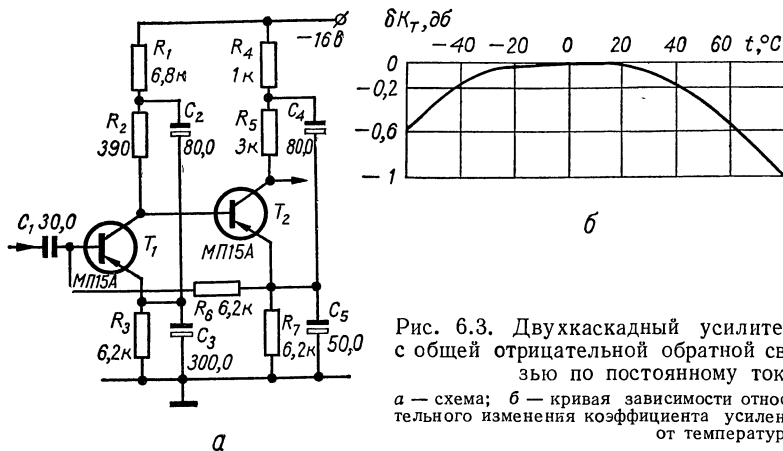


Рис. 6.3. Двухкаскадный усилитель с общей отрицательной обратной связью по постоянному току: а — схема; б — кривая зависимости относительного изменения коэффициента усиления от температуры.

мерность частотной характеристики в диапазоне частот 0,1—50 кГц не более 0,5 дб, коэффициент нелинейных искажений при выходном напряжении 1 в в диапазоне температур от -60 до $+60^\circ\text{C}$ не более 5%, потребляемый ток 2 ма. Экспериментально снятая зависимость относительной нестабильности коэффициента схемы усиления от температуры показана на рис. 6.3, б.

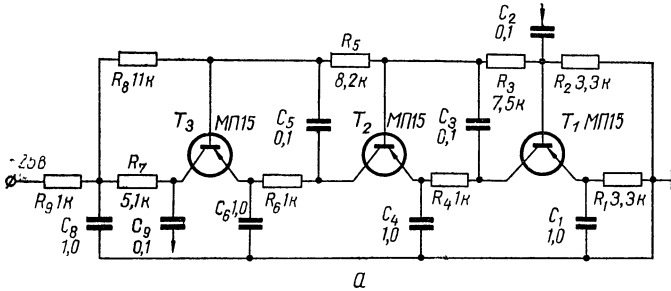
Схема трехкаскадного усилителя с последовательным питанием показана на рис. 6.4, а. Исходные режимы работы транзисторов: коллекторные токи примерно одинаковые $i_{0к} = 1$ ма, $u_{0к1} = 3,7$ в, $u_{0к2} = 3,4$ в, $u_{0к3} = 5$ в, а их параметры в этих режимах: $g_1 = 0,9$ мсим, $S_{01} = 36,5$ ма/в, $I_{к01}(20^\circ\text{C}) = 1$ мка; $g_2 = 1,1$ мсим, $S_{02} = 37,7$ ма/в, $I_{к02}(20^\circ\text{C}) = 1,5$ мка и $g_3 = 0,43$ мсим, $S_{03} = 33,5$ ма/в, $I_{к03}(20^\circ\text{C}) = 2$ мка. Электрические параметры усилителя: коэффициент усиления 82 дб, входное сопротивление 0,55 ком, выходное сопротивление 4,5 ком, неравномерность частотной характеристики в диапазоне частот 5—85 кГц не более 3 дб, коэффициент нелинейных искажений при выходном напряжении 1 в в диапазоне температур от -60 до $+60^\circ\text{C}$ не более 5%, потребляемый ток 2,2 ма.

Экспериментально снятая зависимость относительной нестабильности коэффициента от температуры приведена на рис. 6.4, б.

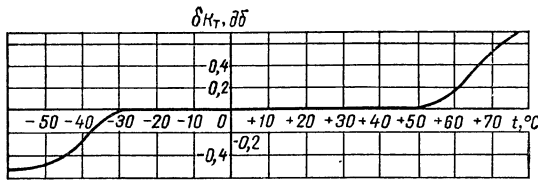
Схема двухкаскадного усилителя с непосредственной связью показана на рис. 6.5, а, вариант двухкаскадного каскадного усилителя, также с непо-

средственной связью, — на рис. 6.5, б. Обе схемы работают в экономичном режиме. Экспериментально снятые зависимости изменений коэффициентов усиления усилителей от температуры при использовании транзисторов типа МП103 показаны на рис. 6.5, в. Потребляемый схемой рис. 6.4, а ток составляет 25 мка, а схемой рис. 6.5, б — 17 мка. Обе схемы обеспечивают усиление не менее 40 дб.

Схема четырехкаскадного усилителя с непосредственной связью между каскадами, отличающаяся сравнительно высоким входным и низким выходным сопротивлениями и достаточно высокой стабильностью, показана на рис. 6.6, а. Схема состоит из включенных на входе и выходе эмиттерных повторителей



а



б

Рис. 6.4. Трехкаскадный усилитель с последовательным питанием транзисторов:

а — схема; б — кривая зависимости относительного изменения коэффициента усиления от температуры.

на транзисторах T_1 , T_2 и двух усилительных каскадов на транзисторах T_3 , T_4 . В схеме обеспечивается высокая стабильность режима работы транзисторов за счет глубокой межкаскадной отрицательной обратной связи по постоянному току (по типу схемы рис. 2.10). Благодаря этому режим остается постоянным при значительном разбросе параметров транзисторов. При необходимости можно в широких пределах изменять ток коллектора входного каскада, что очень важно для получения низкого уровня собственных шумов при помощи сопротивления R_1 . Естественно, что при этом также будут изменяться и режимы работы остальных каскадов. В целях обеспечения малого уровня собственных шумов напряжение коллектор—эмиттер транзистора T_1 поддерживается на уровне около 1 в. Это достигается при соответствующем включении транзистора T_2 и использовании диода D_1 . Так как падение напряжения эмиттер — база кремниевого транзистора T_2 составляет примерно 0,6 в и такой же порядок имеет падение напряжения на электродах открытого диода D_1 , то $u_{окл} \approx 1,2$ в.

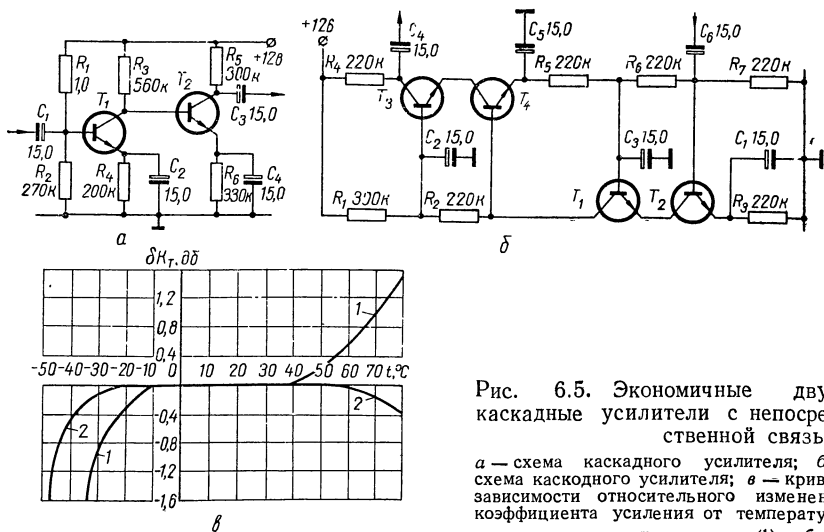


Рис. 6.5. Экономичные двухкаскадные усилители с непосредственной связью:
 а — схема каскадного усилителя; б — схема каскадного усилителя; в — кривые зависимости относительного изменения коэффициента усиления от температуры для схемы а (1) и б (2).

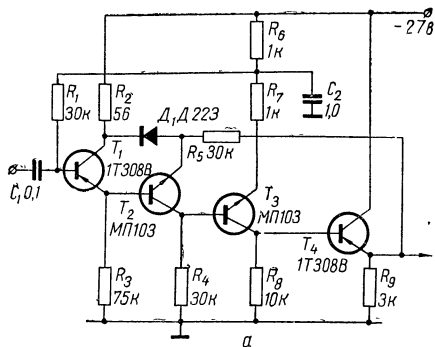
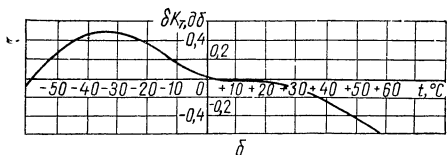


Рис. 6.6. Четырехкаскадный стабильный усилитель с малым выходным и сравнительно большим входным сопротивлениями:
 а — схема; б — кривая зависимости относительного изменения коэффициента усиления от температуры.



В схеме имеется несколько цепей обратной связи по переменному току, стабилизирующих коэффициент усиления. Резисторы R_3 , R_7 и R_9 являются элементами цепей индивидуальной (местной) отрицательной обратной связи соответственно в первом, третьем и четвертом каскадах. Кроме них, в усилителе имеется цепь общей (межкаскадной) обратной связи, образованная в результате подключения резистора R_5 между эмиттерами транзисторов T_2 и T_4 . Это отрицательная обратная связь по переменному напряжению с последовательной подачей напряжения обратной связи на вход. Она уменьшает выходное сопротивление усилителя и повышает входное сопротивление второго каскада, в результате чего уменьшается его шунтирующее действие на сопротивление R_3 и, следовательно, на входное сопротивление усилителя. Поступающее на вход напряжение обратной связи выделяется на резисторе R_2 и диоде D_1 . Меняя сопротивление резистора R_2 , можно изменять коэффициент усиления схемы (коэффициент увеличивается при уменьшении R_2).

Исходные режимы работы транзисторов в схеме: $i_{0к1} = 0,23 \text{ ма}$, $u_{0к1} = 1,2 \text{ в}$; $i_{0к2} = 0,54 \text{ ма}$, $u_{0к2} = 1,7 \text{ в}$; $i_{0к3} = 0,85 \text{ ма}$, $u_{0к3} = 7 \text{ в}$; $i_{0к4} = 3,3 \text{ ма}$, $u_{0к4} = 9 \text{ в}$. Электрические параметры усилителя: коэффициент усиления 46 дБ, входное сопротивление 30 ком, выходное сопротивление 20 ом, неравномерность частотной характеристики в диапазоне частот 1—30 кГц не более 1,5 дБ, уровень шумов, приведенных ко входу усилителя, нагруженному на омическое сопротивление 200 ом, не превышает 0,1 мкВ в полосе пропускания 3 кГц на средней частоте 10 кГц, потребляемый ток 5 ма.

Экспериментально снятая зависимость относительного изменения коэффициента усиления схемы от температуры показана на рис. 6.6, б.

3. ВХОДНЫЕ МАЛОШУМЯЩИЕ КАСКАДЫ

При усилении малых сигналов большое значение имеет уровень собственных шумов входных каскадов усилителя. Уровень шумов транзисторных каскадов зависит от способа их построения, режима работы и величины сопротивления источника сигналов. Дифференциальный (в элементарной полосе частот) коэффициент шума каскада, работающего от источника сигналов с внутренней проводимостью

$$Y_c = g_c + jb_c, \quad (6.16)$$

при включении транзистора по схеме с общим эмиттером определяется приближенным выражением

$$\begin{aligned} W = 1 + \left[(g_c + g)^2 + (b_c + b)^2 \right] \frac{R_{ш}}{g_c} + \left\{ \left[1 + R_{кор} (g_c + g) \right]^2 + \right. \\ \left. + R_{кор}^2 (b_c + b)^2 \right\} \frac{g_{ш}}{g_c}, \end{aligned} \quad (6.17)$$

где

$$b = \omega C_{вх} \approx \frac{\omega S_0}{2\pi f_a} = S_0 \frac{f}{f_a}; \quad (6.18)$$

g — входная реактивная и активная проводимости транзистора.

Для уменьшения коэффициента шума каскада $Ш$ имеется три способа.

Первый состоит в выборе малошумящих транзисторов со сравнительно низкими величинами шумовых параметров $R_{ш}$, $R_{кор}$ и $g_{ш}$. Естественно, что при этом имеются ограничения практического характера, связанные с параметрами наиболее малошумящих, выпускаемых серийно транзисторов.

Второй способ сводится к выбору соответствующих значений g_c и b_c . Коэффициент шума $Ш$ имеет минимальное значение при настройке входной цепи в резонанс, т. е. при выполнении условия

$$b_c = b_{c.опт} = -b \quad (6.19)$$

и при шумовом согласовании активных составляющих проводимостей источника сигналов и входной проводимости транзистора

$$g_c = g_{c.опт} = \frac{g}{a}, \quad (6.20)$$

где

$$a = \sqrt{\frac{u_{пр.кз}^2}{u_{пр.хх}^2}} = \sqrt{\frac{u_{вых.кз}^2}{u_{вых.хх}^2}} = \sqrt{\frac{R_{ш} + g_{ш0}R_{кор}^2}{R_{ш} + g_{ш}\left(\frac{1}{g} + R_{кор}\right)^2}} < 1 \quad (6.21)$$

— шумовой коэффициент согласования, зависящий только от шумовых и малосигнальных параметров транзистора. Он равен отношению действующих значений шумовых напряжений на выходе каскада при коротком замыкании и холостом ходе его входа.

Вследствие частотной зависимости шумовых параметров транзистора значение a не остается постоянным в диапазоне частот:

$$a = \sqrt{\frac{R_{ш}f + g_{ш0}R_{кор}^2f_0}{R_{ш}f + g_{ш0}f_0\left(\frac{1}{g} + R_{кор}\right)^2}}. \quad (6.22)$$

Максимальное значение $a_{макс} = 1$, а минимальное

$$a_{мин} = \frac{1}{1 + \frac{S_0}{g(1 + S_0r_0)}}. \quad (6.23)$$

Например, для транзистора П28 при токе коллектора $i_{0к} = 1$ ма и средних значениях параметров $a_{мин} = 0,04$. Следовательно, возможный диапазон изменений шумового коэффициента согласования $a_{макс}/a_{мин} = 25$. Графически зависимость (6.22) для некоторых типов транзисторов показана на рис. 6.7.

При выполнении одновременно условий (6.19) и (6.20) коэффициент шума каскада имеет минимальное значение:

$$\begin{aligned} \mathcal{W}_{\min} &= 1 + 2g_{\text{ш}}R_{\text{кор}} + 2g(R_{\text{ш}} + g_{\text{ш}}R_{\text{кор}}^2)\left(1 + \frac{1}{a}\right) = \\ &= 1 + 2g_{\text{ш}}R_{\text{кор}} + \frac{g}{2kT}\left(\sqrt{u_{\text{пр.кз}}^2} + \sqrt{u_{\text{пр.кз}}^2 u_{\text{пр.хх}}^2}\right), \end{aligned} \quad (6.24)$$

где $u_{\text{пр.кз}}^2$ и $u_{\text{пр.хх}}^2$ — квадраты действующего значения напряжения шумов, приведенных ко входу при коротком замыкании и холостом ходе.

Для приближенных расчетов можно пользоваться формулой

$$\mathcal{W}_{\min} \approx 1 + \frac{g\sqrt{u_{\text{пр.кз}}^2 u_{\text{пр.хх}}^2}}{2kT}. \quad (6.25)$$

При невыполнении условий (6.19) и (6.20) коэффициент шума каскада рассчитывают по формуле (6.17) или при помощи соотношения

$$\begin{aligned} \mathcal{W} &= \mathcal{W}_{\min} + \frac{R_{\text{ш}} + g_{\text{ш}}R_{\text{кор}}^2}{g_c} \times \\ &\times [(g_c - g_{c.\text{опт}})^2 + (b_c - b_{c.\text{опт}})^2] = \\ &= \mathcal{W}_{\min} + \frac{\sqrt{u_{\text{пр.кз}}^2}}{4kTg_c} [g_c - \\ &- g_{c.\text{опт}}]^2 + (b_c - b_{c.\text{опт}})^2]. \end{aligned} \quad (6.26)$$

Рис. 6.7. Кривые зависимости шумового коэффициента согласования от частоты для транзисторов типа: 1 — П28; 2 — МП13Б; 3 — МП15

При выполнении предварительного расчета входных каскадов малошумящих усилителей можно пользоваться упрощенными формулами:

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{W} &\approx 1 + (g_c + g)^2 \frac{R_{\text{ш}}}{g_c} + \frac{g_{\text{ш}}}{g_c}; \\ a &\approx g \sqrt{\frac{R_{\text{ш}}}{g_{\text{ш}}}}; \\ \mathcal{W}_{\min} &\approx 1 + 2(gR_{\text{ш}} + \sqrt{g_{\text{ш}}R_{\text{ш}}}); \\ g_{c.\text{опт}} &\approx \sqrt{\frac{g_{\text{ш}}}{R_{\text{ш}}}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.27)$$

Третий способ уменьшения коэффициента шума каскада состоит в выборе соответствующего режима работы транзистора

$$i_{к.опт} \approx i_{0к} \sqrt{\frac{g_c + g_{мин}}{2S_0 r_б (1 + g_c^2 r_б) (g + g_{ш})}}. \quad (6.28)$$

В этой формуле

$$g_{мин} = \frac{q}{kT} I_{э0} \quad (6.29)$$

— минимальное значение входной проводимости транзистора.

Оптимальный ток коллектора, обеспечивающий максимальную чувствительность усилителя, существенно зависит от проводимости источника сигналов. При уменьшении g_c он смещается в область малых токов; при работе усилителя от источника напряжения достигается максимальной величины

$$i_{к.опт.макс} = \frac{i_{0к}}{\sqrt{2S_0 r_б^2 (g + g_{ш})^2}}, \quad (6.30)$$

а при работе от источника тока — минимальной

$$i_{к.опт.мин} = \sqrt{\frac{i_{0к} I_{э0}}{2r_б (g + g_{ш})}} \approx i_{0к} \sqrt{\frac{g_{мин}}{2S_0 r_б (g + g_{ш})}}. \quad (6.31)$$

Формула (6.31) справедлива в случае, когда можно пренебречь шунтирующим действием цепи, задающей смещение на базу транзистора. Если проводимость этой цепи соизмерима с проводимостью $g_{мин}$, то в формуле (6.31) вместо $g_{мин}$ следует подставлять их сумму, в результате чего $i_{к.опт.мин}$ возрастает.

Из расчета по формулам (6.30) и (6.31) видно, что в зависимости от проводимости (сопротивления) источника сигналов оптимальный ток коллектора для транзистора П28 лежит в пределах 0,025—0,6 *ма*.

Оптимальное значение коллекторного тока при выполнении условий согласования (6.19) и (6.20) определяется соотношением

$$i'_{к.опт} \approx \frac{g^i i_{0к}}{2S_0 r_б a (g + g_{ш})} = \frac{i_{0к}}{2h_{21} r_б a (g + g_{ш})}. \quad (6.32)$$

Использование транзисторов с низким коэффициентом шума, выполнение условий согласования (6.19) и (6.20) и выбор соответствующего этим условиям оптимального режима работы являются основными способами повышения чувствительности усилителя.

В большинстве практических случаев проводимость источника сигналов отличается от оптимальной, при которой достигается наивысшая чувствительность усилителя. Для реализации ее источник

сигналов и усилитель соединяют входной цепью, являющейся пассивным реактивным четырехполюсником. Она осуществляет согласование по минимуму коэффициента шума, обеспечивая оптимальную трансформацию активных (6.20) и компенсацию реактивных (6.19) проводимостей на входе усилителя. Y -параметры оптимальной согласующей цепи должны удовлетворять условиям:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_{11} &= -jb_c; \\ \dot{Y}_{22} &= -jb; \\ (\dot{Y}_{21})_{1,2} &= \pm j \sqrt{\frac{g_c g}{a}}; \\ (\dot{Y}_{21})_{3,4} &= \pm \sqrt{\frac{g_c g}{a}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.33)$$

Параметры \dot{Y}_{11} и \dot{Y}_{22} этой цепи обратны по знаку реактивным составляющим проводимости источника сигналов и входной проводимости транзистора. Параметр \dot{Y}_{21} оптимальной согласующей цепи связан с активными составляющими этих же проводимостей. Он имеет четыре возможных значения — два действительных и два комплексно сопряженных, что обуславливает возможность выполнения цепи в нескольких модификациях.

Параметры: $\dot{Y}_{11} = -jb_c$, $\dot{Y}_{22} = -jb$, $(\dot{Y}_{21})_{1,2} = \pm jb_{\text{опт}}$, где $b_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{g_c g}{a}}$, имеет пассивный реактивный четырехполюсник, составленный из элементов L и C . Его простейшими, каноническими вариантами являются П- и Т-образные схемы (рис. 6.8). Формулы для расчета величин их элементов имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_1 &= -j(b_c \pm b_{\text{опт}}); \\ \dot{Y}_2 &= \pm jb_{\text{опт}}; \\ \dot{Y}_3 &= -j(b \pm b_{\text{опт}}); \end{aligned} \right\} \quad (6.34)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}'_1 &= j \frac{b_c b - b_{\text{опт}}^2}{b \pm b_{\text{опт}}}; \\ \dot{Y}'_2 &= j \frac{b_c b - b_{\text{опт}}^2}{\pm b_{\text{опт}}}; \\ \dot{Y}'_3 &= -j \frac{b_c b - b_{\text{опт}}^2}{b_c \pm b_{\text{опт}}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.35)$$

В зависимости от выбранного знака у величины $b_{\text{опт}}$ и соотношения между проводимостями b_c , b и $b_{\text{опт}}$ возможны по две разновидности схем П- и Т-образных согласующих цепей. Принципиально $b_{\text{опт}}$ можно взять с любым знаком, и в этих случаях входная цепь обеспечит максимальную чувствительность. Практически его выбирают, исходя из условий оптимизации согласующей цепи, т. е. ее технологичности, количества индуктивностей в схеме, стоимости и др.

Параметры: $Y_{11} = -jb_c$, $Y_{22} = -jb$, $(Y_{21})_{3,4} = \pm b_{\text{опт}}$ имеют также реактивный четырехполюсник, включающий реактивности Y_{11} и Y_{22} на входе и выходе, и идеальный трансформатор с оптимальным коэффициентом трансформации

$$m_{\text{опт}} = \frac{g_c}{b_{\text{опт}}} = \sqrt{\frac{ag_c}{g}}. \quad (6.36)$$

Знак \pm параметра $(Y_{21})_{3,4}$ означает возможность изменения полярности передаваемого сигнала при помощи трансформатора, что

в данном случае не существенно. Практической реализацией такой схемы является согласующая цепь, содержащая реальный трансформатор и реактивности, дополняющие индуктивность намагничивания его обмоток и индуктивность рассеяния до величины Y_{11} и Y_{22} .

Входную согласующую цепь узкополосного усилителя ($f_p/\Delta f \gg 1$) можно выполнять как по схеме П- и Т-образного четырехполюсника, так и по трансформаторной схеме. В первом случае предельные трансформирующие свойства цепи $m_{\text{пр}} = 1 + Q$ определяются ее добротностью Q , а во втором $m_{\text{пр}} = m$ — конструктивно выполнимым коэффициентом трансформации трансформатора. С ростом полосы пропускания значение $m_{\text{пр}}$ П- и Т-реактивных цепей снижается и уже при $f_p/\Delta f = 1$ величина $m_{\text{пр}} \approx 1,1$. Поэтому в широкополосных усилителях для согласования используют трансформаторные цепи.

Эффект, получаемый от оптимальной согласующей цепи, а следовательно, и необходимость ее использования должны оцениваться в каждом конкретном случае. Обычно сопоставляют оптимальный случай согласования, обеспечивающий максимум отношения сигнал/шум (минимум коэффициента шума), со случаем согласования по мощности или случаем непосредственного подключения

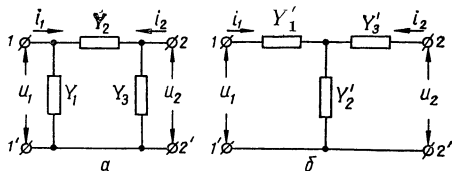


Рис. 6.8. Входные согласующие цепи узкополосных устройств: а — П-образная; б — Т-образная

источника сигналов к усилителю. Условия передачи максимальной мощности от источника сигналов в нагрузку:

$$\left. \begin{aligned} b_{с. \text{ опт } P} &= -b; \\ g_{с. \text{ опт } P} &= g. \end{aligned} \right\} \quad (6.37)$$

Сравнивая выражения (6.37) и (6.19), (6.20), замечаем, что условия получения минимального коэффициента шума отличаются от условий передачи максимальной мощности, причем это различие полностью определяется шумовым коэффициентом согласования a . Коэффициент a (6.21) всегда меньше единицы, поэтому $g_{с. \text{ опт } P}$ (6.20) больше g , а

$$m_{\text{опт}} < m_{\text{опт } P} = \sqrt{\frac{g_0}{g}}, \quad (6.38)$$

причем,

$$m_{\text{опт}} = m_{\text{опт } P} \sqrt{a} = m_{\text{опт } P} \sqrt[4]{\frac{u_{\text{пр. кз}}^2}{u_{\text{пр. хх}}^2}}. \quad (6.39)$$

Так как значение a уменьшается с понижением рабочей частоты усилителя, то различие между двумя рассматриваемыми условиями наиболее значительно именно на низких частотах. Поэтому переход на низких частотах от условий согласования по мощности к условиям, обеспечивающим минимум коэффициента шума, может значительно повысить чувствительность усилителя. На сравнительно высоких частотах, где коэффициент a близок к единице, условия максимальной чувствительности усилителя и наибольшего усиления сигнала по мощности практически совпадают. Уже при $a = 0,5$ коэффициент шума в этих двух случаях отличается примерно на 10%. Поэтому по рис. 6.7 или формуле

$$f_{\text{ш}} = \frac{g_{\text{ш0}} f_0}{3R_{\text{ш}}} \left(\frac{1}{g} + R_{\text{кор}} \right)^2 \quad (6.40)$$

можно найти частоту, при которой $a = 0,5$. Если рабочая частота усилителя $f < f_{\text{ш}}$, то для повышения его чувствительности следует выполнить условия (6.19) и (6.20), обеспечивающие минимум коэффициента шума. Если $f \geq f_{\text{ш}}$, то достаточно выполнить условия согласования по мощности (6.37). Коэффициент шума каскада при согласовании его с источником сигналов по мощности определяется выражением

$$Ш_P = Ш_{\text{мин}} + g(R_{\text{ш}} + g_{\text{ш}} R_{\text{кор}}^2) \left(1 - \frac{1}{a} \right)^2. \quad (6.41)$$

Ухудшение чувствительности каскада при непосредственном под-

ключении его к источнику сигналов можно рассчитать, используя формулу (6.26) или общее соотношение (6.17).

Приведенные выше выражения справедливы для элементарной полосы частот. Их можно использовать и для расчета шумовых характеристик усилителей с полосой пропускания $\Delta f = F_B - F_H$, заменив только дифференциальные параметры $g_{ш}$ и a интегральными эквивалентами:

$$g_{ш, \text{инт}} = g_{ш0} \frac{f_0}{F_B - F_H} \ln \frac{F_B}{F_H}; \quad (6.42)$$

$$a_{\text{инт}} = \sqrt{\frac{R_{ш} + g_{ш, \text{инт}} R_{\text{кор}}^2}{R_{ш} + g_{ш, \text{инт}} \left(\frac{1}{g} + R_{\text{кор}}\right)^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{R_{ш} + g_{ш0} \frac{f_0 R_{\text{кор}}^2}{F_B - F_H} \ln \frac{F_B}{F_H}}{R_{ш} + g_{ш0} \frac{f_0}{F_B - F_H} \left(\frac{1}{g} + R_{\text{кор}}\right)^2 \ln \frac{F_B}{F_H}}}. \quad (6.43)$$

Часто усилитель работает от источника сигналов с активным внутренним сопротивлением $R_c = 1/g_c$ на сравнительно невысоких частотах, где еще не проявляются частотные свойства транзисторов. В этом случае оптимальный коэффициент трансформации $m_{\text{опт}}$ входной согласующей цепи и минимальный коэффициент шума $\mathcal{M}_{\text{мин}}$ устройства рассчитывают по формулам (6.24) и (6.36) с использованием интегральных параметров $g_{ш, \text{инт}}$ (6.42) и $a_{\text{инт}}$ (6.43). Если в результате расчета окажется, что величина $m_{\text{опт}}$ близка к 1, то можно обойтись без согласующей цепи, подключив непосредственно источник сигналов ко входу усилителя.

Случай работы усилителя от источника сигналов с комплексным внутренним сопротивлением можно условно разбить на две группы, отнеся к первой узкополосные ($f_0/\Delta f \gg 1$), а ко второй — широкополосные устройства.

Входные цепи узкополосных устройств выполняются в виде П- или Т-цепей или по трансформаторной схеме. Коэффициенты $\mathcal{M}_{\text{мин}}$ и $m_{\text{опт}}$, как и в предыдущем случае, рассчитывают по формулам (6.24) и (6.36). Если входная цепь выполнена по трансформаторной схеме, то в случае, когда реактивная составляющая проводимости источника сигналов имеет емкостный характер $b_c = j\omega C_c$, индуктивность вторичной обмотки согласующего трансформатора должна выбираться из условия

$$L_2 = \frac{1}{\omega_p^2 \left(C_{\text{вх}} + \frac{C_c}{m_{\text{опт}}^2} \right)}, \quad (6.44)$$

обеспечивающего полную компенсацию реактивностей на входе усилителя. Входная емкость транзистора определяется соотношением

$$C_{\text{вх}} \approx \frac{S_0}{2\pi f_a}, \quad (6.45)$$

справедливым для сравнительно низких частот.

Если реактивная составляющая внутренней проводимости источника сигналов имеет индуктивный характер $b_c = 1/j\omega L_c$, причем

$$\frac{1}{m_{\text{опт}}^2 \omega_p L_c} < \omega_p C_{\text{вх}}, \quad (6.46)$$

то схема согласующей цепи остается без изменений. Однако в этом случае условию компенсации реактивностей на входе усилителя соответствует

$$L_2 = \frac{1}{\omega_p^2 C_{\text{вх}} - \frac{1}{m_{\text{опт}}^2 L_c}}. \quad (6.47)$$

Если соотношение (6.46) не выполняется, то для компенсации реактивностей необходимо параллельно одной из обмоток согласующего трансформатора подключить компенсирующий конденсатор C_k . При $m_{\text{опт}} > 1$ конденсатор емкостью

$$C_k = \frac{1}{\omega_p^2} \left(\frac{1}{m_{\text{опт}}^2 L_c} + \frac{1}{L_2} \right) - m_{\text{опт}}^2 C_{\text{вх}} \quad (6.48)$$

целесообразно включить во вторичную обмотку трансформатора, а при $m_{\text{опт}} < 1$ — в первичную, выбрав

$$C_k = \frac{1}{\omega_p^2} \left(\frac{1}{L_c} + \frac{m_{\text{опт}}^2}{L_2} \right) - m_{\text{опт}}^2 C_{\text{вх}}. \quad (6.49)$$

Индуктивность L_2 рассчитывают, исходя из допустимой неравномерности M частотной характеристики входной цепи.

Полоса пропускания входной цепи узкополосного устройства на уровне 0,7 независимо от способа ее выполнения определяется соотношением

$$\Delta f \approx \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{g + \frac{g_c}{m_{\text{опт}}^2}}{C_{\text{рх}} + \frac{C_c}{m_{\text{опт}}^2}} \quad (6.50)$$

при емкостном характере реактивной составляющей проводимости источника сигналов и

$$\Delta f \approx 2\pi f_p^2 L_c (g_0 + m_{\text{опт}}^2 g) \quad (6.51)$$

при индуктивном. В результате расчетов может оказаться, что полоса пропускания входной цепи уже требуемой. Тогда необходимо рассогласовать входную цепь, выбрав $m > m_{\text{опт}}$ или перейти к широкополосному согласованию.

Если величина $m_{\text{опт}}$ близка к 1, то можно обойтись без трансформаторного включения и применять компенсирующую индуктивность L_2 или емкость C_k . Если же $m_{\text{опт}} \approx 1$ и, кроме того, $\sqrt{M^2 - 1} \ll 1$, то без заметного ухудшения чувствительности усилителя его можно подключить непосредственно к источнику сигналов.

Согласование транзисторных усилителей, имеющих широкую полосу пропускания, с источником сигналов осуществляется при помощи широкополосной входной цепи с трансформатором. Идея конструирования оптимальных широкополосных согласующих цепей состоит в том, что реактивные элементы этих цепей и реактивность источника сигналов и усилителя образуют фильтр с равномерной частотной характеристикой передачи. Для согласования активных составляющих выходной проводимости этого фильтра и входной проводимости транзистора используется трансформатор. При очень широкой полосе пропускания входная цепь должна содержать элементы, нейтрализующие межвитковую емкость и индуктивность рассеяния трансформатора и, следовательно, расширяющие его полосу пропускания.

Рассмотрим случай, когда внутреннее сопротивление источника сигналов имеет чисто реактивный характер. Он соответствует, например, работе усилителя от пьезоэлектрического преобразователя на частотах, лежащих значительно ниже частоты электромеханического резонанса. В этом случае шумовые свойства усилителя удобно характеризовать уровнем шумов, приведенных к э. д. с. источника сигналов. Средний квадрат напряжения этих шумов в полосе частот $F_b - F_n$ при непосредственном подключении усилителя к источнику сигналов определяется выражением

$$E_{\text{ш. инт}}^2 \approx 4kT \left[\frac{2g^2 R_{\text{ш}} F_n + g_{\text{ш. инт}} \Delta f \ln \frac{F_b}{F_n}}{8\pi^2 F_n^2 C_1^2} + \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 \Delta f (R_{\text{ш}} + g_{\text{ш. инт}} R_{\text{кор}}^2) \right], \quad (6.52)$$

где C_1 — эквивалентная механическая емкость, включаемая последовательно с э. д. с. источника сигналов; C_2 — эквивалентная электрическая емкость, подключаемая параллельно выходным зажимам источника сигналов.

При выборе оптимального тока коллектора

$$i_{к. \text{ опт}} = \frac{i_{0к}}{\sqrt{S_0 (R_{ш} + g_{ш. \text{ инт}} R_{кор}^2)}} \quad (6.53)$$

и использовании согласующего трансформатора с коэффициентом трансформации

$$m_{\text{опт}} \approx \sqrt{\frac{8\pi^2 F_{\text{н}}^2 \Delta f (C_1 + C_2)^2 (R_{ш} + g_{ш. \text{ инт}} R_{кор}^2)}{2g^2 R_{ш} F_{\text{н}} + g_{ш. \text{ инт}} \Delta f / \ln \frac{F_{\text{в}}}{F_{\text{н}}}}} \quad (6.54)$$

величина $\overline{E_{ш. \text{ инт}}^2}$ имеет минимальное значение:

$$\overline{E_{ш. \text{ инт}}^2} \approx \frac{8kT \Delta f}{m_{\text{опт}}^2} \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 (R_{ш} + g_{ш. \text{ инт}} R_{кор}^2). \quad (6.55)$$

Индуктивность L_2 вторичной обмотки согласующего трансформатора выбирается из условия обеспечения входной цепью требуемой полосы пропускания. Если

$$L_2 \geq \frac{m_{\text{опт}}^2}{4\pi^2 F_{\text{н}}^2 (C_1 + C_2)}, \quad (6.56)$$

то завал частотной характеристики на нижней граничной частоте $F_{\text{н}}$ не будет превышать 3 дб. Однако величины индуктивности L_2 , определенной по формуле (6.56), может оказаться недостаточно для обеспечения плоской частотной характеристики, условием которой является

$$L_2' \geq \frac{C_1 + C_2}{m_{\text{опт}}^4 g^2}. \quad (6.57)$$

Поэтому при проектировании устройства необходимо рассчитать L_2 по формулам (6.56) и (6.57) и выбрать большую из них.

Формулы (6.53) — (6.57) являются условиями обеспечения наивысшей чувствительности усилителя, имеющего полосу пропускания $F_{\text{в}} — F_{\text{н}}$ и работающего от источника сигналов с чисто емкостным внутренним сопротивлением. При этом необходимо учесть, что входящие в формулу (6.53) крутизна S_0 и шумовая проводимость транзистора $g_{ш. \text{ инт}}$ должны соответствовать току коллектора $i_{0к}$. Если в эквивалентной схеме источника сигналов емкость C_2 отсутствует, то можно получить необходимые расчетные соотношения, приняв в формулах (6.53) — (6.57) $C_2 = 0$.

На уровень собственных шумов усилителя может влиять способ выполнения входного и последующих его каскадов. Отрицательная обратная связь по переменному току последовательного или параллельного типов, создаваемая включением в эмиттерную цепь транзистора или в цепь база — коллектор омического сопротивления, приводит к увеличению коэффициента шума устройства. Степень ухудшения его чувствительности определяется соотношением между внутренним сопротивлением источника сигналов и сопротивлением обратной связи и не зависит от глубины последней. Шумовые свойства устройства в этом случае можно рассчитать по приближенным формулам:

$$Ш_{о.с} \approx Ш \left(1 + \frac{R_c}{R_{о.с}} \right); \quad (6.58)$$

$$Ш_{о.с} \approx Ш \left(1 + \frac{R_э}{R_c} \right) \quad (6.59)$$

соответственно для случаев параллельной и последовательной отрицательной обратной связи. В формулах (6.58) и (6.59): $Ш$ — коэффициент шума устройства без обратной связи; R_c — внутреннее сопротивление источника сигналов; $R_э$ и $R_{о.с}$ — сопротивления обратной связи. Если их величины соизмеримы с R_c , то отрицательная обратная связь будет заметно ухудшать чувствительность схемы. Поэтому при проектировании высокочувствительных усилителей с отрицательной обратной связью необходимо стремиться к тому, чтобы требуемая глубина обратной связи обеспечивалась при малом $R_э$ и большом $R_{о.с}$ в сравнении с $R_э$. Для этого входные каскады усилителей целесообразно охватывать не местной, а общей обратной связью, что позволит обеспечить высокую стабильность характеристик усилителя при малом $R_э$ и большом $R_{о.с}$ и, следовательно, при незначительном ухудшении отношения сигнал/шум.

Усилитель имеет наибольшую чувствительность при включении транзистора по схеме с общим эмиттером, при этом также максимально используются его усилительные свойства. Поэтому во входных каскадах маломощных усилителей, как правило, применяется схема включения с общим эмиттером. К ней по шумовым свойствам может приближаться схема с общей базой на сравнительно низких частотах, где сильно влияние шумов со спектром $1/f$ -типа, а также схема с общим коллектором при малом $R_э$ в сравнении с R_c .

При определении шумовых свойств многокаскадного усилителя обычно достаточно учитывать шумы первого и, лишь иногда, второго каскадов:

$$Ш_{общ} = Ш_1 + \frac{Ш_2 - 1}{K_{P1}}, \quad (6.60)$$

где \mathcal{M}_1 и \mathcal{M}_2 — соответственно коэффициенты шума первого и второго каскадов; K_{P1} — коэффициент усиления первого каскада по мощности. Если

$$K_{P1} \gg \frac{\mathcal{M}_2 - 1}{\mathcal{M}_1}, \quad (6.61)$$

то достаточно учесть только \mathcal{M}_1 , считая $\mathcal{M}_{\text{общ}} \approx \mathcal{M}_1$.

Пример 3. Рассчитать шумовые характеристики усилителя, входной каскад которого собран по схеме (рис. 2.7). Усилитель работает от источника сигналов с внутренним сопротивлением $R_c = 10 \text{ ком}$ ($g_c = 1/R_c = 0,1 \text{ мсим}$) и имеет полосу пропускания $0,1 - 50 \text{ кГц}$. Определить наиболее выгодный режим работы входного каскада, в котором используется малошумящий транзистор типа П28. Его усредненные параметры на частоте $f_0 = 1 \text{ кГц}$ в полосе 1 гц и при токе коллектора $i_{0к} = 0,5 \text{ ма}$ составляют: $g_{ш0} = 1,2 \text{ мсим}$, $S_0 = 20 \text{ ма/в}$, $g = 0,22 \text{ мсим}$, $r_б = 120 \text{ ом}$ и $f_a = 2 \text{ МГц}$.

Пренебрегая в формуле (6.28) проводимостью $g_{\text{мин}}$ по сравнению с g_c и подставляя в нее вместо дифференциального параметра $g_{ш}$ его интегральный эквивалент (6.42)

$$g_{ш \text{ инт}} = 1,2 \cdot 10^{-3} \frac{1 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^3 - 100} \ln \frac{50 \cdot 10^3}{100} \approx 0,094 \text{ мсим},$$

определяем оптимальный ток коллектора, обеспечивающий наивысшую чувствительность усилителя,

$$i_{к. \text{ опт}} \approx 0,5 \cdot 10^{-3} \times \\ \times \sqrt{\frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cdot 120 (1 + 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 120) (0,22 \cdot 10^{-3} + 0,094 \cdot 10^{-3})}} \approx \\ \approx 0,13 \text{ ма}.$$

Учитывая выражения (1.28) и (1.71), пересчитываем параметры g и $g_{ш. \text{ инт}}$ к оптимальному режиму:

$$g = 0,22 \cdot 10^{-3} \frac{0,13 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}} \approx 0,057 \text{ мсим};$$

$$g_{ш \text{ инт}} = 0,094 \cdot 10^{-3} \frac{0,13 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}} \approx 0,025 \text{ мсим}$$

и по формуле (6.17), в которой $b_c \approx b = 0$, а $g_{ш} = g_{ш. \text{ инт}}(i_{к. \text{ опт}})$, определяем коэффициент шума усилителя

$$\mathcal{M} = 1 + (0,1 \cdot 10^{-3} + 0,057 \cdot 10^{-3})^2 \frac{200}{0,1 \cdot 10^{-3}} + \\ + [1 + 200 (0,1 \cdot 10^{-3} + 0,057 \cdot 10^{-3})^2] \frac{0,025 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-3}} \approx 1,32 (1,2 \text{ дб}).$$

Кроме того, можно определить средний квадрат напряжения шумов, приведенных к э. д. с. источника сигналов,

$$\begin{aligned} \overline{E_{ш. пр}^2} &= \overline{Ш u_{ш. с}^2} = 4kT (F_B - F_H) R_c Ш = \\ &= 4 \cdot 1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 300 (50 \cdot 10^3 - 100) \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1,32 \approx 10,6 \cdot 10^{-12} \text{ в}^2, \\ \sqrt{\overline{E_{ш. пр}^2}} &\approx \sqrt{10,6 \cdot 10^{-12}} \approx 3,26 \text{ мкв}, \end{aligned}$$

а также средний квадрат напряжения шумов, приведенных ко входу усилителя,

$$\begin{aligned} \overline{u_{ш. пр}^2} &= \left(\frac{g_c}{g_c + g} \right)^2 \overline{E_{ш. пр}^2}, \\ \sqrt{\overline{u_{ш. пр}^2}} &= \frac{g_c}{g_c + g} \sqrt{\overline{E_{ш. пр}^2}} = \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{0,1 \cdot 10^{-3} + 0,057 \cdot 10^{-3}} \cdot 3,26 \cdot 10^{-6} \approx 21 \text{ мкв}. \end{aligned}$$

Найденные значения $Ш$, $\overline{E_{ш. пр}^2}$ и $\overline{u_{ш. пр}^2}$ определяют чувствительность усилителя при непосредственном подключении его к источнику сигналов. Сравним их с соответствующими характеристиками при использовании оптимальной согласующей цепи, обеспечивающей максимум отношения сигнал/шум, и при согласовании источника сигналов и усилителя по мощности.

По формулам (6.43), (6.36) и (6.24) при использовании оптимальной согласующей цепи определяем интегральное значение шумового коэффициента согласования

$$a_{\text{инт}} = \sqrt{\frac{200 + 0,025 \cdot 10^{-3} \cdot 200^2}{200 + 0,025 \cdot 10^{-3} \left(\frac{1}{0,057 \cdot 10^{-3}} + 200 \right)^2}} \approx 0,16,$$

оптимальный коэффициент трансформации

$$m_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{0,16 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3}}{0,057 \cdot 10^{-3}}} \approx 0,53$$

и минимальное значение коэффициента шума

$$\begin{aligned} Ш_{ш. \text{ мин}} &= 1 + 2 \cdot 0,025 \cdot 10^{-3} \cdot 200 + 2 \cdot 0,057 \cdot 10^{-3} (200 + \\ &+ 0,025 \cdot 10^{-3} \cdot 200^2) \left(1 + \frac{1}{0,16} \right) \approx 1,175 (0,75 \text{ дб}) \end{aligned}$$

Аналогично случаю непосредственной связи находим $\sqrt{\overline{E_{ш. пр}^2}} \approx 3,06 \text{ мкв}$ и $\sqrt{\overline{u_{ш. пр}^2}} = 1,97 \text{ мкв}$.

При согласовании источника сигналов и усилителя по мощности по формулам (6.38) и (6.41) находим коэффициент трансформации входной согласующей цепи

$$m_{\text{опт } P} = \sqrt{\frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{0,057 \cdot 10^{-3}}} \approx 1,33$$

и коэффициент шума усилителя

$$Ш_P = 1,175 + 0,057 \cdot 10^{-3} (200 + 0,025 \cdot 10^{-3} \cdot 200^2) \left(1 - \frac{1}{16}\right)^2 \approx 1,5.$$

Аналогично случаю непосредственной связи находим $\sqrt{E_{ш. пр}^2} \approx 3,9$ мкв
и $\sqrt{u_{ш. пр}^2} \approx 2,54$ мкв.

Из сопоставления полученных результатов видно, что при непосредственном подключении данного усилителя к источнику сигналов его шумовые характеристики незначительно ухудшаются по сравнению со случаем оптимального согласования, при этом чувствительность усилителя оказывается более высокой, чем в случае согласования по мощности.

Пример 4. Рассчитать согласующую цепь и входной каскад усилителя, обеспечивающий максимум отношения сигнал/шум на его выходе. Полоса пропускания усилителя Δf на уровне 3 дБ составляет 400 гц, средняя частота полосы пропускания $f_p = 2$ кГц ($F_B = 2,2$ кГц, $F_H = 1,8$ кГц). Усилитель работает от источника сигналов с емкостным внутренним сопротивлением $g_c = 0,2$ мсим, $C_c = 10^4$ пф и задающим током $i_c = 0,5 \cdot 10^{-9}$ а.

Расчет начинаем с выбора типа транзистора во входном каскаде и схемы его включения. Учитывая диапазон рабочих частот, для получения высокой чувствительности усилителя можно использовать малощумящий транзистор типа П28 в схеме включения с общим эмиттером (рис. 2.7). Средние значения его параметров указаны в примере 3. Расчет производим по соотношениям для узкополосного усилителя.

По формуле

$$g_{ш} = g_{ш0} \frac{f_0}{f} = 1,2 \cdot 10^{-3} \frac{10^3}{2 \cdot 10^3} = 0,6 \text{ мсим}$$

пересчитываем шумовую проводимость транзистора к средней рабочей частоте усилителя $f_p = 2$ кГц и по соотношениям (6.22) и (6.32) находим шумовой коэффициент согласования

$$a = \sqrt{\frac{200 + 0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 200^2}{200 + 0,6 \cdot 10^{-3} \left(\frac{1}{0,22 \cdot 10^{-3}} + 200\right)^2}} \approx 0,125$$

и оптимальный ток коллектора транзистора входного каскада, обеспечивающий наивысшую чувствительность усилителя в режиме согласования,

$$i_{к. опт} = \frac{0,22 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cdot 120 \cdot 0,125 (0,22 \cdot 10^{-3} + 0,6 \cdot 10^{-3})} \approx 0,2 \text{ ма.}$$

Пересчитываем параметры транзистора к оптимальному режиму:

$$g = 0,22 \cdot 10^{-3} \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}} \approx 0,088 \text{ мсим};$$

$$S_0 = 20 \cdot 10^{-3} \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}} \approx 8 \text{ ма/в};$$

$$a(i_{к. опт}) = a(i_{к}) \sqrt{\frac{i_{к. опт}}{i_{к}}} = 0,125 \sqrt{\frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}}} \approx 0,08.$$

По формуле (6.45) определяем входную емкость усилителя

$$C_{\text{вх}} = \frac{8 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^6} \approx 250 \text{ пф.}$$

Используя выражение (6.36), находим оптимальный коэффициент трансформации

$$m_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{0,08 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3}}{0,088 \cdot 10^{-3}}} \approx 0,425$$

и по формуле (6.50) проверяем, обеспечивает ли входная согласующая цепь требуемую полосу пропускания

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{0,088 \cdot 10^{-3} + \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,425^2}}{250 \cdot 10^{-12} + \frac{10^4 \cdot 10^{-12}}{0,425^2}} \approx 3,2 \text{ кГц.}$$

Так как полоса пропускания согласующей цепи ($\Delta f = 3,2 \text{ кГц}$) шире требуемой ($\Delta f = 2 \text{ кГц}$), то можно использовать цепь с оптимальным значением $m = m_{\text{опт}}$.

По формуле (6.24) определяем коэффициент шума устройства

$$\begin{aligned} \mathcal{W}_{\text{мин}} &= 1 + 2 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 200 + 2 \cdot 0,088 \cdot 10^{-3} (200 + \\ &+ 0,6 \cdot 10^{-3} \cdot 200^2) \left(1 + \frac{1}{0,08}\right) \approx 1,8 \text{ (2,5 дБ)}, \end{aligned}$$

находим средний квадрат шумового тока, приведенного к задающему току источника сигналов,

$$\begin{aligned} \overline{i_{\text{ш. пр}}^2} &= \mathcal{W}_{\text{мин}} \overline{i_{\text{ш. с}}^2} = 4kTg_c \Delta f \mathcal{W}_{\text{мин}} = \\ &= 4 \cdot 1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 400 \cdot 1,8 \approx 0,23 \cdot 10^{-20} \text{ а}^2; \\ \sqrt{\overline{i_{\text{ш. пр}}^2}} &\approx 0,48 \cdot 10^{-10} \text{ а.} \end{aligned}$$

Следовательно, отношение сигнал/шум на выходе усилителя

$$N = \frac{i_c^2}{i_{\text{ш. пр}}^2} = \frac{(0,5 \cdot 10^{-9})^2}{0,23 \cdot 10^{-20}} \approx 110$$

по мощности и

$$\sqrt{N} = \sqrt{110} \approx 10,5$$

по напряжению. При необходимости можно перейти от задающего тока к э. д. с. источника сигналов, действующей последовательно с проводимостью g_c ,

$$E_c = \frac{i_c}{g_c} = \frac{0,5 \cdot 10^{-9}}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 2,5 \text{ мкВ}$$

и определить уровень шумов, приведенных к э. д. с. источника сигналов,

$$\sqrt{\frac{E_{\text{ш пр}}^2}{g_c}} = \frac{\sqrt{\overline{i_{\text{ш. пр}}^2}}}{g_c} = \frac{0,48 \cdot 10^{-10}}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 0,24 \text{ мкВ.}$$

Можно найти также уровень шумов, приведенных ко входу усилителя,

$$\sqrt{u_{ш. пр}^2} = \frac{\sqrt{i_{ш. пр}^2}}{g + \frac{g_c}{m_{опт}^2}} = \frac{0,48 \cdot 10^{-10}}{0,088 \cdot 10^{-3} + \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,425^2}} \approx 0,04 \text{ мкв.}$$

Сравним чувствительность усилителя при подключении его к источнику сигналов через оптимальную согласующую цепь с чувствительностью при непосредственной связи. Если режим работы транзистора во входном каскаде остался прежним ($i_{к. опт} = 0,2 \text{ ма}$), то, найдя предварительно

$$b_c = \omega_p C_c = 2\pi \cdot 2000 \cdot 10^4 \cdot 10^{-12} \approx 0,125 \text{ мсим}$$

и

$$b = \omega_p C_{вх} = 2\pi \cdot 2000 \cdot 250 \cdot 10^{-12} \approx 0,003 \text{ мсим}$$

и используя формулу (6.17), при непосредственной связи источника сигналов и усилителя получаем

$$\begin{aligned} \mathcal{M} &= 1 + [(0,2 \cdot 10^{-3} + 0,088 \cdot 10^{-3})^2 + (0,125 \cdot 10^{-3} + 0,003 \cdot 10^{-3})^2] \times \\ &\times \frac{200}{0,2 \cdot 10^{-3}} + \{[1 + 200(0,2 \cdot 10^{-3} + 0,088 \cdot 10^{-3})]^2 + \\ &+ 200^2(0,125 \cdot 10^{-3} + 0,003 \cdot 10^{-3})^2\} \frac{0,6 \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 10^{-3}} \approx 4 \text{ (6 дб)}. \end{aligned}$$

Таким образом, минимальный коэффициент шума $\mathcal{M}_{мин}$ усилителя при подключении его к источнику сигналов через оптимальную согласующую цепь в $\mathcal{M}/\mathcal{M}_{мин} = 4/1,8 \approx 2,25$ раза меньше коэффициента шума того же усилителя при непосредственной связи с источником сигналов. Следовательно, в последнем случае отношение сигнал/шум по мощности на выходе усилителя оказывается меньше в 2,25 раза, а по напряжению — в $\sqrt{2,25} = 1,5$ раза.

Приведенные результаты можно также сравнить с результатами, получаемыми при согласовании усилителя и источника сигналов по мощности, для которого по формулам (6.38) и (6.41) находят необходимый коэффициент трансформации согласующей цепи

$$m_{опт P} = \sqrt{\frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,088 \cdot 10^{-3}}} \approx 1,51$$

и коэффициент шума устройства:

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_P &= 1,8 + 0,088 \cdot 10^{-3} (200 + 0,24 \cdot 10^{-3} \cdot 200^2) \left(1 - \frac{1}{0,08}\right)^2 \approx \\ &\approx 4,24 \text{ (6,3 дб)}, \end{aligned}$$

$$g_{ш инт}(i_{к. опт}) = g_{ш. инт}(i_k) \frac{i_{к. опт}}{i_k} = 0,6 \cdot 10^{-3} \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 0,24 \text{ мсим.}$$

Видим, что $m_{опт P}$ значительно больше $m_{опт}$, существенно возрос и коэффициент шума по сравнению с коэффициентом шума при согласовании, обес-

печивающем наивысшую чувствительность усилителя. Более того, коэффициент шума $Ш_p$ оказался выше, чем при непосредственной связи усилителя и источника сигналов.

Установив целесообразность применения оптимальной входной согласующей цепи, можно приступить к расчету ее элементов. Входную цепь можно выполнить по трансформаторной схеме или в виде П- и Т-образных реактивных четырехполюсников. В первом случае трансформатор должен иметь оптимальный коэффициент трансформации $m = m_{\text{опт}}$ и индуктивность вторичной обмотки (6.44)

$$L_2 = \frac{1}{(2\pi \cdot 2000)^2 \left(250 \cdot 10^{-12} + \frac{10^4 \cdot 10^{-12}}{0,425} \right)} \approx 0,15 \text{ гн.}$$

Далее по $m_{\text{опт}}$ и L_2 производим конструктивный расчет трансформатора. Если согласующая цепь выполнена по схеме П- и Т-образных четырехполюсников, то для расчета их элементов необходимо в дополнение к ранее найденным величинам b_c и b найти их произведение

$$b_c b = 0,125 \cdot 10^{-3} \cdot 0,003 \cdot 10^{-3} \approx 0,000375 \text{ мсмм}^2$$

и определить

$$b_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{g_c g}{a}} = \sqrt{\frac{0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,088 \cdot 10^{-3}}{0,08}} \approx 0,475 \text{ мсим.}$$

Используя формулы (6.34), находим проводимости ветвей П-образной согласующей схемы:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_1 &= -j(0,125 \cdot 10^{-3} \pm 0,475 \cdot 10^{-3}); \\ \dot{Y}_2 &= \pm j0,475 \cdot 10^{-3}; \\ \dot{Y}_3 &= -j(0,003 \cdot 10^{-3} \pm 0,475 \cdot 10^{-3}). \end{aligned}$$

Если в этих выражениях перед слагаемым, соответствующим $b_{\text{опт1}}$, выбрать знак плюс, то

$$\begin{aligned} \dot{Y}_1 &= -j0,6 \cdot 10^{-3}; \\ \dot{Y}_2 &= j0,475 \cdot 10^{-3}; \\ \dot{Y}_3 &= -j0,478 \cdot 10^{-3} \end{aligned}$$

и, следовательно, \dot{Y}_1 и \dot{Y}_3 должны быть индуктивностями, а \dot{Y}_2 — емкостью (рис. 6.9, а). Найдем их величины:

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{1}{\omega_p |\dot{Y}_1|} = \frac{1}{2\pi \cdot 2000 \cdot 0,6 \cdot 10^{-3}} \approx 0,13 \text{ гн}; \\ C_1 &= \frac{|\dot{Y}_2|}{\omega_p} = \frac{0,475 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 2000} \approx 0,038 \text{ мкф}; \\ L_2 &= \frac{1}{\omega_p |\dot{Y}_3|} = \frac{1}{2\pi \cdot 2000 \cdot 0,478 \cdot 10^{-3}} \approx 0,165 \text{ гн.} \end{aligned}$$

Если перед слагаемым, соответствующим $b_{\text{опт}}$, выбрать знак минус, то:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_1 &= j0,35 \cdot 10^{-3}; \\ \dot{Y}_2 &= -j0,475 \cdot 10^{-3}; \\ \dot{Y}_3 &= j0,472 \cdot 10^{-3}. \end{aligned}$$

Следовательно, \dot{Y}_1 и \dot{Y}_3 должны быть емкостями, а \dot{Y}_2 — индуктивностью (рис. 6.9, б). При этом:

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{|\dot{Y}_1|}{\omega_p} = \frac{0,35 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 2000} \approx 0,028 \text{ мкф}; \\ L_1 &= \frac{1}{\omega_p |\dot{Y}_2|} = \frac{1}{2\pi \cdot 2000 \cdot 0,475 \cdot 10^{-3}} \approx 0,165 \text{ мГн}; \\ C_2 &= \frac{|\dot{Y}_3|}{\omega_p} = \frac{0,472 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 2000} \approx 0,0375 \text{ мкф}. \end{aligned}$$

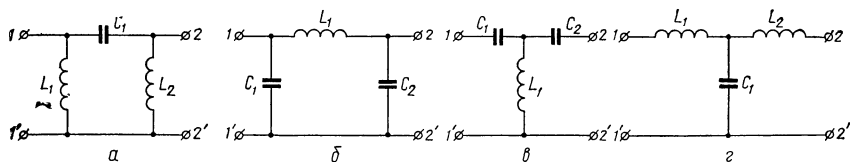


Рис. 6.9. Оптимальные входные согласующие цепи для рассчитанного усилителя:

а, б — реактивные П-образные четырехполосники; в, г — Т-образные.

Если оптимальную согласующую цепь выполнить по схеме Т-образного реактивного четырехполосника, то, используя формулы (6.35), можно определить проводимости ее ветвей:

$$\begin{aligned} \dot{Y}'_1 &= -j \frac{0,000375 \cdot 10^{-6} - (0,475 \cdot 10^{-3})^2}{0,003 \cdot 10^{-3} \pm 0,475 \cdot 10^{-3}}; \\ \dot{Y}'_2 &= j \frac{0,000375 \cdot 10^{-6} - (0,475 \cdot 10^{-3})^2}{\pm 0,475 \cdot 10^{-3}}; \\ \dot{Y}'_3 &= -j \frac{0,000375 \cdot 10^{-6} - (0,475 \cdot 10^{-3})^2}{0,125 \cdot 10^{-3} \pm 0,475 \cdot 10^{-3}}. \end{aligned}$$

Здесь также возможны два случая, соответствующие знакам плюс или минус у $b_{\text{опт}}$.

В первом случае:

$$\begin{aligned} \dot{Y}'_1 &= j0,47 \cdot 10^{-3}; \\ \dot{Y}'_2 &= -j0,475 \cdot 10^{-3}; \\ \dot{Y}'_3 &= j0,375 \cdot 10^{-3}, \end{aligned}$$

и согласующий четырехполосник имеет вид, показанный на рис. 6.9, в. Величины его элементов:

$$C_1 = \frac{|\dot{Y}'_1|}{\omega_p} = \frac{0,47 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 2000} \approx 0,0375 \text{ мкф};$$

$$L_1 = \frac{1}{\omega_p |\dot{Y}'_2|} = \frac{1}{2\pi \cdot 2000 \cdot 0,475 \cdot 10^{-3}} \approx 0,17 \text{ гн};$$

$$C_2 = \frac{|\dot{Y}'_3|}{\omega_p} = \frac{0,375 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 2000} \approx 0,03 \text{ мкф}.$$

Во втором случае:

$$\dot{Y}'_1 = -j0,475 \cdot 10^{-3};$$

$$\dot{Y}'_2 = j0,475 \cdot 10^{-3};$$

$$\dot{Y}'_3 = -j0,635 \cdot 10^{-3},$$

и согласующий четырехполосник имеет вид, показанный на рис. 6.9, г. Величины его элементов:

$$L_1 = \frac{1}{\omega_p |\dot{Y}'_1|} = \frac{1}{2\pi \cdot 2000 \cdot 0,475 \cdot 10^{-3}} \approx 0,17 \text{ гн};$$

$$C_2 = \frac{|\dot{Y}'_2|}{\omega_p} = \frac{0,475 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 2000} \approx 0,0375 \text{ мкф};$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega_p |\dot{Y}'_3|} = \frac{1}{2\pi \cdot 2000 \cdot 0,635 \cdot 10^{-3}} \approx 0,125 \text{ гн}.$$

Трансформаторная схема, а также все четыре синтезированные схемы реактивных четырехполосников (рис. 6.9, а—г) являются оптимальными входными цепями для данного усилителя и источника сигналов и обеспечивают наивысшую чувствительность ($Ш_{\text{мин}} = 1,8$).

Пример 5. Рассчитать оптимальную согласующую цепь и определить шумовые характеристики усилителя, работающего от источника сигналов с емкостным внутренним сопротивлением. Полоса рабочих частот усилителя, отсчитанная на уровне 3 дБ, составляет 100—1000 гц. Данные источника сигналов: $E = 100 \text{ мкв}$, $C_1 = 1500 \text{ пф}$, $C_2 = 45000 \text{ пф}$.

Во входном каскаде усилителя используем малошумящий транзистор типа П28 и схему включения его с общим эмиттером (рис. 2.7). Средние значения параметров транзистора при токе коллектора $i_{0к} = 0,5 \text{ ма}$ указаны в примере 3.

По формулам (6.42) и (6.53) определяем интегральное значение шумовой проводимости транзистора

$$g_{ш. \text{ инт}} = 1,2 \cdot 10^{-3} \frac{10^3}{1000 - 100} \ln \frac{1000}{100} \approx 3,05 \text{ мсим}$$

и находим оптимальный ток коллектора

$$i_{0к} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{20 \cdot 10^{-3} (200 + 3,05 \cdot 10^{-3} \cdot 200^2)}} \approx 0,2 \text{ ма}.$$

Пересчитываем параметры транзистора к оптимальному режиму работы:

$$g = 0,22 \cdot 10^{-3} \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}} \approx 0,088 \text{ мсим};$$

$$g_{\text{ш. инт}} = 3,05 \cdot 10^{-6} \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}} \approx 1,22 \text{ мсим}.$$

По формулам (6.54) и (6.55) рассчитываем оптимальный коэффициент трансформации

$$m_{\text{опт}} = \sqrt[4]{\frac{8\pi^2 \cdot 100^2 (1000 - 100) (1,5 \cdot 10^{-9} + 45 \cdot 10^{-9})^2 (200 + 1,22 \cdot 10^{-3} \cdot 200^2)}{2 (0,088 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 200 \cdot 100 + 1,22 \cdot 10^{-3} (1000 - 100) \ln 100/1000}} \approx 0,175$$

и уровень шумов, приведенных к э. д. с. источника сигналов,

$$\overline{E_{\text{ш. инт. мин}}^2} = \frac{8 \cdot 1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 300 (1000 - 100) \left(1 + \frac{45 \cdot 10^{-9}}{1,5 \cdot 10^{-9}}\right)^2}{0,175^2} \times$$

$$\times (200 + 1,22 \cdot 10^{-3} \cdot 200^2) \approx 2,3 \cdot 10^{-10} \text{ в}^2;$$

$$\sqrt{\overline{E_{\text{ш. инт. мин}}^2}} \approx 15,2 \text{ мкв}.$$

Следовательно, отношение сигнал/шум по напряжению на входе усилителя

$$\sqrt{N} = \frac{E}{\sqrt{\overline{E_{\text{ш. инт. мин}}^2}}} = \frac{100}{15,2} \approx 6,5.$$

Для сравнения можно по формуле (6.52) определить уровень приведенных шумов при непосредственном подключении усилителя к источнику сигналов

$$\overline{E_{\text{ш. инт}}^2} = 4 \cdot 1,37 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \times$$

$$\times \left[\frac{2 (0,088 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 200 \cdot 100 + 1,22 \cdot 10^{-3} (1000 - 100) \ln 100/1000}{8\pi^2 \cdot 100^2 (1,5 \cdot 10^{-9})^2} + \right.$$

$$\left. + \left(1 + \frac{45 \cdot 10^{-9}}{1,5 \cdot 10^{-9}}\right)^2 (1000 - 100) (200 + 1,22 \cdot 10^{-3} \cdot 200^2) \right] \approx 42,5 \cdot 10^{-10} \text{ в}^2;$$

$$\sqrt{\overline{E_{\text{ш. инт}}^2}} \approx 65 \text{ мкв}$$

и оценить ухудшение чувствительности устройства

$$\frac{\sqrt{\overline{E_{\text{ш. инт}}^2}}}{\sqrt{\overline{E_{\text{ш. инт. мин}}^2}}} = \frac{6,5 \cdot 10^{-6}}{15,2 \cdot 10^{-6}} \approx 4,3.$$

Теперь следует перейти к определению индуктивности вторичной обмотки согласующего трансформатора. В соответствии с формулами (6.56) и (6.57) имеем:

$$L_2 \geq \frac{0,175^2}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 100^2 (1,5 \cdot 10^{-9} + 45 \cdot 10^{-9})} \approx 1,6 \text{ гн};$$

$$L_2' \geq \frac{1,5 \cdot 10^{-9} + 45 \cdot 10^{-9}}{0,175^4 (0,088 \cdot 10^{-3})^2} \approx 190 \text{ гн}$$

и, так как $L_1 = L_2/m_{\text{опт}}^2$, то $L_1 \geq 50 \text{ гн}$ и $L_1' \geq 6300 \text{ гн}$.

Итак, минимально необходимая величина индуктивности $L_1 = 50 \text{ гн}$. Однако при ней частотная характеристика входной цепи будет иметь заметный выброс в области нижних частот. Частотная характеристика будет монотонной, если $L_1 \approx 6000 \text{ гн}$. Выполнение такой индуктивности сопряжено с конструктивными трудностями. Обычно удается выполнить сравнительно малогабаритный, примерно $40 \times 40 \times 30 \text{ мм}^3$, низкочастотный согласующий трансформатор с индуктивностью большей обмотки порядка нескольких тысяч генри. В качестве сердечника удобно использовать Г- или П-образные пластины из пермаллоя с высокой магнитной проницаемостью, например, марки 80НХС. Толщина пластины 0,3—0,5 мм, высота набора 10—15 мм. Обмотки можно расположить на двух каркасах, поместив в каждый по 5—7 тыс. витков (сечение провода 0,05—0,07 мм²).

Если конструктивно выполнимая индуктивность недостаточна и частотная характеристика входной цепи имеет выброс, превышающий допустимую величину, то следует в 1,5—2 раза увеличить ток коллектора транзистора входного каскада. Если и это не приведет к желаемому результату, то нужно видоизменить схему согласующей цепи, дополнив ее фильтром — выравнивателем.

Глава 7

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Низкочастотные избирательные усилители (фильтры) предназначены для формирования частотных и фазовых характеристик устройств, работающих в диапазоне низких частот. Они широко используются в системах связи с частотным разделением каналов, в телефонии, устройствах записи и воспроизведении звука, в технике низкочастотного приема и анализа, анализаторах спектра и многих других устройствах. Основная особенность низкочастотных избирательных усилителей — высокие требования к частотной и фазовой характеристикам.

Избирательные свойства усилителей формируются при помощи пассивных элементов, величины которых зависят от частоты.

В связи с тем, что создание малогабаритной катушки индуктивности с достаточной добротностью, работающей в диапазоне низких, особенно звуковых и инфразвуковых частот, связано с большими трудностями, в качестве частотно зависимых элементов используются RC -элементы. Однако пассивная RC -цепь имеет большие собственные потери и характеризуется низкими избирательными свойствами. Поэтому ее применяют, как правило, в сочетании с компенсирующим потери активным прибором, обычно транзистором. Такие избирательные усилители принято называть активными RC -фильтрами. Эти усилители не содержат катушек индуктивности, имеют сравнительно небольшие габариты и вес и приобретают особое значение в связи с микроминиатюризацией радиоэлектронной аппаратуры.

Основная задача, возникающая при проектировании низкочастотных избирательных усилителей, — создание (синтез) принципиальной схемы, оптимальной в том или ином смысле, и расчет величин элементов по заданным требованиям к его электрическим характеристикам. Синтез можно условно разбить на два основных этапа.

На первом этапе решается задача аппроксимации — отыскание аналитической аппроксимирующей функции, которая с требуемой точностью воспроизводит заданную по условиям характеристику. Иными словами, на этом этапе заданные обычно в общем виде условия, оговаривающие поведение характеристики фильтра на различных участках частотного диапазона, заменяются эквивалентной аппроксимирующей функцией, приближенно отображающей эти же условия. Это позволяет наложить на элементы фильтра ограничения в соответствии с коэффициентами аппроксимирующей функции и рассчитать их величины. Так как не всякая частотная характеристика может быть получена практической схемой, на аппроксимирующую функцию накладываются ограничения в виде необходимых и достаточных условий физической реализуемости.

На втором этапе решается задача реализации — отыскание совокупности цепей, имеющих характеристики, достаточно близкие к аппроксимирующей функции. В связи с тем, что любой физически осуществимой функции соответствует множество электрических схем, синтез не однозначен. Обычно ищут ограниченное число реализаций, а затем схемы оптимизируют по наиболее подходящему критерию, которым может быть минимальное количество элементов, чувствительность к изменению их величин и другие. В результате выбирается одна из схем, удовлетворяющая условиям поставленной задачи и оптимальная в смысле выбранного критерия.

Так как реализация функций высоких порядков сопряжена со значительными трудностями, функцию раскладывают путем алгеб-

раических преобразований на сомножители, обычно не выше второго порядка, которые и реализуют простейшими развязанными звеньями с активными элементами. При каскадном соединении таких звеньев удастся получить результирующую схему с требуемыми свойствами, так как ее коэффициент передачи равен произведению коэффициентов передачи исходных звеньев. Не всякая функция, удовлетворяющая условиям физической реализуемости, может быть получена при помощи практической схемы звена. Возможности простых звеньев оцениваются, а схемы звеньев классифицируются по величине реализуемой ими добротности. Раскладывая сложную аппроксимирующую функцию на множители, нетрудно в соответствии с классификатором подобрать требуемые звенья и путем каскадного включения их создать фильтр с требуемыми характеристиками.

На практике встречаются различные способы задания исходных данных для расчета низкочастотных избирательных усилителей. Их можно разделить на три группы.

1. Заданы требования к частотной характеристике усилителя. При этом фазовая характеристика усилителя особого интереса не представляет, и требования к ней не оговариваются. В этом случае обычно задаются граничные частоты полосы пропускания F_n и F_v усилителя или частоты среза, неравномерность коэффициента передачи a_ϕ в полосе пропускания, граничные частоты полосы задержания f_1 и f_2 или частоты расстройки и минимальное затухание b_ϕ коэффициента передачи в полосе задерживания.

Кроме того, в общих чертах может быть задан характер изменения коэффициента b_ϕ в полосе задерживания. Например, требуется, чтобы на частотах расстройки затухание коэффициента передачи было не менее b_ϕ и в дальнейшем с изменением частоты монотонно возрастало. В некоторых случаях могут конкретно не задаваться граничные частоты полосы задерживания. Тогда обычно оговариваются требования к переходной области между полосами пропускания и задерживания.

Рассмотренный способ задания исходных данных характерен для фильтров со ступенчатой частотной характеристикой.

2. Заданы требования к фазовой характеристике усилителя либо ее первой производной по частоте — характеристике времени замедления. При этом специальных требований к частотной характеристике усилителя не предъявляют. Желательно только, чтобы в полосе рабочих частот схема обеспечивала достаточно равномерную передачу сигналов и не вносила значительного затухания. В этом случае обычно задаются граничные рабочие частоты F_n и F_v , угол сдвига фаз φ_0 между напряжениями на входе и выходе усилителя на одной из этих частот либо время замедления t_0 , допустимое

отклонение $\Delta\varphi$ фазовой характеристики от линейной либо отклонение времени замедления Δt_0 и допустимое затухание (неравномерность) коэффициента передачи в рабочей полосе частот.

Рассмотренный способ задания исходных данных характерен для линий задержки, имеющих линейную фазовую характеристику и, следовательно, постоянное в рабочей полосе частот время замедления.

3. Заданы требования только к частотной характеристике, которая отличается от ступенчатой, или заданы требования только к фазовой характеристике, которая отличается от линейной. Эти способы задания исходных данных характерны соответственно для амплитудных или фазовых выравнителей (корректоров), относящихся к цепям с произвольными частотными или фазовыми характеристиками.

Иногда задаются требования одновременно к частотной и к фазовой характеристикам. Например, в фазовых фильтрах предъявляются требования к ступенчатой частотной характеристике в полосах пропускания и задерживания, а также к линейной фазовой характеристике в полосе пропускания. Особую группу составляют случаи, когда предъявляются требования одновременно к частотной и к фазовой характеристикам, причем первая из них отличается от ступенчатой, а вторая — от линейной.

Ниже приводятся методы проектирования усилителей, требования к которым заданы первым и вторым способами. Усилители, требования к которым задаются третьим способом, относятся к специальным избирательным цепям и здесь не рассматриваются.

2. АППРОКСИМАЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ

Нормированная частотная характеристика идеального фильтра имеет вид квадрата со сторонами, равными единице, перекрывающего полосу пропускания, а фазовая характеристика линейна и, следовательно, время замедления не зависит от частоты. Идеальные характеристики не могут быть реализованы реальной цепью. Однако можно создать фильтр, характеристики которого приближаются к идеальным с заданной степенью точности. Для этого необходимо построить приближающуюся функцию, т. е. решить задачу аппроксимации.

Аппроксимирующие функции являются дробно-рациональными функциями комплексного переменного p . Они описываются корнями числителя и знаменателя, соответственно называемыми нулями и полюсами аппроксимирующей функции. Нули и полюсы могут быть действительными или комплексно сопряженными, причем нули

могут располагаться как в левой, так и в правой частях комплексной плоскости p , а полюсы — только в левой ее части.

Если все нули лежат в левой части плоскости p , то между частотной и фазовой характеристиками усилителя имеется однозначная связь. Такая схема называется минимально фазовой, и в ней невозможно произвольно задать две указанные характеристики. Если хотя бы один нуль коэффициента передачи схемы находится в правой части плоскости p , то она называется неминимально фазовой. Такие схемы могут иметь одинаковые частотные характеристики при различных фазовых. Усилитель, нули коэффициента передачи которого расположены в правой части плоскости p и являются зеркальным отображением расположенных в левой части полюсов, имеет изменяющуюся с частотой фазовую характеристику и постоянный модуль коэффициента усиления на тех частотах, где еще не проявляются паразитные эффекты. Такой усилитель называется фазовым звеном.

Для удобства и наглядности нули и полюсы изображают графически на комплексной плоскости. Нули изображаются кружками, полюсы — крестиками. Совокупность изображенных нулей и полюсов, представляющих аппроксимирующую функцию, называется картой функции.

В общем случае нуль и полюс могут иметь действительную и мнимую координаты. Поэтому комплексно сопряженные пары полюсов можно записать в виде

$$p_k = G_k \pm j\omega_k. \quad (7.1)$$

Комплексно сопряженная пара полюсов характеризуется собственной частотой

$$\Omega_{с. п} = \sqrt{G_k^2 + \omega_k^2} \quad (7.2)$$

и добротностью

$$Q = -\frac{\sqrt{G_k^2 + \omega_k^2}}{2G_k} = -\frac{\Omega_{с. п}}{2G_k}. \quad (7.3)$$

Действительный полюс характеризуется только собственной частотой. Аналогичные оценки вводятся и для нулей функции.

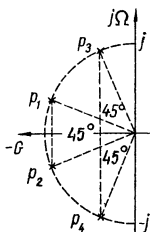
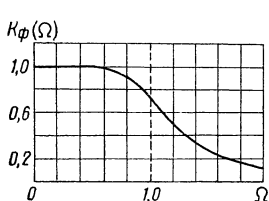
Для того чтобы сделать расчеты универсальными, частоту нормируют делением текущей частоты ω на частоту нормировки. В качестве последней в фильтрах нижних и верхних частот выбирают частоту среза ω_c , а в полосовых и режекторных — частоту, равную соответственно протяженности полосы пропускания или режекции. Осуществив нормирование, решают задачу аппроксимации в нормированной частоте. Затем выполняют денормирование и на

этапе реализации используют денормированную частоту для определения величин элементов схемы.

Рассмотрим аппроксимацию частотной характеристики фильтров нижних частот.

Максимально плоская аппроксимация частотной характеристики.

Один из возможных способов приближенного представления идеальной ступенчатой частотной характеристики — аппроксимация ее гладкой (монотонной) функцией в окрестностях некоторой точки, обычно $\Omega = 0$. Такая аппроксимация дает хорошее приближение функции в точке $\Omega = 0$. По мере удаления от нее погрешность



аппроксимации возрастает и достигает максимального значения на границе полосы пропускания.

Из всех монотонных кривых одного и того же порядка наилучшее приближение ступенчатой частотной характеристики обеспечивает дробно-рациональная функция. При операторной форме записи ее числителем является единица, а знаменателем — полином Баттерворта. Такая функция называется

Рис. 7.1. Максимально плоская функция, аппроксимирующая идеальную частотную характеристику, и карта ее полюсов и нулей.

максимально плоской, а фильтр, частотная характеристика которого представлена этой функцией, считается аппроксимированным по Баттерворту и иногда называется просто фильтром Баттерворта.

Модуль максимально плоской функции на частоте $\Omega = 0$ ($p = j\Omega = 0$) равен единице. По мере увеличения частоты он снижается и на границе полосы пропускания, где нормированная частота $\Omega = 1$ ($p = j$), имеет минимальную величину по сравнению с его значением на других частотах полосы пропускания. При дальнейшем увеличении частоты модуль монотонно уменьшается, причем

Полюсы максимально плоской функции,

n	2	3	4	5
Полюсы	$-0,707 \pm j0,707$	$-1,0$ $-0,5 \pm j0,866$	$-0,383 \pm j0,924$ $-0,924 \pm j0,383$	$-1,0$ $-0,309 \pm j0,951$ $-0,809 \pm j0,588$

степень уменьшения его существенно зависит от порядка функции. Максимально плоская функция, аппроксимирующая идеальную ступенчатую частотную характеристику, и карта ее полюсов и нулей приведены на рис. 7.1.

Полюсы максимально плоской функции располагаются в левой части комплексной плоскости p на полуокружности единичного радиуса симметрично относительно действительной оси и отделены друг от друга равными угловыми расстояниями. В табл. 7.1 приведены координаты полюсов этой функции степени n от 1 до 10 и неравномерности в полосе пропускания $a_{\Phi} = 3$ дб. Из табл. 7.1 следует, что максимальная добротность (7.3) полюсов максимально плоской низкочастотной функции степени не выше 10 приблизительно составляет 3,2.

Относительное затухание коэффициента передачи, аппроксимированного по Баттерворту, при расстройке от граничной частоты определяется выражением

$$b_{\Phi} = 10 \lg \left[1 + \left(10^{\frac{a_{\Phi}}{10}} - 1 \right) \Omega^{2n} \right] - a_{\Phi}, \text{ дб}, \quad (7.4)$$

где

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_c} \quad (7.5)$$

— безразмерная частота, равная отношению частот расстройки ω и среза ω_c .

При $a_{\Phi} = 3$ дб можно пользоваться приближенным выражением

$$b_{\Phi} \approx 20n \lg \Omega, \text{ дб}, \quad (7.6)$$

а при октавных расстройках ($\Omega = 2$)

$$b_{\Phi} \approx 6n, \text{ дб/окт.} \quad (7.7)$$

Необходимая степень функции, обеспечивающей заданную нерав-

аппроксимирующей частотную характеристику

Таблица 7.1

6	7	8	9	10
$-0,259 \pm j0,966$	$-1,0$	$-0,195 \pm j0,981$	$-1,0$	$-0,156 \pm j0,988$
$-0,707 \pm j0,707$	$-0,223 \pm j0,975$	$-0,556 \pm j0,831$	$-0,174 \pm j0,985$	$-0,454 \pm j0,891$
$-0,966 \pm j0,259$	$-0,623 \pm j0,782$	$-0,831 \pm j0,556$	$-0,500 \pm j0,866$	$-0,707 \pm j0,707$
	$-0,901 \pm j0,434$	$-0,981 \pm j0,195$	$-0,766 \pm j0,643$	$-0,891 \pm j0,454$
			$-0,940 \pm j0,342$	$-0,988 \pm j0,156$

Полюсы равноволновой функции,

$a_{\Phi}, \text{ дБ}$ \diagdown n	2	3	4	5
1	$-0,549 \pm j0,895$	$-0,494$ $-0,247 \pm j0,966$	$-0,140 \pm j0,983$ $-0,337 \pm j0,407$	$-0,289$ $-0,089 \pm j0,990$ $-0,234 \pm j0,612$
2	$-0,402 \pm j0,813$	$-0,369$ $-0,184 \pm j0,923$	$-0,015 \pm j0,958$ $-0,253 \pm j0,397$	$-0,218$ $-0,067 \pm j0,973$ $-0,177 \pm j0,602$
3	$-0,322 \pm j0,777$	$-0,299$ $-0,149 \pm j0,904$	$-0,085 \pm j0,947$ $-0,206 \pm j0,392$	$-0,178$ $-0,055 \pm j0,966$ $-0,144 \pm j0,597$

номерность a_{Φ} и требуемое затухание b_{Φ} , определяется по формуле

$$n \geq \frac{1}{2 \lg \Omega} \lg \frac{10^{\frac{a_{\Phi} + b_{\Phi}}{10}} - 1}{\frac{a_{\Phi}}{10^{10}} - 1}. \quad (7.8)$$

В широко распространенном частном случае $a_{\Phi} = 3 \text{ дБ}$ формула (7.8) упрощается:

$$n \geq \frac{b_{\Phi}}{20 \lg \Omega}. \quad (7.9)$$

В формулы (7.4), (7.8) и (7.9) следует подставлять значения коэффициентов a_{Φ} и b_{Φ} , выраженные в децибеллах. Координаты полюсов функции при неравномерности $a'_{\Phi} \neq 3 \text{ дБ}$ можно определить по формуле

$$p'_k = \sqrt[n]{\frac{1,16}{\frac{a_{\Phi}}{10^{10}} - 1}} p_k, \quad (7.10)$$

где p_k — координаты полюсов максимально плоской функции, указанные в табл. 7.1.

аппроксимирующей частотную характеристику

6	7	8	9	10
$-0,062 \pm j0,993$ $-0,170 \pm j0,727$ $-0,232 \pm j0,266$	$-0,205$ $-0,046 \pm j0,995$ $-0,128 \pm j0,798$ $-0,185 \pm j0,443$	$-0,035 \pm j0,996$ $-0,100 \pm j0,845$ $-0,149 \pm j0,564$ $-0,176 \pm j0,198$	$-0,159$ $-0,028 \pm j0,997$ $-0,080 \pm j0,877$ $-0,122 \pm j0,651$ $-0,150 \pm j0,346$	$-0,022 \pm j0,998$ $-0,065 \pm j0,900$ $-0,101 \pm j0,714$ $-0,128 \pm j0,459$ $-0,141 \pm j0,158$
$-0,047 \pm j0,982$ $-0,128 \pm j0,719$ $-0,175 \pm j0,263$	$-0,155$ $-0,034 \pm j0,987$ $-0,097 \pm j0,791$ $-0,140 \pm j0,439$	$-0,026 \pm j0,990$ $-0,075 \pm j0,839$ $-0,113 \pm j0,561$ $-0,133 \pm j0,197$	$-0,121$ $-0,021 \pm j0,992$ $-0,060 \pm j0,872$ $-0,090 \pm j0,647$ $-0,113 \pm j0,345$	$-0,017 \pm j0,993$ $-0,049 \pm j0,896$ $-0,077 \pm j0,711$ $-0,097 \pm j0,457$ $-0,107 \pm j0,157$
$-0,038 \pm j0,976$ $-0,104 \pm j0,715$ $-0,143 \pm j0,262$	$-0,126$ $-0,028 \pm j0,983$ $-0,079 \pm j0,788$ $-0,114 \pm j0,437$	$-0,022 \pm j0,987$ $-0,061 \pm j0,837$ $-0,092 \pm j0,559$ $-0,108 \pm j0,196$	$-0,098$ $-0,017 \pm j0,990$ $-0,049 \pm j0,870$ $-0,075 \pm j0,646$ $-0,092 \pm j0,344$	$-0,014 \pm j0,992$ $-0,040 \pm j0,894$ $-0,063 \pm j0,710$ $-0,079 \pm j0,456$ $-0,087 \pm j0,157$

Равноволновая аппроксимация частотной характеристики.

Максимально плоская аппроксимация плохо воспроизводит спад идеальной характеристики в области $\Omega = 1$ (рис. 7.1). Если аппроксимацию выполнить немонотонной кривой, то можно добиться небольшого и равномерного отклонения в полосе пропускания и более резкого спада характеристики в переходной области.

Наилучшую аппроксимацию немонотонной кривой обеспечивает дробная функция, числителем которой является зависимость от n коэффициент, а знаменателем — выражение, связанное с полиномом Чебышева. Такая функция называется равноволновой, а фильтр, частотная характеристика которого представлена этой функцией, считается аппроксимированным по Чебышеву и называется просто фильтром Чебышева.

Модуль равноволновой функции в пределах $0 \leq \Omega \leq 1$ является колебательной непериодической функцией, принимающей $n + 1$ раз чередующихся максимальных, равных единице, и минимальных,

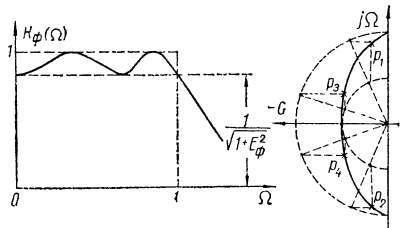


Рис. 7.2. Равноволновая функция, аппроксимирующая идеальную частотную характеристику, и карта ее полюсов и нулей.

отличающихся от единицы на допустимую величину, значений. На частоте среза $\Omega = 1$, т. е. на граничной частоте полосы пропускания, модуль коэффициента передачи снижается до минимально допустимой величины. При дальнейшем увеличении частоты модуль монотонно уменьшается и степень этого уменьшения зависит от порядка функции.

Равноволновая функция с $n = 4$, аппроксимирующая идеальную ступенчатую частотную характеристику, и карта ее полюсов и нулей приведена на рис. 7.2.

Полюсы равноволновой функции располагаются в левой части комплексной плоскости p на полуовале эллипса, большая ось которого совмещена с осью $j\omega$. В табл. 7.2 приведены координаты полюсов этой функции для значений n от 1 до 10. Сопоставляя данные табл. 7.1 и 7.2, можно установить, что добротность полюсов равноволновой функции значительно выше, чем максимально плоской при одинаковых n и a_Φ .

Относительное затухание коэффициента передачи, аппроксимированного по Чебышеву, при октавной расстройке ($\Omega = 2$) определяется приближенным выражением

$$b_\Phi \approx 6n + 6(n - 1) + 10 \lg \left(10^{\frac{a_\Phi}{10}} - 1 \right), \text{ дб/окт.} \quad (7.11)$$

Необходимая степень n функции, обеспечивающей неравномерность a_Φ и затухание b_Φ , определяется по формуле

$$n \geq \frac{\lg 2 + \frac{1}{2} \lg \frac{10^{\frac{b_\Phi}{10}} - 1}{a_\Phi}}{\lg (\Omega + \sqrt{\Omega^2 - 1})}. \quad (7.12)$$

В формулы (7.11) и (7.12) необходимо подставлять значения коэффициентов a_Φ и b_Φ , выраженные в децибеллах.

Изоэкстремальная аппроксимация частотной характеристики. Идеальную ступенчатую частотную характеристику можно аппроксимировать кривой, колеблющейся как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания. Наилучшие результаты в этом случае обеспечивает дробная функция, числитель и знаменатель которой в операторной форме записи являются полиномами комплексного переменного p и связаны с дробью Золотарева. Такая функция называется изоэкстремальной, а фильтр, частотная характеристика которого представлена этой функцией, считается аппроксимированным по Золотареву и называется просто фильтром Золотарева (иногда эллиптическим или фильтром Кауэра).

Модуль изоэкстремальной функции в пределах $0 \leq \Omega \leq 1$, ана-

логично равноволновой функции, неперiodически колеблется $n + 1$ раз между чередующимися максимальным, равным единице, и минимальным, отличающимся от единицы на допустимую величину, значениями. На частоте среза $\Omega = 1$ модуль снижается до минимально допустимой величины.

На интервале $1 \leq \Omega \leq 1/k$, где

$$k = \sin \Theta = \frac{\omega_{c1}}{\omega_{c2}} \quad (7.13)$$

— отношение граничных частот полос пропускания ω_{c1} и задерживания ω_{c2} , модуль коэффициента передачи монотонно снижается. На интервале $1/k \leq \Omega \leq \infty$ функция вновь приобретает неперiodический волнообразный характер, причем наибольшее по абсолютной величине ее значение является минимально возможным и не превышает некоторой гарантированной величины. Вследствие этого затухание коэффициента передачи аппроксимированного по Золотареву фильтра в полосе задерживания ($\Omega > 1/k$) будет большим, чем у других фильтров с теми же значениями n и b_Φ .

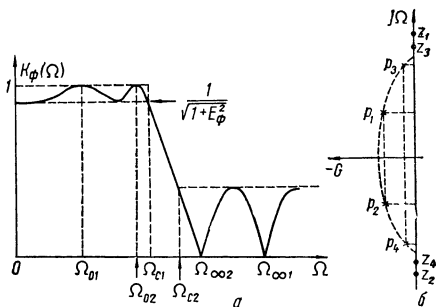


Рис. 7.3. Изокстремальная функция, аппроксимирующая идеальную частотную характеристику, и карта ее полюсов и нулей.

Изокстремальная функция с $n = 4$, аппроксимирующая идеальную ступенчатую частотную характеристику, и карта ее полюсов приведены на рис. 7.3. Нули изокстремальной функции размещаются на оси $j\Omega$, а ее полюсы располагаются в левой части комплексной плоскости на полуовале эллипса, аналогично полюсам равноволновой функции.

Относительное затухание коэффициента передачи, аппроксимированного по Золотареву, при октавной расстройке определяется приближенным выражением

$$b_\Phi \approx 6n + 12(n - 1) + 10 \lg \left(10^{\frac{a_\Phi}{10}} - 1 \right), \text{ дб.} \quad (7.14)$$

Необходимая степень n функции, обеспечивающей неравномерность a_Φ и затухание b_Φ , определяется по формуле

$$n \geq \frac{2.4}{\pi} \left(4 \lg 2 + \lg \frac{10^{\frac{b_\Phi}{10}} - 1}{10^{\frac{a_\Phi}{10}} - 1} \right) \frac{K \left(\theta, \frac{\pi}{2} \right)}{K \left(90^\circ - \theta, \frac{\pi}{2} \right)}. \quad (7.15)$$

В формулы (7.14) и (7.15) необходимо подставлять значения коэффициентов a_Φ и b_Φ , выраженные в децибеллах. Значения входящих в формулу (7.15) эллиптических интегралов $K\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right)$ и $K\left(90^\circ - \theta, \frac{\pi}{2}\right)$ при различных величинах модульного угла $\theta = \arcsin K$ приведены в табл. 7.3. В табл. 7.4 приведены координаты нулей* и полюсов этой функции для значений степени n от 2 до 5 и модульного угла θ , отсчитанного через 5° от 0 до 90° .

Таблица 7.3

Отношение эллиптических интегралов $K\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right) / K\left(90^\circ - \theta, \frac{\pi}{2}\right)$ при различных величинах модульного угла

$\theta, \text{град}$	K	$K\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right)$	$\theta, \text{град}$	K	$K\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right)$
		$K\left(90^\circ - \theta, \frac{\pi}{2}\right)$			$K\left(90^\circ - \theta, \frac{\pi}{2}\right)$
5	0,088	0,411	50	0,766	1,083
10	0,174	0,502	55	0,819	1,175
15	0,260	0,577	60	0,866	1,279
20	0,343	0,647	65	0,906	1,400
25	0,423	0,714	70	0,940	1,565
30	0,500	0,782	75	0,966	1,732
35	0,574	0,851	80	0,985	1,992
40	0,643	0,923	85	0,996	2,435
45	0,707	1,0			

Аппроксимация усилителей, использующих одинаковые звенья. Рассмотренные выше способы аппроксимации частотной характеристики усилителей являются оптимальными в том смысле, что при плоском, волнообразном и изоекстремальном представлении характеристики полученные аппроксимирующие функции имеют наименьший возможный порядок. Полюсы этих функций отличаются координатами, добротностью и собственными частотами, поэтому реализующие их активные звенья также различны, а их количество при данном способе аппроксимации минимально.

Кроме этих оптимальных, имеется значительное количество так называемых промежуточных или квазиоптимальных аппроксимаций, в которых используются лишь некоторые особенности

* Нули функции не имеют действительной части, и по этому признаку их легко отличить в табл. 7.4 от полюсов.

оптимальных аппроксимаций, например, критерий приближения и др. Ценой некоторого ухудшения избирательности в сравнении с оптимальной такая аппроксимация обеспечивает определенные преимущества при реализации.

При проектировании выпускаемой в больших количествах аппаратуры решающим фактором может оказаться не минимальное число звеньев в усилителе, а их унификация, уменьшение номенклатуры комплектующих элементов, сокращение настроечных операций. В этом случае усилитель можно выполнить из одинаковых звеньев, которые будут иметь одинаковый технологический цикл и настраиваться на получение одних и тех же характеристик. Для обеспечения заданной избирательности такой усилитель должен содержать больше звеньев, чем фильтр Баттерворта, Чебышева или Золотарева.

Кроме удобств производственного характера, выполнение усилителя из одинаковых звеньев сравнительно низкой добротности существенно облегчает решение задачи реализации, особенно в тех случаях, когда другие виды аппроксимации приводят к функциям с полюсами высокой добротности. Необходимое количество звеньев определяется по формуле

$$n_{зв} = \frac{b'_\phi}{10} \text{ или } n_{зв} = \frac{b'_\phi}{13}$$

соответственно для максимально плоской или равноволновой аппроксимации. Значение b'_ϕ необходимо подставлять в децибеллах. Найдя требуемую неравномерность звена $a_\phi = a'_\phi/n_{зв}$, при помощи табл. 7.1 и формулы (7.10) при максимально плоской или табл. 7.2 при равноволновой аппроксимации устанавливают координаты полюсов звена с $n = 2$.

Плоская аппроксимация. Один из видов плоской аппроксимации можно получить, если одну или несколько пар комплексно сопряженных полюсов максимально плоской функции заменить таким же количеством пар действительных отрицательных полюсов. При этом координаты остальных комплексно сопряженных пар полюсов, в числе которых должна быть и доминирующая пара, остаются неизменными. Заменяющая пара действительных полюсов в общем случае может иметь различные координаты, однако приближение наиболее эффективно, когда полюсы в паре кратные. Зависимость между координатами заменяемой комплексно сопряженной пары полюсов максимально плоской функции $p_{k, k+1}$ и заменяющей ее пары кратных полюсов $p'_{k, k+1}$, в результате чего образуется плоская функция, определяется соотношением

$$p'_{k, k+1} = \frac{1}{\sqrt{|p_k + p_{k+1}| - 1}} = -\frac{1}{\sqrt{2d_k - 1}} = \sqrt{\frac{Q_n}{1 - Q_n}},$$

Нули и полюсы изокстремальной функции,

$a_{\Phi},$ дБ		K	0,088	0,174	0,260	0,343	
		$\theta, \text{град}$	5	10	15	20	
		n					
1	2		$\pm j16,211$	$\pm j8,113$	$\pm j5,417$	$\pm j4,072$	
			$-0,548 \pm j0,897$	$-0,544 \pm j0,903$	$-0,538 \pm j0,912$	$-0,529 \pm j0,926$	
	3		$\pm j13,242$	$\pm j6,637$	$\pm j4,442$	$\pm j3,350$	
			$-0,185$ $-0,092 \pm j0,881$	$-0,254$ $-0,124 \pm j0,895$	$-0,304$ $-0,145 \pm j0,907$	$-0,345$ $-0,159 \pm j0,920$	
	4		$\pm j29,934$ $\pm j12,416$	$\pm j14,951$ $\pm j6,226$	$\pm j9,949$ $\pm j4,172$	$\pm j7,442$ $\pm j3,151$	
			$-0,337 \pm j0,408$ $-0,139 \pm j0,984$	$-0,338 \pm j0,411$ $-0,138 \pm j0,984$	$-0,340 \pm j0,416$ $-0,135 \pm j0,985$	$-0,343 \pm j0,422$ $-0,132 \pm j0,986$	
	5		$\pm j19,496$ $\pm j12,062$	$\pm j9,749$ $\pm j6,061$	$\pm j6,500$ $\pm j4,056$	$\pm j4,875$ $\pm j3,065$	
			$-0,111$ $-0,089 \pm j0,592$ $-0,034 \pm j0,957$	$-0,161$ $-0,121 \pm j0,598$ $-0,049 \pm j0,962$	$-0,180$ $-0,143 \pm j0,604$ $-0,053 \pm j0,967$	$-0,204$ $-0,160 \pm j0,612$ $-0,058 \pm j0,972$	
	2	2		$\pm j16,211$	$\pm j8,113$	$\pm j5,417$	$\pm j4,072$
				$-0,401 \pm j0,815$	$-0,399 \pm j0,818$	$-0,396 \pm j0,825$	$-0,391 \pm j0,834$
		3		$\pm j13,242$	$\pm j6,637$	$\pm j4,442$	$\pm j3,350$
				$-0,126$ $-0,063 \pm j0,879$	$-0,176$ $-0,086 \pm j0,881$	$-0,213$ $-0,102 \pm j0,889$	$-0,245$ $-0,114 \pm j0,897$
4			$\pm j29,934$ $\pm j12,416$	$\pm j14,951$ $\pm j6,226$	$\pm j9,949$ $\pm j4,172$	$\pm j7,442$ $\pm j3,151$	
			$-0,254 \pm j0,398$ $-0,104 \pm j0,958$	$-0,254 \pm j0,400$ $-0,103 \pm j0,959$	$-0,256 \pm j0,404$ $-0,102 \pm j0,960$	$-0,259 \pm j0,410$ $-0,099 \pm j0,961$	
5			$\pm j19,496$ $\pm j12,062$	$\pm j9,749$ $\pm j6,061$	$\pm j6,500$ $\pm j4,056$	$\pm j4,875$ $\pm j3,065$	
			$-0,076$ $-0,061 \pm j0,590$ $-0,023 \pm j0,954$	$-0,106$ $-0,084 \pm j0,594$ $-0,032 \pm j0,957$	$-0,127$ $-0,101 \pm j0,599$ $-0,038 \pm j0,970$	$-0,146$ $-0,114 \pm j0,606$ $-0,041 \pm j0,963$	
3		2		$\pm j16,211$	$\pm j8,113$	$\pm j5,417$	$\pm j4,072$
				$-0,322 \pm j0,778$	$-0,321 \pm j0,781$	$-0,318 \pm j0,787$	$-0,315 \pm j0,794$
		3		$\pm j13,242$	$\pm j6,637$	$\pm j4,442$	$\pm j3,350$
				$-0,098$ $-0,049 \pm j0,871$	$-0,137$ $-0,067 \pm j0,876$	$-0,167$ $-0,080 \pm j0,881$	$-0,193$ $-0,090 \pm j0,888$
	4		$\pm j29,934$ $\pm j12,416$	$\pm j14,951$ $\pm j6,226$	$\pm j9,949$ $\pm j4,172$	$\pm j7,442$ $\pm j3,151$	
			$-0,206 \pm j0,393$ $-0,085 \pm j0,947$	$-0,206 \pm j0,395$ $-0,084 \pm j0,947$	$-0,208 \pm j0,399$ $-0,083 \pm j0,948$	$-0,209 \pm j0,404$ $-0,081 \pm j0,950$	
	5		$\pm j19,496$ $\pm j12,062$	$\pm j9,749$ $\pm j6,061$	$\pm j6,500$ $\pm j4,056$	$\pm j4,875$ $\pm j3,065$	
			$-0,058$ $-0,047 \pm j0,590$ $-0,018 \pm j0,953$	$-0,082$ $-0,066 \pm j0,593$ $-0,025 \pm j0,955$	$-0,010$ $-0,079 \pm j0,597$ $-0,029 \pm j0,957$	$-0,115$ $-0,090 \pm j0,604$ $-0,033 \pm j0,960$	

Таблица 7.4

аппроксимирующей частотную характеристику

0,423	0,5	0,547	0,643	0,707
25	30	35	40	45
$\pm j3,267$ $-0,516 \pm j0,941$	$\pm j2,732$ $-0,499 \pm j0,959$	$\pm j2,352$ $-0,478 \pm j0,980$	$\pm j2,067$ $-0,451 \pm j1,002$	$\pm j1,848$ $-0,418 \pm j1,024$
$\pm j2,700$ $-0,383$ $-0,168 \pm j0,932$	$\pm j2,270$ $-0,419$ $-0,172 \pm j0,944$	$\pm j1,967$ $-0,456$ $-0,172 \pm j0,956$	$\pm j1,742$ $-0,494$ $-0,169 \pm j0,967$	$\pm j1,571$ $-0,536$ $-0,161 \pm j0,978$
$\pm j6,146$ $\pm j2,543$ $-0,335 \pm j0,421$ $-0,121 \pm j0,982$	$\pm j4,922$ $\pm j2,143$ $-0,351 \pm j0,443$ $-0,121 \pm j0,989$	$\pm j4,196$ $\pm j1,862$ $-0,356 \pm j0,456$ $-0,115 \pm j0,991$	$\pm j3,646$ $\pm j1,654$ $-0,363 \pm j0,474$ $-0,107 \pm j0,993$	$\pm j3,214$ $\pm j1,497$ $-0,359 \pm j0,494$ $-0,099 \pm j0,995$
$\pm j3,900$ $\pm j2,477$ $-0,226$ $-0,173 \pm j0,623$ $-0,060 \pm j0,976$	$\pm j3,251$ $\pm j2,089$ $-0,246$ $-0,183 \pm j0,635$ $-0,062 \pm j0,980$	$\pm j2,786$ $\pm j1,817$ $-0,270$ $-0,192 \pm j0,649$ $-0,061 \pm j0,983$	$\pm j2,438$ $\pm j1,617$ $-0,286$ $-0,198 \pm j0,666$ $-0,060 \pm j0,987$	$\pm j2,166$ $\pm j1,465$ $-0,308$ $-0,203 \pm j0,685$ $-0,057 \pm j0,990$
$\pm j3,267$ $-0,384 \pm j0,845$	$\pm j2,732$ $-0,375 \pm j0,859$	$\pm j2,352$ $-0,364 \pm j0,875$	$\pm j2,067$ $-0,349 \pm j0,892$	$\pm j1,848$ $-0,331 \pm j0,912$
$\pm j2,700$ $-0,274$ $-0,121 \pm j0,905$	$\pm j2,270$ $-0,301$ $-0,126 \pm j0,914$	$\pm j1,967$ $-0,329$ $-0,127 \pm j0,924$	$\pm j1,742$ $-0,357$ $-0,126 \pm j0,934$	$\pm j1,571$ $-0,387$ $-0,123 \pm j0,943$
$\pm j6,146$ $\pm j2,543$ $-0,250 \pm j0,406$ $-0,090 \pm j0,959$	$\pm j4,922$ $\pm j2,143$ $-0,264 \pm j0,427$ $-0,090 \pm j0,965$	$\pm j4,196$ $\pm j1,862$ $-0,268 \pm j0,439$ $-0,088 \pm j0,968$	$\pm j3,646$ $\pm j1,654$ $-0,272 \pm j0,453$ $-0,082 \pm j0,971$	$\pm j3,214$ $\pm j1,497$ $-0,277 \pm j0,470$ $-0,076 \pm j0,974$
$\pm j3,900$ $\pm j2,477$ $-0,163$ $-0,125 \pm j0,615$ $-0,044 \pm j0,966$	$\pm j3,251$ $\pm j2,089$ $-0,179$ $-0,134 \pm j0,626$ $-0,046 \pm j0,969$	$\pm j2,786$ $\pm j1,817$ $-0,194$ $-0,141 \pm j0,638$ $-0,045 \pm j0,972$	$\pm j2,438$ $\pm j1,617$ $-0,210$ $-0,146 \pm j0,663$ $-0,044 \pm j0,976$	$\pm j2,166$ $\pm j1,465$ $-0,227$ $-0,151 \pm j0,671$ $-0,042 \pm j0,979$
$\pm j3,267$ $-0,310 \pm j0,803$	$\pm j2,732$ $-0,304 \pm j0,815$	$\pm j2,352$ $-0,296 \pm j0,829$	$\pm j2,067$ $-0,287 \pm j0,844$	$\pm j1,848$ $-0,274 \pm j0,861$
$\pm j2,700$ $-0,216$ $-0,096 \pm j0,895$	$\pm j2,270$ $-0,239$ $-0,100 \pm j0,902$	$\pm j1,967$ $-0,261$ $-0,102 \pm j0,910$	$\pm j1,742$ $-0,284$ $-0,102 \pm j0,919$	$\pm j1,571$ $-0,308$ $-0,100 \pm j0,928$
$\pm j6,146$ $\pm j2,543$ $-0,203 \pm j0,399$ $-0,073 \pm j0,949$	$\pm j4,922$ $\pm j2,143$ $-0,214 \pm j0,420$ $-0,075 \pm j0,954$	$\pm j4,196$ $\pm j1,862$ $-0,217 \pm j0,431$ $-0,072 \pm j0,951$	$\pm j3,646$ $\pm j1,654$ $-0,221 \pm j0,444$ $-0,067 \pm j0,961$	$\pm j3,214$ $\pm j1,497$ $-0,225 \pm j0,460$ $-0,063 \pm j0,964$
$\pm j3,900$ $\pm j2,477$ $-0,129$ $-0,099 \pm j0,612$ $-0,035 \pm j0,962$	$\pm j3,251$ $\pm j2,089$ $-0,142$ $-0,106 \pm j0,622$ $-0,040 \pm j0,965$	$\pm j2,786$ $\pm j1,817$ $-0,155$ $-0,113 \pm j0,634$ $-0,036 \pm j0,968$	$\pm j2,438$ $\pm j1,617$ $-0,168$ $-0,118 \pm j0,648$ $-0,036 \pm j0,971$	$\pm j2,166$ $\pm j1,465$ $-0,182$ $-0,122 \pm j0,664$ $-0,034 \pm j0,974$

$a_{\Phi},$ $\frac{\partial \delta}{\partial \theta}$	K	0,766	0,819	0,866	0,906
	$\theta, \text{ град}$				
	n	50	55	60	65
1	2	$\pm j1,673$ $-0,379 \pm j1,044$	$\pm j1,531$ $-0,334 \pm j1,061$	$\pm j1,414$ $-0,285 \pm j1,072$	$\pm j1,316$ $-0,233 \pm j1,076$
	3	$\pm j1,437$ $-0,583$ $-0,150 \pm j0,989$	$\pm j1,330$ $-0,636$ $-0,136 \pm j0,998$	$\pm j1,245$ $-0,700$ $-0,118 \pm j1,006$	$\pm j1,167$ $-0,775$ $-0,093 \pm j1,014$
	4	$\pm j2,863$ $\pm j1,374$ $-0,377 \pm j0,520$ $-0,089 \pm j0,998$	$\pm j2,571$ $\pm j1,278$ $-0,385 \pm j0,550$ $-0,079 \pm j1,000$	$\pm j2,321$ $\pm j1,201$ $-0,392 \pm j0,588$ $-0,068 \pm j1,002$	$\pm j2,101$ $\pm j1,140$ $-0,399 \pm j0,634$ $-0,055 \pm j1,003$
	5	$\pm j1,948$ $\pm j1,348$ $-0,332$ $-0,207 \pm j0,708$ $-0,052 \pm j0,992$	$\pm j1,769$ $\pm j1,256$ $-0,359$ $-0,207 \pm j0,734$ $-0,047 \pm j0,995$	$\pm j1,618$ $\pm j1,183$ $-0,391$ $-0,203 \pm j0,764$ $-0,041 \pm j0,997$	$\pm j1,490$ $\pm j1,126$ $-0,429$ $-0,197 \pm j0,798$ $-0,034 \pm j0,999$
2	2	$\pm j1,673$ $-0,309 \pm j0,932$	$\pm j1,531$ $-0,283 \pm j0,952$	$\pm j1,414$ $-0,251 \pm j0,971$	$\pm j1,316$ $-0,216 \pm j0,988$
	3	$\pm j1,437$ $-0,420$ $-0,116 \pm j0,954$	$\pm j1,330$ $-0,457$ $-0,107 \pm j0,964$	$\pm j1,245$ $-0,500$ $-0,096 \pm j0,973$	$\pm j1,167$ $-0,547$ $-0,077 \pm j0,986$
	4	$\pm j2,863$ $\pm j1,374$ $-0,283 \pm j0,491$ $-0,069 \pm j0,977$	$\pm j2,571$ $\pm j1,278$ $-0,289 \pm j0,517$ $-0,062 \pm j0,981$	$\pm j2,321$ $\pm j1,201$ $-0,295 \pm j0,548$ $-0,054 \pm j0,985$	$\pm j2,101$ $\pm j1,140$ $-0,301 \pm j0,585$ $-0,045 \pm j0,989$
	5	$\pm j1,948$ $\pm j1,348$ $-0,245$ $-0,154 \pm j0,691$ $-0,040 \pm j0,982$	$\pm j1,769$ $\pm j1,256$ $-0,265$ $-0,155 \pm j0,715$ $-0,036 \pm j0,985$	$\pm j1,618$ $\pm j1,183$ $-0,289$ $-0,154 \pm j0,742$ $-0,032 \pm j0,988$	$\pm j1,490$ $\pm j1,126$ $-0,316$ $-0,151 \pm j0,773$ $-0,027 \pm j0,991$
3	2	$\pm j1,673$ $-0,259 \pm j0,880$	$\pm j1,531$ $-0,240 \pm j0,900$	$\pm j1,414$ $-0,218 \pm j0,921$	$\pm j1,316$ $-0,191 \pm j0,941$
	3	$\pm j1,437$ $-0,334$ $-0,095 \pm j0,938$	$\pm j1,330$ $-0,363$ $-0,089 \pm j0,948$	$\pm j1,245$ $-0,397$ $-0,080 \pm j0,958$	$\pm j1,167$ $-0,432$ $-0,065 \pm j0,972$
	4	$\pm j2,863$ $\pm j1,374$ $-0,229 \pm j0,479$ $-0,057 \pm j0,968$	$\pm j2,571$ $\pm j1,278$ $-0,234 \pm j0,502$ $-0,051 \pm j0,972$	$\pm j2,321$ $\pm j1,201$ $-0,239 \pm j0,530$ $-0,044 \pm j0,977$	$\pm j2,101$ $\pm j1,140$ $-0,244 \pm j0,564$ $-0,037 \pm j0,982$
	5	$\pm j1,948$ $\pm j1,348$ $-0,197$ $-0,124 \pm j0,684$ $-0,032 \pm j0,977$	$\pm j1,769$ $\pm j1,256$ $-0,214$ $-0,126 \pm j0,706$ $-0,030 \pm j0,980$	$\pm j1,618$ $\pm j1,183$ $-0,232$ $-0,125 \pm j0,732$ $-0,026 \pm j0,984$	$\pm j1,490$ $\pm j1,126$ $-0,254$ $-0,123 \pm j0,762$ $-0,022 \pm j0,987$

0,940	0,966	0,985	0,996
70	75	80	85
$\pm j1,233$ $-0,180 \pm j1,073$	$\pm j1,162$ $-0,129 \pm j1,062$	$\pm j1,100$ $-0,081 \pm j1,046$	$\pm j1,047$ $-0,038 \pm j1,025$
$\pm j1,119$ $-0,875$ $-0,076 \pm j1,015$	$\pm j1,074$ $-1,002$ $-0,053 \pm j1,015$	$\pm j1,040$ $-1,173$ $-0,030 \pm j1,012$	$\pm j1,014$ $-1,423$ $-0,011 \pm j1,006$
$\pm j1,904$ $\pm j1,092$ $-0,402 \pm j0,693$ $-0,043 \pm j1,004$	$\pm j1,720$ $\pm j1,055$ $-0,396 \pm j0,767$ $-0,030 \pm j1,005$	$\pm j1,541$ $\pm j1,027$ $-0,371 \pm j0,862$ $-0,017 \pm j1,004$	$\pm j1,349$ $\pm j1,008$ $-0,294 \pm j0,976$ $-0,006 \pm j1,002$
$\pm j1,378$ $\pm j1,081$ $-0,476$ $-0,186 \pm j0,837$ $-0,027 \pm j1,000$	$\pm j1,278$ $\pm j1,047$ $-0,541$ $-0,168 \pm j0,881$ $-0,019 \pm j1,001$	$\pm j1,187$ $\pm j1,022$ $-0,637$ $-0,138 \pm j0,929$ $-0,011 \pm j1,001$	$\pm j1,100$ $\pm j1,006$ $-0,813$ $-0,090 \pm j0,979$ $-0,004 \pm j1,001$
$\pm j1,233$ $-0,176 \pm j1,001$	$\pm j1,162$ $-0,133 \pm j1,009$	$\pm j1,100$ $-0,088 \pm j1,012$	$\pm j1,047$ $-0,043 \pm j1,009$
$\pm j1,119$ $-0,613$ $-0,066 \pm j0,990$	$\pm j1,074$ $-0,692$ $-0,048 \pm j0,998$	$\pm j1,040$ $-0,799$ $-0,030 \pm j1,000$	$\pm j1,014$ $-0,955$ $-0,012 \pm j1,001$
$\pm j1,904$ $\pm j1,092$ $-0,305 \pm j0,633$ $-0,035 \pm j0,992$	$\pm j1,720$ $\pm j1,055$ $-0,306 \pm j0,693$ $-0,025 \pm j0,996$	$\pm j1,541$ $\pm j1,027$ $-0,295 \pm j0,773$ $-0,015 \pm j0,998$	$\pm j1,349$ $\pm j1,008$ $-0,254 \pm j0,882$ $-0,006 \pm j1,000$
$\pm j1,378$ $\pm j1,081$ $-0,349$ $-0,143 \pm j0,809$ $-0,021 \pm j0,994$	$\pm j1,278$ $\pm j1,047$ $-0,395$ $-0,132 \pm j0,851$ $-0,015 \pm j0,996$	$\pm j1,187$ $\pm j1,022$ $-0,460$ $-0,112 \pm j0,898$ $-0,009 \pm j0,998$	$\pm j1,100$ $\pm j1,006$ $-0,574$ $-0,077 \pm j0,952$ $-0,004 \pm j1,000$
$\pm j1,233$ $-0,160 \pm j0,960$	$\pm j1,162$ $-0,124 \pm j0,976$	$\pm j1,100$ $-0,085 \pm j0,989$	$\pm j1,047$ $-0,043 \pm j0,997$
$\pm j1,119$ $-0,483$ $-0,057 \pm j0,977$	$\pm j1,074$ $-0,542$ $-0,042 \pm j0,986$	$\pm j1,040$ $-0,621$ $-0,027 \pm j0,993$	$\pm j1,014$ $-0,737$ $-0,012 \pm j0,998$
$\pm j1,904$ $\pm j1,092$ $-0,249 \pm j0,607$ $-0,030 \pm j0,986$	$\pm j1,720$ $\pm j1,055$ $-0,250 \pm j0,661$ $-0,022 \pm j0,991$	$\pm j1,541$ $\pm j1,027$ $-0,245 \pm j0,734$ $-0,013 \pm j0,995$	$\pm j1,349$ $\pm j1,008$ $-0,217 \pm j0,836$ $-0,005 \pm j0,998$
$\pm j1,378$ $\pm j1,081$ $-0,281$ $-0,118 \pm j0,796$ $-0,018 \pm j0,990$	$\pm j1,278$ $\pm j1,047$ $-0,316$ $-0,109 \pm j0,837$ $-0,013 \pm j0,994$	$\pm j1,187$ $\pm j1,022$ $-0,366$ $-0,093 \pm j0,884$ $-0,008 \pm j0,996$	$\pm j1,100$ $\pm j1,006$ $-0,454$ $-0,066 \pm j0,939$ $-0,003 \pm j0,999$

где d_k — действительная часть координаты пары комплексно сопряженных полюсов; Q_{Π} — ее добротность.

Из этой формулы следует, что при переходе к квазиоптимальной плоской аппроксимации парой кратных действительных полюсов можно заменить только ту из пар комплексно сопряженных полюсов максимально плоской функции, у которой $Q_{\Pi} < 1$, что эквивалентно $d_k > 1/2$. Это ограничение является принципиальным и вытекает из условия физической реализуемости пассивной цепи RC . С увеличением Q_{Π} координата кратной пары действительных полюсов $p'_k, k+1$ возрастает и они смещаются по оси влево от начала

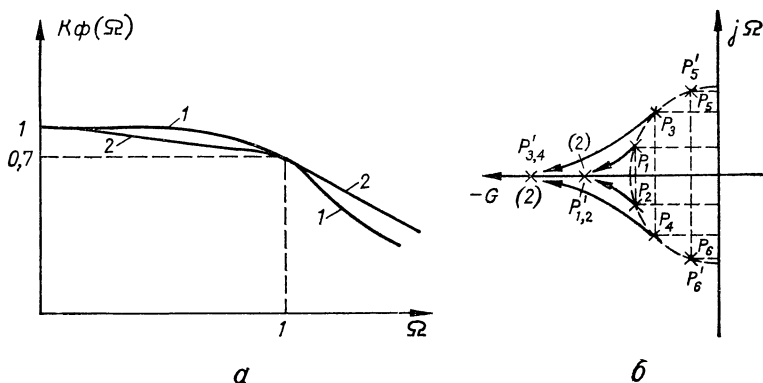


Рис. 7.4. Сравнение плоских функций шестого порядка, аппроксимирующих частотную характеристику:

a — вид функций, 1 — максимально плоская, 2 — плоская; b — карты их полюсов и нулей, p_{1-6} — максимально плоской, p'_{1-6} — плоской.

координат. Сравнительная оценка поведения максимально плоской и плоской функций и их карт полюсов и нулей показана на рис. 7.4.

Координаты полюсов квазиоптимальной плоской функции с различным количеством пар кратных действительных полюсов приведены в табл. 7.5, причем цифрой в скобках отмечены кратные полюсы. Там же указаны уровни затуханий сигналов для случая октавной расстройки от частоты среза $\Omega = 1$ в полюсе задерживания.

Квазиоптимальная плоская функция имеет такой же общий характер частотной зависимости фазы, что и максимально плоская, однако первая несколько более линейная.

Волновая аппроксимация. Одна из волнообразных аппроксимирующих по Чебышеву функций получается в том случае, если на ее особенности наложены следующие ограничения: в их составе должно быть не более пары комплексно сопряженных полюсов,

Таблица 7.5

Полюсы и затухания при октавной расстройке плоской функции, аппроксимирующей частотную характеристику

Число пар n	1		2		3	
	полюсы	$b_{\phi}, \text{дб}$	полюсы	$b_{\phi}, \text{дб}$	полюсы	$b_{\phi}, \text{дб}$
4	$-0,383 \pm j0,924$ $-1,086 (2)$	23	—	—	—	—
5	$-0,309 \pm j0,951$ $-1,272 (2)$ $-1,000$	28	—	—	—	—
6	$-0,259 \pm j0,966$ $-0,707 \pm j0,707$ $-1,036 (2)$	36	$-0,259 \pm j0,966$ $-1,554 (2)$ $-1,036 (2)$	32	—	—
7	$-0,223 \pm j0,975$ $-0,623 \pm j0,782$ $-1,117 (2)$ $-1,000$	41	$-0,223 \pm j0,975$ $-2,012 (2)$ $-1,117 (2)$ $-1,000$	35	—	—
8	$-0,195 \pm j0,981$ $-0,556 \pm j0,831$ $-0,831 \pm j0,556$ $-1,020 (2)$	48	$-0,195 \pm j0,981$ $-0,556 \pm j0,831$ $-1,228 (2)$ $-1,020 (2)$	46	$-0,195 \pm j0,981$ $-2,999 (2)$ $-1,228 (2)$ $-1,020 (2)$	38
9	$-0,174 \pm j0,985$ $-0,500 \pm j0,866$ $-0,766 \pm j0,643$ $-1,066 (2)$ $-1,000$	54	$-0,174 \pm j0,985$ $-0,500 \pm j0,866$ $-1,371 (2)$ $-1,066 (2)$ $-1,000$	50	—	—
10	$-0,156 \pm j0,988$ $-0,454 \pm j0,891$ $-0,707 \pm j0,707$ $-0,891 \pm j0,454$ $-1,013 (2)$	60	$-0,156 \pm j0,988$ $-0,454 \pm j0,891$ $-0,707 \pm j0,707$ $-1,131 (2)$ $-1,013 (2)$	59	$-0,156 \pm j0,988$ $-0,454 \pm j0,891$ $-1,554 (2)$ $-1,131 (2)$ $-1,013 (2)$	55

а остальные полюсы — отрицательные действительные и, например, кратные, что обеспечивает наибольшую прямоугольность в данном классе кривых. На рис. 7.5 показана волновая функция, аппроксимирующая идеальную частотную характеристику, причем порядок функции (кривая 1) меньше, чем функции (кривая 2). При $n = 3$

волновая функция совпадает с равноволновой Чебышева. Так как в составе волновой функции только одна пара комплексно сопряженных полюсов, то на интервале $0 \leq \Omega \leq 1$ она может иметь не более двух экстремумов при любом n .

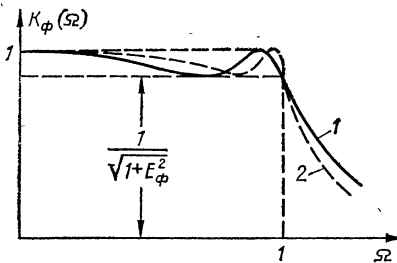


Рис. 7.5. Волновая функция, аппроксимирующая идеальную частотную характеристику.

В табл. 7.6 указаны полюсы волновой аппроксимирующей функции для порядка n от четвертого до десятого, а в табл. 7.7 приведены величины затухания при октавной расстройке от частоты среза для различных значений неравномерности a_ϕ . В скобках в табл. 7.6 указана кратность отрицательных действительных полюсов. Эффективность волновой аппроксимации характеризует следующий сравнительный пример.

Эффективность волновой аппроксимации характеризует следующий сравнительный пример.

Таблица 7.6

Полюсы волновой функции, аппроксимирующей частотную характеристику

$\frac{a_\phi, \text{дБ}}{n}$	0,5	1,0	2,0	3,0
4	-0,912 (2) -0,264 ± j1,030	-0,753 (2) -0,203 ± j0,979	-0,607 (2) -0,148 ± j0,943	-0,522 (2) -0,115 ± j0,925
5	-1,122 (3) -0,233 ± j1,033	-0,948 (3) -0,184 ± j0,986	-0,787 (3) -0,133 ± j0,952	-0,696 (3) -0,104 ± j0,938
6	-1,303 (4) -0,227 ± j1,034	-1,114 (4) -0,173 ± j0,988	-0,937 (4) -0,123 ± j0,957	-0,838 (4) -0,096 ± j0,944
7	-1,463 (5) -0,220 ± j1,035	-1,258 (5) -0,166 ± j0,990	-1,065 (5) -0,117 ± j0,959	-0,957 (5) -0,090 ± j0,948
8	-1,607 (6) -0,214 ± j1,036	-1,389 (6) -0,162 ± j0,991	-1,185 (6) -0,113 ± j0,962	-1,068 (6) -0,087 ± j0,950
9	-1,736 (7) -0,210 ± j1,037	-1,504 (7) -0,157 ± j0,992	-1,291 (7) -0,110 ± j0,963	-1,169 (7) -0,084 ± j0,952
10	-1,860 (8) -0,206 ± j1,038	-1,613 (8) -0,154 ± j0,993	-1,389 (8) -0,108 ± j0,964	-1,262 (8) -0,081 ± j0,954

Таблица 7.7

Затухания, обеспечиваемые волновой функцией при октавной расстройке от частоты среза

a_{ϕ} , дБ n	0,5	1,0	2,0	3,0
4	23	27	32	35
5	27	31	36	39
6	29	34	40	43
7	31	37	43	47
8	32	38	45	49
9	34	40	47	52
10	35	41	49	54

Частотную характеристику фильтра с неравномерностью 2 дБ и затуханием 40 дБ на октаву можно аппроксимировать волновой функцией с $n = 6$ (табл. 7.6). При аппроксимации ее максимально плоской кривой требуемый порядок $n = 7$, а при равноволновой $n = 5$. В первом случае необходимо применить активное звено с добротностью $Q_{п1} \approx 2,9$ и четыре развязанные цепочки RC , во втором потребуется три активных звена с добротностью соответственно $Q_{п1} \approx 2,25$, $Q_{п2} \approx 0,8$ и $Q_{п3} \approx 0,55$, в третьем — два активных звена с добротностью соответственно $Q_{п1} \approx 4,6$ и $Q_{п2} \approx 1,2$ и пассивная цепь RC .

Преобразование частоты. Выше рассмотрена аппроксимация частотной характеристики фильтров нижних частот и найдены координаты их нулей и полюсов. Применяя преобразование частоты, этими данными можно воспользоваться для аппроксимации частотных характеристик фильтров верхних частот, полосовых и режекторных, которая выполняется следующим образом. По исходным требованиям к этим фильтрам строится низкочастотный прототип. Затем, в зависимости от выбранной аппроксимации, описанным выше способом определяют координаты полюсов и нулей низкочастотного прототипа и, выполняя обратное преобразование, находят координаты нулей и полюсов исходного фильтра.

Низкочастотный прототип фильтра верхних частот имеет такую же неравномерность a_{ϕ} коэффициента передачи в полосе пропускания и ту же частоту среза ω_c , что и исходный фильтр верхних частот.

Остается неизменной и нормированная частота расстройки, на которой необходимо обеспечить требуемое затухание b_ϕ . При переходе к высокочастотной функции каждый полюс $p = p_n$ низкочастотной функции преобразуется в полюс $p' = 1/p_n$ высокочастотной функции и нуль в начале координат, а каждый ее нуль $z = z_m$ — в нуль $z' = 1/z_m$ и полюс в начале координат, т. е.

$$p = p_n \rightarrow \begin{cases} p' = \frac{1}{p_n}; \\ z' = 0; \end{cases} \quad (7.16)$$

$$z = z_m \rightarrow \begin{cases} z' = \frac{1}{z_m}; \\ p' = 0. \end{cases} \quad (7.17)$$

Низкочастотный прототип полосового фильтра имеет частоту среза ω_c , равную полосе пропускания $\Delta\omega$ полосового фильтра, и неравномерность частотной характеристики в полосе пропускания не более a_ϕ . Он должен обеспечить требуемое затухание b_ϕ на частоте расстройки, равной разности частот расстройки полосового фильтра.

При переходе к полосовой функции каждый полюс $p = p_n$ низкочастотной функции преобразуется в два полюса $p_{1,2}$ полосовой функции и нуль z в начале координат, а каждый ее нуль $z = z_m$ — в два нуля $z_{1,2}$ и полюс p в начале координат, т. е.

$$p = p_n \rightarrow \begin{cases} p'_{1,2} = \frac{p_n}{2} \pm \sqrt{\frac{p_n^2}{4} - \left(\frac{\omega_{\text{ср}}}{\Delta\omega}\right)^2}; \\ z' = 0; \end{cases} \quad (7.18)$$

$$z = z_m \rightarrow \begin{cases} z'_{1,2} = \frac{z_m}{2} \pm \sqrt{\frac{z_m^2}{4} - \left(\frac{\omega_{\text{ср}}}{\Delta\omega}\right)^2}; \\ p' = 0, \end{cases} \quad (7.19)$$

где $\omega_{\text{ср}}$ — средняя частота полосы пропускания.

Низкочастотный прототип режекторного фильтра имеет частоту среза ω_c , равную полосе режекции $\Delta\omega$ режекторного фильтра, и неравномерность частотной характеристики в полосе пропускания не более a_ϕ . Он должен обеспечивать требуемое затухание b_ϕ на частоте расстройки, равной разности частот расстройки режекторного фильтра.

При переходе к режекторной функции каждый полюс $p = p_n$ низкочастотной функции преобразуется в два полюса $p'_{1,2}$ и два комплексно сопряженных нуля $z'_{1,2}$, лежащих на оси $j\Omega$. Аналогично преобразуется и ее нуль $z = z_m$, в результате получаем два

нуля $z'_{1,2}$ и два комплексно сопряженных полюса $p'_{1,2}$, лежащих на оси $j\omega$, т. е.

$$p = p_n \rightarrow \begin{cases} p'_{1,2} = \frac{1}{2p_n} \pm \sqrt{\frac{1}{4p_n^2} - \left(\frac{\omega_{\text{ср}}}{\Delta\omega_{\text{в}}}\right)^2}; \\ z'_{1,2} = \pm j \frac{\omega_{\text{ср}}}{\Delta\omega_{\text{в}}}; \end{cases} \quad (7.20)$$

$$z = z_m \rightarrow \begin{cases} z'_{1,2} = \frac{1}{2z_m} \pm \sqrt{\frac{1}{4z_m^2} - \left(\frac{\omega_{\text{ср}}}{\Delta\omega_{\text{в}}}\right)^2}; \\ p'_{1,2} = \pm j \frac{\omega_{\text{ср}}}{\Delta\omega_{\text{в}}}, \end{cases} \quad (7.21)$$

где $\Delta\omega_{\text{в}}$ — полоса вырезывания (режекции); $\omega_{\text{ср}}$ — ее средняя частота.

Денормируют полюсы умножением их нормированных координат на частоту среза ω_0 или полосу пропускания (режекции) $\Delta\omega$ ($\Delta\omega_{\text{в}}$) соответственно в фильтрах нижних и верхних частот или в полосовых и режекторных фильтрах.

Выбор способа аппроксимации — один из наиболее важных этапов синтеза. От того, насколько удачно сделан выбор, зависит стабильность характеристик, сложность реализованной схемы, а часто и сама возможность практической реализации ее. Нельзя указать однозначный критерий выбора способа аппроксимации, поэтому его производят на основании учета совокупности следующих факторов.

Наиболее ярко выражены избирательные свойства фильтра, аппроксимированного по Золотареву. Он имеет наиболее узкую переходную область при равных условиях, причем его коэффициент передачи на некоторых частотах полосы задерживания равен нулю. Однако частоты затухания коэффициента передачи чередуются с частотами всплеска, поэтому затухание, создаваемое при значительной расстройке фильтром Золотарева, может оказаться меньше, чем у фильтров Баттерворта и Чебышева, имеющих монотонный характер затухания.

Аппроксимации по Чебышеву и Баттерворту обеспечивают одинаковую скорость нарастания затухания коэффициента передачи фильтра в полосе задерживания. Однако абсолютное затухание на равных частотах существенно больше у фильтра Чебышева и, следовательно, он имеет более узкую переходную область, чем фильтр Баттерворта. Различие в эффективности фильтрации приводит к тому, что одни и те же требования реализуются с наименьшим n при аппроксимации по Золотареву. При аппроксимации по Чебышеву степень n функции меньше, чем в случае аппроксимации по

Баттерворту. Поскольку с увеличением n схема усложняется, то можно сделать заключение о сложности фильтра при соответствующем способе аппроксимации. Фазовая характеристика фильтра Баттерворта более линейна, чем фильтра Чебышева, у которого она, в свою очередь, более линейна, чем у фильтра Золотарева.

В тех случаях, когда предъявляются высокие требования к унификации узлов аппаратуры, можно воспользоваться простой аппроксимацией и выполнить усилитель из одинаковых звеньев. Можно также воспользоваться плоской или волновой аппроксимациями. Если выбранный вид аппроксимации приводит к полюсам высокой добротности, реализация которых связана с практическими трудностями, следует перейти к более простой, например, максимально плоской аппроксимации, либо использовать в усилителе одинаковые звенья. При этом добротности полюсов аппроксимирующей функции будут меньшими.

3. АППРОКСИМАЦИЯ ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ

Максимально плоская аппроксимация фазовой характеристики. Аналогично приближенному представлению частотной характеристики фазовая характеристика усилителя также может аппроксимироваться гладкой функцией в окрестности некоторой точки, обычно $\Omega = 0$. Из всех монотонных кривых одного и того же порядка наилучшую аппроксимацию линейной фазовой характеристики обеспечивает функция, у которой при операторной форме записи числителем является зависящий от n коэффициент, а знаменателем — полином Бесселя. Поэтому фильтр, линейная фазовая характеристика которого представлена максимально плоской функцией, считается аппроксимированным по Бесселю и иногда называется просто фильтром Бесселя.

Кривая, аппроксимирующая по Бесселю линейную фазовую характеристику, соответствующая ей зависимость времени замедле-

Полюсы максимально плоской функции,

n	2	3	4	5
Полюсы	$-1,500 \pm j0,866$	$-2,322$ $-1,839 \pm j1,754$	$-2,896 \pm j0,867$ $-2,104 \pm j2,657$	$-3,647$ $-3,352 \pm j1,743$ $-2,325 \pm j3,571$

ния от частоты и карта полюсов и нулей приведены на рис. 7.6, *a*, *б*, *в*. Полюсы функции располагаются в левой части комплексной плоскости p на полуовале, причем расстояния по вертикали между двумя соседними полюсами одинаковы, а угловые расстояния различны. Координаты полюсов указаны в табл. 7.8 для различных значений степени n . Чем выше порядок аппроксимирующей функции, тем точнее она воспроизводит линейную фазовую характеристику в интервале частот. Кривые дают хорошее приближение вблизи $\Omega = 0$. По мере увеличения частоты погрешность аппроксимации возрастает. Одновременно возрастает и неравномерность частотной

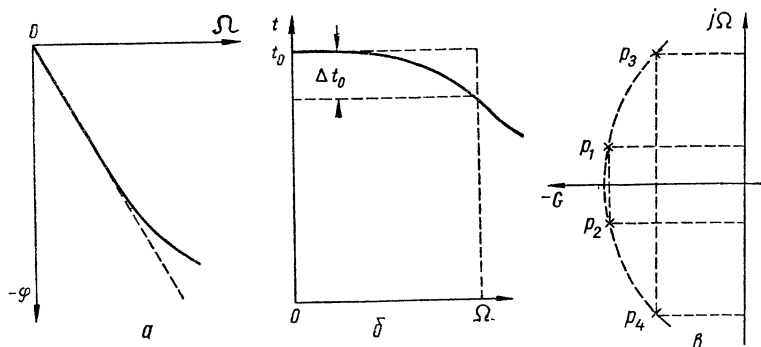


Рис. 7.6. Максимально плоская аппроксимация идеальной фазовой характеристики:

a — фазовая характеристика; *б* — характеристика времени замедления; *в* — карта полюсов и нулей.

характеристики фильтра Бесселя. В связи с этим порядок n аппроксимирующей функции выбирают исходя из допустимого отклонения фазовой характеристики усилителя от линейной или времени замедления Δt_0 от постоянного значения t_0 и, если это требуется, неравномерности a_ϕ частотной характеристики в рабочем диапазоне

Таблица 7.8

аппроксимирующей фазовую характеристику

6	7	8	9	10
$-4,248 \pm j0,868$	$-4,972$	$-5,588 \pm j0,868$	$-6,297$	$-6,922 \pm j0,868$
$-3,736 \pm j2,626$	$-4,758 \pm j1,739$	$-2,839 \pm j6,354$	$-6,129 \pm j1,738$	$-3,109 \pm j8,233$
$-2,516 \pm j4,493$	$-4,070 \pm j3,517$	$-4,368 \pm j4,414$	$-5,604 \pm j3,498$	$-6,615 \pm j2,612$
	$-2,686 \pm j5,421$	$-5,205 \pm j2,616$	$-4,638 \pm j5,317$	$-5,967 \pm j4,385$
			$-2,979 \pm j7,291$	$-4,886 \pm j6,225$

частот. На рис. 7.7, *a*, *б* приведены кривые, по которым можно определить необходимую величину n по заданным Δt_0 , a_ϕ и частоте

$$\Omega = \omega_c t_0. \quad (7.22)$$

При аппроксимации фазовой характеристики усилителя в качестве нормирующей величины выбирают время замедления t_0 . Поэтому денормирование производится умножением координат полюсов или их собственных частот на частоту $\omega_0 = 1/t_0$.

Равноволновая аппроксимация фазовой характеристики обеспечивает небольшую и равномерную погрешность приближения в

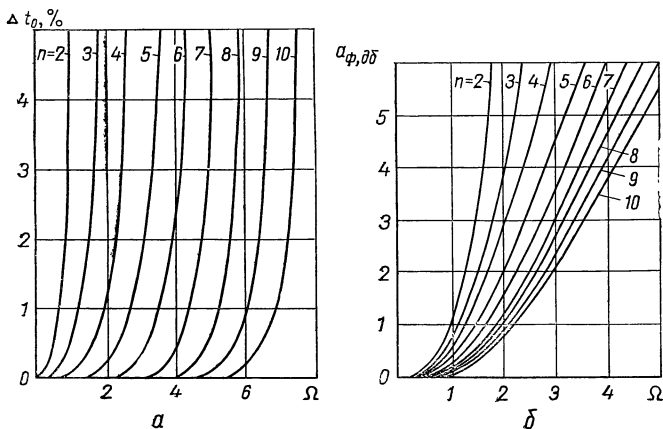


Рис. 7.7. Аппроксимационные характеристики максимально плоской функции:

a — отклонение времени замедления; *б* — неравномерность коэффициента передачи.

рабочем диапазоне частот. В этом случае аппроксимирующая функция в аналитической форме записи представляет собой дробь, числителем которой является зависящий от n коэффициент, а знаменателем — выражение, связанное с первой производной чебышевской рациональной функции по частоте.

Координаты полюсов функции приведены в табл. 7.9 для различных значений степени n и частоты расстройки Ω (7.22). Кривая равноволновой аппроксимации линейной фазовой характеристики, соответствующая ей зависимость времени замедления от частоты и карта полюсов и нулей приведены на рис. 7.8, *a*, *б*, *в*. На интервале $0 \leq \Omega \leq 1$ кривые являются колебательными непериодическими функциями, принимающими $n + 1$ раз чередующиеся минимальные и максимальные значения, отличающиеся на допустимую величину.

На граничной частоте $\Omega = 1$ функции имеют минимальное значение в полосе рабочих частот и при дальнейшем увеличении частоты изменяются монотонно. Интервал аппроксимации существенно зависит от n , причем с ростом n он увеличивается.

Неравномерность a_ϕ амплитудной характеристики усилителя при равноволновой аппроксимации его фазовой характеристики увеличивается по мере возрастания диапазона рабочих частот и приближенно может быть оценена по кривым (рис. 7.7, б).

Порядок n аппроксимирующей функции определяется следующим образом. Вначале по табл. 7.8 устанавливают значение n , соответ-

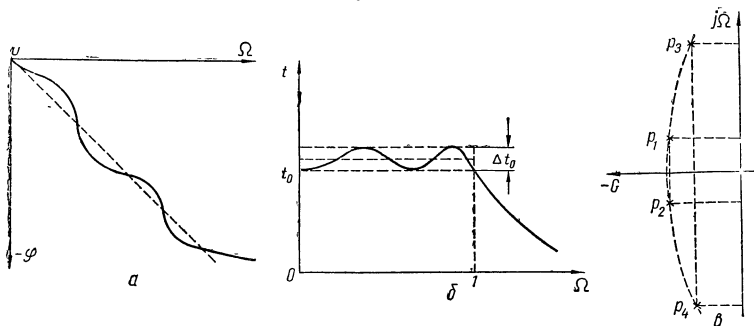


Рис. 7.8. Равноволновая аппроксимация идеальной фазовой характеристики:

a — фазовая характеристика; $б$ — характеристика времени замедления; $в$ — карта полюсов и нулей.

ствующее заданному отклонению Δt_0 времени замедления и частоте расстройки Ω (7.22), найденной по известной частоте среза ω_c . Затем по рис. 7.7, б устанавливают значение n , обеспечивающее требуемую неравномерность a_ϕ частотной характеристики, и выбирают большее из n .

Аппроксимация усилителей, использующих одинаковые звенья. Постоянное время замедления t_0 с допустимым отклонением Δt_0 в полосе рабочих частот можно получить также и в усилителе, выполненном на однотипных звеньях. Количество звеньев в таком усилителе будет больше, чем в усилителе, фазовая характеристика которого аппроксимирована максимально плоской или равноволновой функциями. Однако при серийном производстве аппаратуры это может окупаться удобствами, которые дает использование идентичных звеньев.

Фазовая характеристика звена аппроксимируется максимально плоской или равноволновой функциями второго порядка ($n = 2$). При этом фазовая характеристика всего усилителя не будет максимально плоской или равноволновой.

Полюсы равноволновой функции,

n	$\Delta f_0, \%$	0,1		0,2		0,5	
		Ω	$d \pm jm$	Ω	$d \pm jm$	Ω	$d \pm jm$
2	0,516		$-1,456 \pm j0,892$	0,613	$-1,438 \pm j0,902$	0,768	$-1,402 \pm j0,923$
3	1,381		$-2,077$ $-1,679 \pm j1,909$	1,548	$-2,015$ $-1,638 \pm j1,948$	1,799	$-1,909$ $-1,569 \pm j2,015$
4	2,460		$-1,796 \pm j3,050$ $-2,359 \pm j1,030$	2,680	$-1,740 \pm j3,121$ $-2,261 \pm j1,059$	3,000	$-1,650 \pm j3,235$ $-2,105 \pm j1,105$
5	3,660		$-2,658$ $-1,865 \pm j4,280$ $-2,505 \pm j2,184$	3,920	$-2,519$ $-1,798 \pm j4,331$ $-2,384 \pm j2,245$	4,294	$-2,308$ $-1,695 \pm j4,536$ $-2,199 \pm j2,337$
6	4,936		$-1,909 \pm j5,574$ $-2,591 \pm j3,426$ $-2,812 \pm j1,158$	5,229	$-1,836 \pm j5,701$ $-2,456 \pm j3,515$ $-2,648 \pm j1,189$	5,644	$-1,724 \pm j5,891$ $-2,253 \pm j3,646$ $-2,406 \pm j1,234$
7	6,264		$-2,970$ $-1,939 \pm j6,913$ $-2,646 \pm j4,628$ $-2,902 \pm j2,403$	6,584	$-2,780$ $-1,861 \pm j7,062$ $-2,501 \pm j4,842$ $-2,723 \pm j2,463$	7,032	$-2,504$ $-1,743 \pm j7,281$ $-2,287 \pm j5,006$ $-2,461 \pm j2,546$
8	7,630		$-1,961 \pm j8,285$ $-2,684 \pm j6,074$ $-2,961 \pm j3,709$ $-3,062 \pm j1,247$	7,971	$-1,879 \pm j8,454$ $-2,533 \pm j6,209$ $-2,771 \pm j3,793$ $-2,855 \pm j1,274$	8,448	$-1,757 \pm j8,698$ $-2,311 \pm j6,402$ $-2,496 \pm j3,909$ $-2,560 \pm j1,313$
9	9,021		$-3,155$ $-1,977 \pm j9,683$ $-2,711 \pm j7,451$ $-3,001 \pm j5,057$ $-3,122 \pm j2,554$	9,382	$-2,932$ $-1,893 \pm j9,868$ $-2,556 \pm j7,605$ $-2,803 \pm j5,162$ $-2,904 \pm j2,605$	9,885	$-2,617$ $-1,767 \pm j10,135$ $-2,327 \pm j7,823$ $-2,521 \pm j5,306$ $-2,596 \pm j2,676$
10	10,435		$-1,990 \pm j11,101$ $-2,733 \pm j8,853$ $-3,031 \pm j6,437$ $-3,163 \pm j3,904$ $-3,215 \pm j1,307$	10,813	$-1,903 \pm j11,301$ $-2,572 \pm j9,023$ $-2,826 \pm j6,560$ $-2,938 \pm j3,976$ $-2,981 \pm j1,331$	11,337	$-1,775 \pm j11,558$ $-2,340 \pm j9,263$ $-2,538 \pm j6,728$ $-2,621 \pm j4,074$ $-2,653 \pm j1,364$

Таблица 7.9

аппроксимирующей фазовую характеристику

1,0		2,0		5,0		10,0	
\varnothing	$d \pm jm$	\varnothing	$d \pm jm$	\varnothing	$d \pm jm$	\varnothing	$d \pm jm$
0,911	-1,363 ± j0,946	1,078	-1,309 ± j0,979	1,344	-1,204 ± j1,042	1,584	-1,092 ± j1,110
2,015	-1,806 -1,502 ± j0,080	2,255	-1,680 -1,418 ± j2,161	2,616	-1,470 -1,277 ± j2,296	2,928	-1,277 -1,139 ± j2,429
3,268	-1,567 ± j3,339 -1,964 ± j1,146	3,558	-1,468 ± j3,460 -1,800 ± j1,192	3,983	-1,308 ± j3,653 -1,546 ± j1,262	4,345	-1,158 ± j3,834 -1,323 ± j1,324
4,600	-2,126 -1,603 ± j4,672 -2,038 ± j2,414	4,928	-1,923 -1,495 ± j4,826 -1,856 ± j2,500	5,402	-1,622 -1,325 ± j5,064 -1,579 ± j2,624	5,802	-1,369 -1,169 ± j5,283 -1,343 ± j2,732
5,980	-1,625 ± j6,053 -2,080 ± j3,755 -2,202 ± j1,270	6,338	-1,512 ± j6,234 -1,886 ± j3,882 -1,879 ± j1,309	6,850	-1,336 ± j6,508 -1,597 ± j4,039 -1,655 ± j1,363	7,282	-1,176 ± j6,758 -1,354 ± j4,183 -1,389 ± j1,408
7,394	-2,278 -1,640 ± j7,466 -2,106 ± j5,141 -2,244 ± j2,613	7,776	-2,034 -1,524 ± j7,670 -1,905 ± j5,283 -2,010 ± j2,682	8,320	-1,688 -1,343 ± j7,985 -1,609 ± j5,486 -1,673 ± j2,778	8,779	-1,409 -1,180 ± j8,252 -1,361 ± j5,660 -1,400 ± j2,860
8,831	-1,651 ± j8,903 -2,123 ± j6,558 -2,271 ± j4,000 -2,320 ± j1,343	9,233	-1,532 ± j9,125 -1,918 ± j6,722 -2,029 ± j4,095 -2,066 ± j1,374	9,804	-1,348 ± j9,457 -1,617 ± j6,954 -1,685 ± j4,226 -1,707 ± j1,416	10,288	-1,184 ± j9,757 -1,366 ± j7,154 -1,407 ± j4,338 -1,420 ± j1,452
10,285	-2,363 -1,660 ± j10,357 -2,136 ± j7,997 -2,289 ± j5,419 -2,347 ± j2,731	10,706	-2,097 -1,538 ± j10,596 -1,928 ± j8,180 -2,043 ± j5,535 -2,085 ± j2,787	11,300	-1,725 -1,352 ± j10,950 -1,623 ± j8,437 -1,693 ± j5,695 -1,718 ± j2,863	11,805	-1,431 -1,187 ± j11,273 -1,369 ± j8,661 -1,412 ± j5,832 -1,427 ± j2,929
11,753	-1,666 ± j11,824 -2,146 ± j9,453 -2,302 ± j6,859 -2,366 ± j4,150 -2,390 ± j1,388	12,189	-1,543 ± j12,078 -1,935 ± j9,653 -2,052 ± j6,993 -2,099 ± j4,227 -2,116 ± j1,413	12,804	-1,355 ± j12,458 -1,627 ± j9,932 -1,698 ± j7,179 -1,726 ± j4,332 -1,736 ± j1,448	13,329	-1,189 ± j12,795 -1,372 ± j10,176 -1,416 ± j7,341 -1,431 ± j4,423 -1,430 ± j1,478

В случае плоской аппроксимации времени замедления усилителя, выполненного на идентичных звеньях, для определения количества звеньев и их параметров предварительно находят нормированные частоты Ω по формулам:

$$\Omega' = \sqrt{\frac{\Delta t_0 + \sqrt{4\Delta t_0 - 3(\Delta t_0)^2}}{2(1 - \Delta t_0)}}; \quad (7.23)$$

$$\Omega'' \approx \sqrt{0,4 \frac{a_\phi \Omega'}{2\pi t_0 f_c}}, \quad (7.24)$$

где t_0 — время замедления всего усилителя; Δt_0 — относительное отклонение времени замедления; a_ϕ — допустимая неравномерность частотной характеристики усилителя в децибелах; f_c — частота среза (граничная частота рабочей полосы).

Выбрав меньшее из найденных значений Ω , определяют необходимое количество звеньев в усилителе

$$n_{эв} = \frac{2\pi t_0 f_c}{\sqrt{3}\Omega}. \quad (7.25)$$

Если при расчете $n_{эв}$ получится дробным, то его следует округлить до ближайшего целого числа и после этого найти время замедления одного звена

$$t'_0 = \frac{t_0}{n_{эв}}. \quad (7.26)$$

Нормированные координаты полюсов звена берутся из табл. 7.8 для $n = 2$. Денормирование их производится умножением координат или собственной частоты на $\omega'_0 = 1/t'_0$.

Аппроксимация фазовой характеристики фазовой функцией. Рассмотренные выше способы аппроксимации фазовой характеристики усилителя при помощи функций минимально фазового типа приводят к заметной неравномерности частотной характеристики в рабочей полосе частот. Практически обычно оказывается, что фазовая характеристика усилителя в полосе частот еще достаточно линейна, а частотная уже недопустимо искажена. Если для аппроксимации воспользоваться функцией неминимально фазового типа

$$K_\phi(p) = \frac{f(-p)}{f(p)} = \prod_{k=1}^n \frac{p_k - p}{p_k + p}, \quad (7.27)$$

называемой просто фазовой функцией, то частотная характеристика усилителя будет равномерной на тех частотах, где еще не проявляются паразитные эффекты, а фазовая характеристика — монотон-

ной. Ее характер полностью определяется полиномом $f(p)$ знаменателя. Создаваемое в этом случае усилителем замедление в два раза больше, чем при аппроксимации функцией минимально фазового типа $K'_f(p) = 1/f(p)$. Нули функции (7.27) являются зеркальным отображением полюсов на правую полуплоскость p . Координаты ее соответствующих нулей и полюсов различаются знаком и имеют одинаковые собственную частоту и добротность.

Строят фазовую функцию следующим образом. Уменьшив в два раза заданное время замедления и выбрав соответствующий вид аппроксимации, описанным выше способом определяют параметры и координаты полюсов. Затем изменяют знаки координат полюсов и получают координаты нулей.

Преобразование частоты. Выше рассмотрена аппроксимация фазовых характеристик усилителей в диапазоне частот $0, f_c$. Применяя преобразование частоты, этими данными можно воспользоваться для аппроксимации фазовых характеристик усилителей, которые обеспечивают требуемое время замедления в полосе рабочих частот F_n, F_v .

По исходным требованиям строят низкочастотный прототип, имеющий такие же значения $t_0, \Delta t_0$ и a_ϕ . По формуле

$$\Omega = \pi (F_v - F_n) t_0 \quad (7.28)$$

определяют нормированную граничную частоту прототипа и, выбрав способ приближения, аналогично предыдущему аппроксимируют его фазовую характеристику и находят координаты полюсов p . Затем, используя преобразование частоты, определяют координаты полюсов по формуле

$$p' = p \pm j\pi (F_v + F_n) t_0. \quad (7.29)$$

Денормирование координат полюсов производится умножением их нормированных значений на частоту $\omega_0 = 1/t_0$.

При выборе способа аппроксимации линейной фазовой характеристики необходимо учитывать, что равноволновое приближение более эффективно, чем максимально плоское, и ему может соответствовать усилитель с меньшим количеством звеньев.

Кроме того, следует учитывать и влияние усилителя с фазовой характеристикой, имеющей различный характер отклонения от линейной, на форму сигнала. Искажение импульсного сигнала на выходе усилителя с фазовой характеристикой, плавно отклоняющейся от линейной, заключается в уменьшении крутизны нарастания (увеличении длительности переднего фронта) и появлении паразитных выбросов до 25% от амплитуды основного сигнала.

Сигнал на выходе усилителя, фазовая характеристика которого имеет малые колебательные отклонения от линейности, повторяет

форму входного импульса сигнала, но несколько меньше его по амплитуде. Однако к нему добавляются два небольших эхо-сигнала, один из которых опережает основной сигнал и имеет противоположную с ним полярность, а другой отстает от него и имеет одинаковую с ним полярность. Если амплитуду основного сигнала на выходе усилителя принять за единицу, то амплитуды эхо-сигналов будут составлять половину произведения отклонения времени замедления Δt_0 на период Δf_k колебаний отклонения фазовой характеристики. Временной сдвиг между основным и эхо-сигналами определяется величиной $1/\Delta f_k$. При большом периоде колебаний фазы и при протяженности сигнала большей $1/\Delta f_k$ эхо-сигналы будут накладываться на основной сигнал и искажать его форму. В импульсной технике оба вида искажений создают помехи, а в телевидении приводят к появлению повторных изображений.

Как при максимально плоской, так и при равноволновой аппроксимации фазовой характеристики усилителя может оказаться, что для обеспечения требований к неравномерности частотной характеристики в рабочей полосе частот необходимо количество звеньев выбрать достаточно большим, тогда как для выполнения требований к отклонению времени замедления можно взять значительно меньше звеньев. Различие в количестве звеньев особенно ощутимо при малом a_ϕ . В этом случае можно воспользоваться фазовыми функциями для представления линейной фазовой характеристики. При малом количестве звеньев применение данной аппроксимации может оказаться нецелесообразным вследствие сравнительной сложности активного фазового звена.

Если количество звеньев в усилителе при максимально плоской аппроксимации его фазовой характеристики получается небольшим, а к усилителю предъявлены требования в части унификации его узлов, то можно выполнить схему на идентичных звеньях, воспользовавшись приведенной выше простой аппроксимацией.

4. СХЕМЫ АКТИВНЫХ И ПАССИВНЫХ RC -ЗВЕНЬЕВ

В результате рассмотренного выше решения задачи аппроксимации известны координаты полюсов и нулей коэффициента передачи усилителя. Дальнейшее проектирование сводится к построению схемы, реализующей коэффициент передачи. Для этого используют каскадное включение соответствующих развязанных RC -звеньев, функциональный набор которых приводится ниже. Величины элементов звеньев выбирают такими, чтобы координаты реализуемых ими нулей и полюсов с практически допустимой погрешностью совпадали бы с координатами нулей и полюсов аппроксимирующей функции, т. е. определяют величины элементов звеньев из условия

помещения полюсов и нулей их коэффициентов передачи в соответствующие точки комплексной плоскости.

Звенья нижних и верхних частот с настроенным 2Т-мостом.
Схемы звеньев, выполненные на основе эмиттерного повторителя, и реализуемые ими карты полюсов и нулей показаны на рис. 7.9, а, б.

Сопротивление резистора R_4 эмиттерной цепи выбирают, исходя из допустимого падения на нем напряжения источника питания

$$R_4 \leq \frac{E_K - u_{кэ}}{i_{0к}}, \quad (7.30)$$

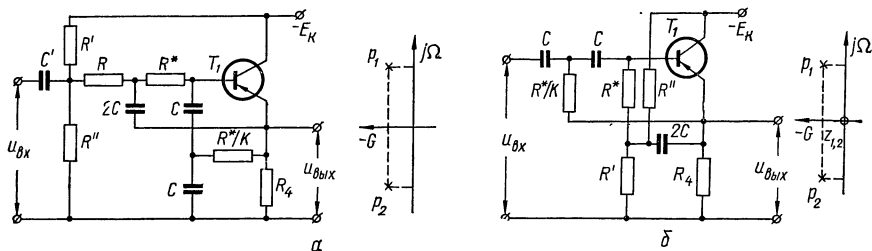


Рис. 7.9. Принципиальная схема и карта полюсов и нулей активного RC-звена с 2Т-мостом:
а — нижних; б — верхних частот.

где $i_{0к}$ — исходный ток коллектора; $u_{кэ}$ — напряжение коллектор — эмиттер.

Обычно $R_4 = (3 \div 15) \text{ ком}$.

Сопротивление R , выбираемое из условия $R \leq 4R_4$, обычно находится в пределах 5—50 ком. Емкость C конденсаторов схем и величину k рассчитывают по формулам:

$$\left. \begin{aligned} k &= \frac{Q_{п}}{1 - Q_{п} \left[4 \left(\frac{1 + 2gR}{1 + S_0 R_4} + \frac{4}{SR} \right) - \frac{1}{2} \right]}; \\ C &= \frac{1}{2\pi f_{с.п} R}, \end{aligned} \right\} \quad (7.31)$$

где $f_{с.п}$ и $Q_{п}$ — собственная частота и добротность, найденные в результате решения задачи аппроксимации.

Если рассчитанное значение C неприемлемо, например, оно не соответствует стандартной шкале емкости, то задаются подходящим значением C и, используя формулу (7.31), определяют R .

Напряжение смещения на схему рис. 7.9, а можно подать от средней точки делителя R' , R'' или непосредственно с выхода пре-

дыдущего каскада. Сопротивления резисторов R' и R'' определяют в соответствии с методикой, изложенной в гл. 2. Сопротивления резисторов R' и R'' схемы рис. 7.9, б определяют по формулам:

$$\left. \begin{aligned} R' &= \frac{E_{\text{п}} R}{i_{0\text{к}} R_4}; \\ R'' &= \frac{R R'}{R' - R}. \end{aligned} \right\} \quad (7.32)$$

При $u_{\text{кз}} = i_{0\text{к}} R_4$ сопротивления $R' = R'' = 2R$.

Звенья нижних и верхних частот с Т-мостом. Схемы звеньев и реализуемая ими карта полюсов и нулей показана на рис. 7.10, а, б.

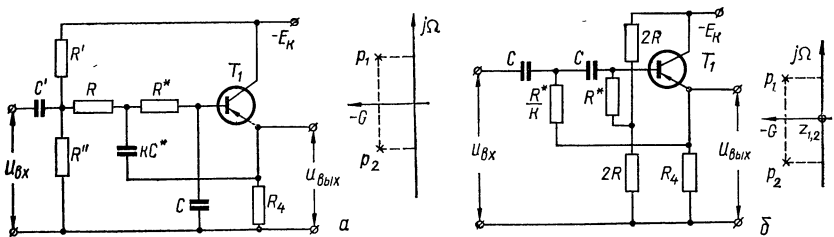


Рис. 7.10. Принципиальная схема и карта полюсов и нулей активного RC -звена с Т-мостом:

а — нижних; б — верхних частот.

Сопротивление резистора R_4 эмиттерной цепи определяется исходя из условия обеспечения режима работы транзистора

$$R_4 = \frac{E_{\text{к}}}{2i_{\text{вх}}}. \quad (7.33)$$

Обычно $R_4 = (3 \div 15)$ ком.

Сопротивление R должно удовлетворять условию $R \leq 4R_4$ и обычно составляет величину 5—50 ком. Значение k и емкость конденсаторов рассчитывают по формулам:

$$\left. \begin{aligned} k &= \left(\frac{1 - \sqrt{1 - 8Q_{\text{п}}^2 m}}{2Q_{\text{п}} m} \right)^2; \\ m &= \frac{1}{S_0} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{R}{h_{21} R_4}; \\ C &= \frac{1}{2\pi f_{\text{с. п}} \sqrt{kR}}. \end{aligned} \right\} \quad (7.34)$$

При расчете может оказаться, что значение подкоренного выражения в k отрицательно. Это означает, что в активном RC -звене (рис. 7.10) при данных параметрах элементов схемы не реализуется комплексно сопряженная пара полюсов с требуемой добротностью.

Если определенное значение C оказывается неприемлемым, можно задаться подходящей величиной C и при помощи выражения (7.34) найти требуемое значение R .

Звенья нижних и верхних частот с несимметричной режекцией.
Схемы звеньев и реализуемые ими карты полюсов и нулей показаны

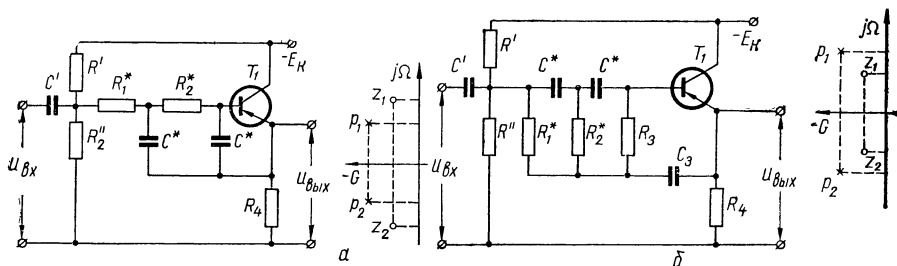


Рис. 7.11. Принципиальная схема и карта полюсов и нулей активного RC -звена с несимметричной режекцией: а — нижних; б — верхних частот.

на рис. 7.11, а, б. Элементы схем рассчитывают соответственно по формулам:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \left(\frac{f_{c.н}^2}{f_{c.п}^2} - 1 \right) \frac{R_4}{1 + g_t R_4}; \\ R_2 &= \frac{1}{S_0} 10^{\frac{b_\Phi}{10}}; \\ C &= \frac{1}{2\pi f_{c.н}} \sqrt{\frac{S_0}{R_2}}; \end{aligned} \right\} \quad (7.35)$$

$$\left. \begin{aligned} R_1 = R_2 = R_3 = R &= \left(\frac{f_{c.п}^2}{f_{c.н}^2} - 1 \right)^2 \frac{R_4}{2(1 + g_t R_4)}; \\ C &= \frac{1}{2\pi f_{c.н} R} \sqrt{\frac{1 + g_t R}{S_0 R}}, \end{aligned} \right\} \quad (7.36)$$

где S_0 , g и g_t — крутизна, входная и внутренняя проводимости транзистора; $f_{c.н}$ и $f_{c.п}$ — собственная частота нуля и полюса (определяются в результате решения задачи аппроксимации); b_Φ — затухание коэффициента передачи звена в полосе задерживания, дБ.

Сопротивление резистора R_4 выбирается в соответствии с формулой (7.30), исходя из условия обеспечения режима работы транзистора. В схеме рис. 7.11, б емкость разделительного конденсатора $C_3 = (5 \div 10) C$.

Активное RC -звено с симметричной режекцией и реализуемая им карта полюсов и нулей приведены на рис. 7.12, а. Элементы

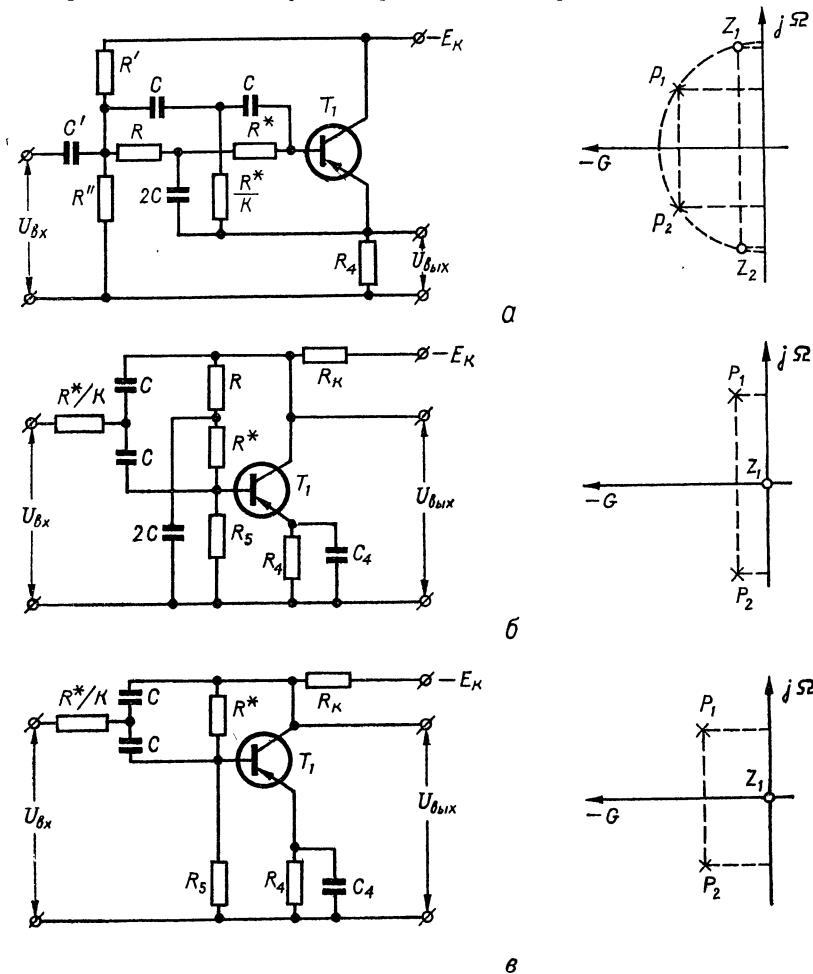


Рис. 7.12. Принципиальная схема и карта полюсов и нулей активного RC -звена:

а — симметричного режектора с $2T$ -мостом; б — полосового с $2T$ -мостом; в — полосового с T -мостом.

звена рассчитывают, а резистор R_4 выбирают согласно соотношениям (7.30) и (7.31), т. е. так же, как и звенья нижних и верхних частот с 2Т-мостом. Схема рис. 7.12, а обеспечивает глубину режекции 20 дБ, а при использовании составного транзистора—порядка 40 дБ.

Полосовые RC-звенья и карты реализуемых ими полосов и нулей показаны на рис. 7.12, б, в. В звеньях используется каскад усиления по схеме с общим эмиттером. Сопротивления R_4 и R выбирают, исходя из требований обеспечения режима работы и его стабильности. Обычно $R = (5 \div 50)$ ком, а $R_4 = (3 \div 15)$ ком, причем R_4 должно удовлетворять соотношению (7.30). Емкость C рассчитывают по формулам (7.31). Остальные элементы звена (рис. 7.12, б) определяют по формулам:

$$\left. \begin{aligned} R_k &= \frac{3 \div 10}{g}; \\ R_5 &= \frac{2RR_4 i_{0к}}{u_{кэ}}. \end{aligned} \right\} \quad (7.37)$$

Величины элементов звена (рис. 7.12, в) рассчитывают по формулам:

$$\left. \begin{aligned} R_k &= \frac{3 \div 10}{g}; \\ R_5 &\approx \frac{RR_4 i_{0к}}{u_{кэ}}; \\ k &= \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \frac{8Q_{\Pi}^2}{h_{21}} \left(1 + \frac{R}{R_k}\right)}}{2 \frac{Q_{\Pi}}{h_{21}} \left(1 + \frac{R}{R_k}\right)} \right)^2; \\ C &= \sqrt{\bar{k}} / 2\pi f_{сн} R. \end{aligned} \right\} \quad (7.38)$$

Если при расчете получаются отрицательные значения подкоренного выражения в k , то это свидетельствует о том, что требуемая добротность комплексно сопряженной пары полюсов при данных величинах элементов в звене (рис. 7.12) не реализуется.

Емкости блокирующего и разделительного конденсаторов C_4 и C_1 и сопротивления делителя напряжения рассчитывают по методикам, изложенным в гл. 2 и 3.

Найденное значение емкости C в схемах рис. 7.12, б, в при необходимости можно изменить, тогда следует уточнить сопротивление R , пользуясь формулой (7.31).

Схему активного RC-звена выбирают в соответствии с картой полюсов и нулей аппроксимирующей функции. При этом ставится

задача отыскания наивыгоднейшей совокупности развязанных звеньев, принципиально пригодных для создания найденных в результате решения задачи аппроксимации полюсов и нулей функции. Нельзя указать однозначный критерий выбора звеньев при построении сложного фильтра, поскольку возможно множество реализаций заданной функции. Однако можно наметить общий подход к выбору и указать те соображения, которые следует при этом учитывать.

Принципиальным ограничением возможности использования звена для реализации пары комплексно сопряженных полюсов является несоответствие их добротностей. В рассмотренных схемах активных звеньев, содержащих Т-мост, максимальная практически достижимая добротность $Q_{\max} \approx 3$, если в каскаде используется один транзистор, и $Q_{\max} \approx 6$, если используется составной транзистор. В схемах с 2Т-мостом максимальное значение добротности $Q_{\max} \approx 20 \div 30$ при настроенном 2Т-мосте. Расстраивая последний, можно добиться устойчивой добротности $Q_{\max} \approx 50 \div 70$.

Если добротность пары комплексно сопряженных полюсов $Q < 3$, то можно использовать любое из рассмотренных выше активных RC-звеньев. В этом случае удобно использовать звенья с Т-мостом, как более простые. При $Q > 4$ следует применять схему с 2Т-мостом.

Типы звеньев следует подбирать так, чтобы полностью использовать их реализационные возможности и набрать все необходимые полюсы и нули, входящие в состав карты аппроксимирующей функции, при помощи минимального количества звеньев.

Если реализацию пары комплексно сопряженных полюсов можно осуществить несколькими звеньями, то одно из них выбирается с учетом предъявляемых к фильтру требований. При этом во внимание принимают чувствительность характеристик звена к изменению величин его элементов, простоту схемы, эффективность развязки каскадов, определяемую по величинам входного и выходного сопротивлений, удобство соединения в многокаскадной схеме с точки зрения подачи напряжения смещения и другие.

Среди рассмотренных схем наименьшей чувствительностью добротности как по параметрам активного, так и пассивных элементов характеризуются простые звенья с Т-мостами. Они имеют примерно одинаковую чувствительность и одинаковые предельные возможности при реализации комплексно сопряженных пар полюсов с данной добротностью.

Сравнительно более высокой чувствительностью и сложностью настройки характеризуются несимметричные режекторы. Чувствительность добротности схем с 2Т-мостом пропорциональна исходной величине добротности, что существенно может сказаться на стабильности характеристик результирующего фильтра.

Выбрав звенья, следует установить очередность их включения в сложном фильтре и определить необходимое количество развязывающих каскадов. Последние служат для развязки пассивных звеньев и звеньев с высокой добротностью. Как правило, для звеньев с добротностью $Q > 10$ необходимо применять развязывающие каскады. Звенья можно включать в порядке возрастания их добротности.

Настройку фильтров производят позвенно, для чего в каждом звене предусмотрены два настроечных элемента, отмеченных звездочкой. Одно из них в большей мере влияет на добротность звена, а другое — на его собственную частоту. Настройку производят методом последовательного приближения. Обычно удается добиться требуемых параметров звена при двухкратном повторении настроечного цикла.

Активный симметричный режектор (рис. 7.12, а) настраивают в два этапа при помощи резисторов, отмеченных звездочкой. Вначале, регулируя сопротивление резистора R^* , добиваются на собственной частоте полюса $f_{с.п}$ угла сдвига фаз между напряжениями на входе и выходе звена $\varphi = 0$. Эту операцию настройки можно выполнить и по минимуму коэффициента передачи, который должен находиться на частоте $f_{с.п}$. Затем на генераторе устанавливают частоту $0,618f_{с.п}$ и, регулируя сопротивление резистора R^*/k , добиваются угла сдвига фаз между напряжениями на входе и выходе звена $\varphi = -\text{arctg } Q_{п}$.

Несимметричные режекторы (рис. 7.11) настраивают при помощи элементов, количество которых не может быть меньше трех. Сопротивлением R_1^* устанавливают необходимое соотношение между коэффициентами передачи звена в полосе пропускания вблизи нижней частоты и в полосе задерживания на частоте, значительно отстоящей от частоты среза. Дальнейшая настройка выполняется по фазовым соотношениям. На собственной частоте полюса $\Omega_{с.п} = 1$ угол сдвига фаз между напряжениями на входе и выходе звеньев должен быть близким к 90° и отличаться от него не более, чем на

$$\Delta\varphi \approx \text{arctg} \frac{2}{b_{\phi}(\Omega_{с.п} - 1)} \quad (7.39)$$

в схеме рис. 7.14, а и на

$$\Delta\varphi \approx \text{arctg} \frac{1}{b_{\phi} \left(\frac{1}{\Omega_{с.п}^2} - 1 \right)} \quad (7.40)$$

в схеме рис. 7.11, б. Необходимую подстройку можно выполнять при помощи емкостей конденсаторов, отмеченных на схемах звездочкой, при этом во всех случаях их величины должны быть равными. Третье условие, которого нужно добиться при настройке, — установка при помощи резистора R_2^* на собственной частоте нуля $f_{с.н}$ угла сдвига фаз между напряжениями на входе и выходе звеньев больше 90° на величину

$$\Delta f \approx \arctg \frac{1}{Q_{\Pi}} \left| \frac{1}{\Omega_{с.н} - \frac{1}{\Omega_{с.н}}} \right| \quad (7.41)$$

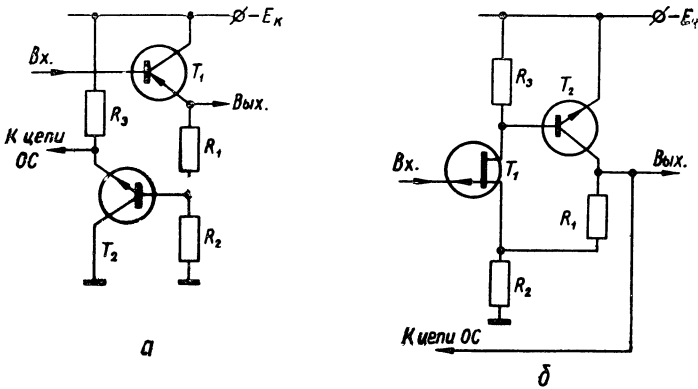


Рис. 7.13. Схема активной части звена с регулируемым коэффициентом передачи по цепи обратной связи на транзисторах:

а — биполярных; *б* — полевым и биполярном.

в схеме рис. 7.11, *а* и меньше 90° на эту же величину в схеме рис. 7.11, *б*. Так как на собственной частоте нуля уровень сигнала на выходе звена мал, то чувствительность приборов, используемых для контроля фазы, может оказаться недостаточной. В этом случае настройка производится также при помощи сопротивления R_2^* , но уже из условия получения на собственной частоте нуля $f_{с.н}$ минимума коэффициента передачи звена, не превышающего $1/2b_{\phi}$.

Для обеспечения независимой регулировки собственной частоты и добротности звена необходимо иметь активную часть с независимой от величин элементов пассивной цепи регулировкой коэффициента передачи по цепи обратной связи. На рис. 7.13 показаны усилители этого типа. Схема рис. 7.13, *а* содержит основной каскад на транзисторе T_1 с резистивным делителем R_1, R_2 в цепи эмиттера. Его средняя точка через эмиттерный повторитель T_2 связана

с элементами пассивной RC -цепи, образующими цепь обратной связи. Коэффициент прямой передачи сигнала лишь несколько меньше единицы, при этом входной и выходной зажимы усилителя имеют достаточно близкие постоянные потенциалы, позволяющие собирать сложный фильтр из нескольких гальванически связанных звеньев. Коэффициент передачи схемы (рис. 7.13, a) практически определяется делителем $R_1, R_2: K_1 = R_2 / (R_1 + R_2)$. Изменяя сопротивление резистора R_1 , можно в достаточно широких пределах изменять коэффициент передачи звена по цепи обратной связи при сравнительно небольших изменениях режима транзистора T_2 .

Применение развязывающего транзистора T_2 позволяет не только иметь независимые регулировки добротности и собственной частоты звена, но и сделать цепь обратной связи однонаправленной. Благодаря этому сигнал не проникает по цепи обратной связи со входа звена на его выход, уменьшаются паразитные фазовые сдвиги и влияние параметров активных элементов на свойства звена, следовательно, значительно уменьшается влияние паразитных нулей.

Транзисторы T_1 и T_2 в схеме (рис. 7.13, a) можно выбрать одного типа проводимости, при этом, естественно, нужно соответственно изменить подключение питания. Использование транзисторов T_1 и T_2 с различным типом проводимости позволяет осуществить температурную компенсацию нестабильности режима работы транзистора T_2 . В частности, если выполнено условие

$$R_6 = (R_1 + R_3) \left(1 + \frac{R_1^*}{R_2} \right) = \frac{R_2^* + R_3}{K},$$

где R_6 — сопротивление постоянному току между базой транзистора T_1 и общим проводом, то при идентичных по параметрам транзисторах T_1 и T_2 положение рабочей точки T_2 практически от температуры зависеть не будет.

Для стабилизации режима звеньев в многокаскадной схеме можно в последующем звене использовать в качестве основного транзистор с проводимостью, обратной T_1 , т. е. такой же как и у T_2 . Тогда транзистор в цепи обратной связи последующего звена должен иметь такую же проводимость, что и T_1 .

На рис. 7.13, b показана активная часть звена с коэффициентом передачи больше или равном (при $R_1^* = 0$) единице. Изменяя сопротивление резистора R_1^* , можно в широких пределах изменять усиление каскада. Использование в схеме полевого транзистора и следящей обратной связи позволяет получить большое входное сопротивление и обеспечить высокую стабильность режима даже при включении во входную цепь резисторов с сопротивлением до

2 *Мом.* На основе схемы рис. 7.13, б можно проектировать избирательные цепи на инфранизких частотах с конденсаторами сравнительно небольшой емкости.

Элементы звеньев можно рассчитывать в соответствии с типом звена по приведенным выше формулам. Только в них значение Q_n следует на 20% увеличивать (при использовании усилителя рис. 7.13, а) либо на 20% уменьшать (при использовании усилителя рис. 7.13, б). При этом отношение R_1/R_2 приблизительно со-

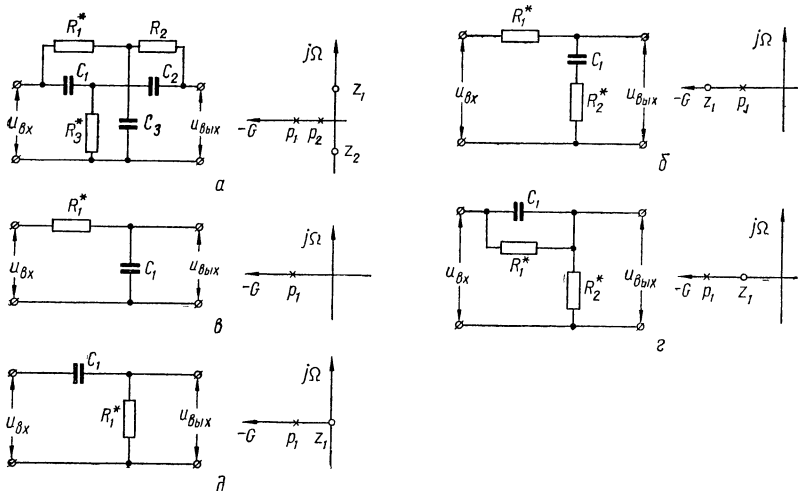


Рис. 7.14. Принципиальная схема и карта полюсов и нулей пассивной RC -цепи, реализующей:

а — пару сопряженных мнимых нулей и пару действительных полюсов при условии настройки; б — действительные нуль и полюс; в — действительный полюс; г — действительный полюс и нуль; д — нуль в начале координат и действительный полюс.

ставляет 0,2, если используются звенья с $2T$ -мостом, или 0,4, если используются звенья с T -мостом. Возможность получения в схеме (рис. 7.13, б) превышающего единицу коэффициента передачи без инверсии фазы входного сигнала позволяет выполнять оптимизацию элементов звена, например, из условия получения минимальной суммарной емкости ($C_1 = C_2$). Однако при этом может значительно возрасти чувствительность звена к изменению параметров его элементов.

Пассивные RC -звенья используются при проектировании фильтров для создания комплексно сопряженных пар нулей, в том числе и расположенных на оси $j\omega$, а также для реализации простых полюсов и компенсации паразитных полюсов и нулей, расположенных на действительной оси.

Пассивное режекторное RC -звено типа $2T$ -мост приведено на рис. 7.14, а. При выполнении условий:

$$\left. \begin{aligned} R_1 = R_2 = 2R_3 = R; \\ C_1 = C_2 = \frac{1}{2}C_3 = C \end{aligned} \right\} \quad (7.42)$$

оно имеет коэффициент передачи второго порядка

$$k_\Phi(p) = \frac{p^2 + 1}{p^2 + 4p + 1}, \quad (7.43)$$

где

$$p = j \frac{\omega}{\omega_p} = j\omega RC; \quad (7.44)$$

$$\omega_p = \frac{1}{RC} \quad (7.45)$$

и может использоваться для реализации сопряженной пары нулей, расположенных на оси $j\omega$ и двух полюсов на отрицательной действительной полуоси. Нормированные координаты нулей и полюсов настроенного $2T$ -моста:

$$z_{1,2} = \pm j; \quad p_1 = -3,73; \quad p_2 = -0,27. \quad (7.46)$$

Элементы звена рассчитывают из условия помещения нулей в заданные точки p -плоскости. Для этого, задавшись величиной сопротивления R , по формуле

$$C = \frac{1}{2\pi f_{c.н} R} \quad (7.47)$$

определяют необходимую емкость C . Входящая в формулу (7.47) денормированная собственная частота нулей $f_{c.н}$ известна в результате решения задачи аппроксимации. Можно также задаться величиной C и при помощи соотношения (7.47) найти требуемое R .

Вследствие технологического разброса величин элементов, а также в результате действия дестабилизирующих факторов условие (7.42) баланса $2T$ -моста может нарушиться. В результате нули сместятся с оси $j\omega$ и режекторные свойства звена ухудшатся. Поэтому допуски на величины элементов $2T$ -моста (рис. 7.14, а) выбирают с учетом обеспечения необходимого затухания коэффициента передачи $K_{\Phi, \text{мин}}$ на частоте режекции. Относительное изменение его связано с относительным изменением величины элементов следующим соотношением:

$$\frac{dK_{\Phi, \text{мин}}}{K_{\Phi, \text{мин}}} \approx \frac{1}{8K_{\Phi, \text{мин}}} \left(-\frac{dR_1}{2R_1} - \frac{dR_2}{2R_2} + \frac{dR_3}{R_3} + \frac{dC_1}{2C_1} + \frac{dC_2}{2C_2} - \frac{dC_3}{C_3} \right). \quad (7.48)$$

Если относительные изменения величин элементов 2Т-моста одинаковы, то в наихудшем случае, когда эти изменения суммируются, чувствительность по всем элементам схемы

$$S_{\Sigma} = \frac{1}{2K_{\text{ф. мин}}} = 2Q_{\text{н}}, \quad (7.49)$$

где $Q_{\text{н}}$ — добротность нулей настроенного 2Т-моста.

Вследствие этого допуск на величину элементов схемы в $1/2 K_{\text{ф. мин}}$ раз меньше, чем допуск на $K_{\text{ф. мин}}$. Если, например, $K_{\text{ф. мин}} = -40$ дб, а допуск на него составляет 10%, то в расчете на худший случай допуск на величины элементов 2Т-моста должен быть 0,2%.

Пассивные RC-звенья нижних частот представлены на рис. 7.14, б, в. Звено на рис. 7.14, б реализует расположенные на действительной оси нуль и полюс с нормированными координатами

$$z_1 = -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right), \quad p_1 = -1. \quad (7.50)$$

Изменяя соотношение между сопротивлениями R_1 и R_2 , можно поместить нуль z_1 в соответствующую точку на действительной оси. Задавшись одной величиной (R_1 или R_2) и определив вторую из условия получения требуемого отношения

$$\frac{z_1}{p_1} = 1 + \frac{R_1}{R_2}, \quad (7.51)$$

известного из решения задачи аппроксимации, по формуле

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{\text{с. п}} (R_1 + R_2)} \quad (7.52)$$

рассчитывают емкость C_1 .

На рис. 7.14, в показано пассивное RC-звено нижних частот, реализующее полюс p_1 , расположенный на действительной оси. Нормированная координата полюса $p_1 = -1$.

При расчете элементов звена задаются величиной R_1 или C_1 и, используя соотношение

$$2\pi f_{\text{с. п}} R_1 C_1 = 1, \quad (7.53)$$

находят значение второго.

В формулах (7.52) и (7.53) $f_{\text{с. п}}$ — денормированная собственная частота полюса, значение которой известно в результате решения задачи аппроксимации.

Пассивные RC-звенья верхних частот представлены на рис. 7.14, *з, д*. Звено на рис. 7.14, *з* реализует расположенные на действительной оси полюс и нуль с нормированными координатами

$$p_1 = -1, \quad z_1 = -\frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (7.54)$$

Изменяя соотношение между сопротивлениями R_1 и R_2 , можно поместить нуль z_1 в соответствующую точку на действительной оси. Приступая к расчету схемы, необходимо задаться одним сопротивлением (R_1 или R_2) и определить второе из условия получения требуемого отношения

$$\frac{z_1}{p_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (7.55)$$

известного из решения задачи аппроксимации, а затем по формуле

$$C_1 = \frac{R_1 + R_2}{2\pi f_{c.п} R_1 R_2} \quad (7.56)$$

следует найти емкость C_1 .

На рис. 7.14, *д* показано пассивное RC-звено верхних частот, реализующее полюс и нуль, расположенные на действительной оси. Нормированные координаты полюса и нуля $p_1 = -1, \quad z_1 = 0$.

Элементы схемы рис. 7.14, *д* рассчитывают при помощи соотношения (7.53).

Настройку 2Т-моста (рис. 7.14, *а*) производят аналогично настройке активного симметричного режектора (рис. 7,12, *а*).

Пассивные звенья (рис. 7.14, *б, з*) настраиваются при помощи двух резисторов, отмеченных звездочкой, добиваясь при этом на собственной частоте полюса коэффициента передачи

$$K = \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 + \frac{f_{c.н}^2}{f_{c.п}^2} \right)} \quad (7.57)$$

и угла сдвига фаз между напряжениями на выходе звеньев

$$\varphi = \arctg \left(\frac{f_{c.н}}{f_{c.п}} - 1 \right). \quad (7.58)$$

Настройку звеньев (рис. 7.14, *в, д*) производят из условия получения на собственной частоте полюса $f_{c.п}$ коэффициента передачи звена, равного 0,707, и угла сдвига фаз между напряжениями на его входе и выходе $\varphi = 45^\circ$. Подстройку выполняют резистором, отмеченным звездочкой.

5. ФАЗОВЫЕ RC-ЗВЕНЬЯ

Фазовые RC-звенья, являющиеся цепями неминимально фазового типа, совместно с рассмотренными выше RC-звеньями минимально фазового типа составляют функционально полную систему звеньев, достаточную для проектирования низкочастотных избирательных усилителей.

Фазовое RC-звено, реализующее расположенные на действительной оси симметрично относительно начала координат полюс и

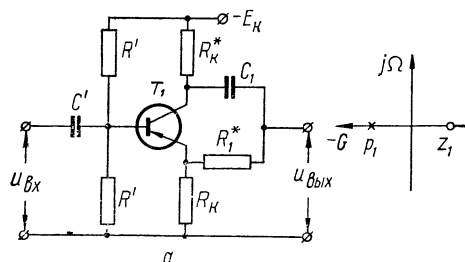
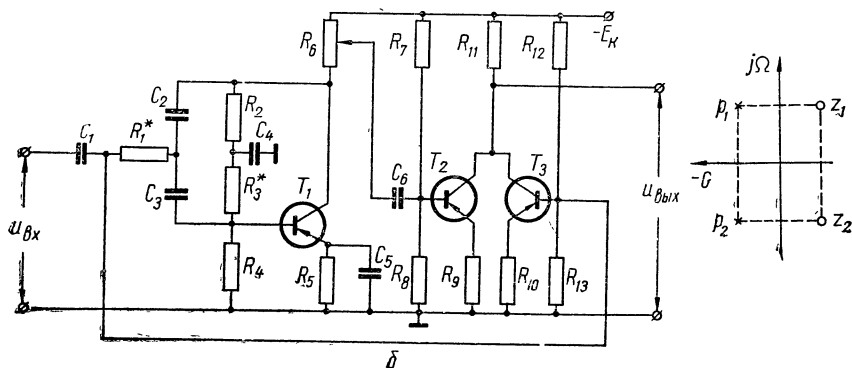


Рис. 7.15. Принципиальная схема и карта полюсов и нулей фазового RC-звена, реализующего:

а — действительные полюс и нуль; б — комплексно сопряженные пары полюсов и нулей.



нуль, и карта его полюсов и нулей показаны на рис. 7.15, а. В схеме звена используется транзисторный каскад с разделенной нагрузкой в качестве источника двух противофазных напряжений одинаковой амплитуды. Его пассивная RC-цепь имеет два входа. Сигнал проходит через элементы цепи R_1 и C_1 на выход двумя путями и суммируется в нагрузке.

Сопротивление R_K в схеме рис. 7.15, а выбирают максимально возможной величины, которая ограничивается допустимым падением на нем напряжения источника питания

$$R_K \leq \frac{E_K - u_{кэ}}{2i_{0к}}. \quad (7-59)$$

Значения величин элементов пассивной RC -цепи схемы рассчитывают по формулам

$$R_1 = \frac{R}{p_1}; \quad C_1 = \frac{1}{2\pi f_{c.п} R}, \quad (7.60)$$

где p_1 — абсолютное значение нормированной координаты полюса; $f_{c.п}$ — его собственная денормированная частота; R — сопротивление, которое выбирают из условия $R \ll S_0 R_k / g$.

Сопротивление R желательно иметь возможно большим, так как при этом уменьшается необходимая величина C_1 (7.60). Однако оно ограничивается не только приведенным неравенством, но и допустимым шунтированием нагрузкой $R \ll R_n$.

Фазовое звено (рис. 6.9, *a*), имеющее коэффициент передачи первого порядка, настраивают с помощью сопротивления R_k коллекторной нагрузки и сопротивления R_1 пассивной RC -цепи. Регулируя R_k , добиваются равномерной передачи сигнала на всех участках рабочего диапазона частот, а при помощи R_1 устанавливают угол сдвига фаз между входным и выходным напряжениями звена на собственной частоте полюса $f_{c.п}$ равным 90° .

Фазовое RC -звено, реализующее расположенные симметрично относительно оси $j\Omega$ комплексно сопряженные пары полюсов и нулей, и карта полюсов и нулей звена показаны на рис. 7.15, *б*. Схема фазового RC -звена состоит из активного RC -звена минимально фазового типа с 2Т-мостом (рис. 7.14, *б*), выполненного на транзисторе T_1 , и сумматора, в котором используются транзисторы T_2 и T_3 . Входной сигнал через разделительный конденсатор C_1 поступает на один из входов сумматора (база транзистора T_3) и на вход активного RC -звена, выход которого связан разделительным конденсатором C_3 со вторым входом сумматора.

В качестве активного RC -звена можно также использовать схему рис. 7.13, *в*, если требуемая добротность комплексно сопряженных полюсов не более 3. Элементы активного RC -звена рассчитывают по формулам (7.37) или (7.38), а элементы сумматора выбирают по методике гл. 2 из условия обеспечения исходного режима работы транзисторов.

Настройку фазового звена рис. 7.15, *б* производят в следующем порядке. Вначале при отключенной цепи прямой передачи настраивают полосовое активное RC -звено по приведенной выше методике. Затем, регулируя движок потенциометра, устанавливают коэффициент передачи этого звена $K_\phi = -2$ на частоте $f_{c.п}$, включают цепь прямой передачи и контролируют частотную и фазовую характеристики. Первая из них должна быть постоянной в рабочем диапазоне частот, а вторая — линейной.

Элементы полосового активного RC -звена рассчитывают аналогично расчету схемы рис. 7.14, *в*. Величины элементов вспомогательных цепей схемы рис. 7.15, *б* определяют в соответствии с методикой, изложенной в гл. 2 и 3.

Пример 1. Рассчитать активный RC -фильтр нижних частот, имеющий частоту среза $f_{c1} = 500$ *гц*, неравномерность в полосе пропускания $a_{\phi} \leq 2$ *дб*, затухание при расстройке от частоты среза на октаву и более $b_{\phi} \geq 36$ *дб*. Фильтр должен иметь минимальные габариты и вес. Он предназначен для работы в диапазоне температур от -20 до $+60^{\circ}$ *С*. Напряжение источника питания -20 *в*.

В соответствии с порядком проектирования сначала решаем задачу аппроксимации. В связи с жесткими требованиями к габаритам и весу фильтра он должен быть простым и содержать минимально необходимое количество элементов. Кроме того, фильтр характеризуется сравнительно большим затуханием коэффициента передачи в полосе задерживания и узкой переходной областью. Так как этим требованиям наиболее полно удовлетворяют фильтры, аппроксимированные по Золотареву, следует попытаться использовать именно этот вид аппроксимации, а реализацию осуществить при помощи несимметричного режектора (рис. 7.11, *а*).

Учитывая, что октавной расстройке соответствует частота $f_{c2} = 2f_{c1} = 1000$ *гц*, по формуле (7.13) найдем модуль

$$k = \frac{\omega_{c1}}{\omega_{c2}} = \frac{f_{c1}}{f_{c2}} = \frac{500}{1000} = 0,5,$$

поэтому $\theta = \arcsin 0,5 = 30^{\circ}$.

Определив по табл. 7.3 отношение эллиптических интегралов, соответствующее $\theta = 30^{\circ}$,

$$\frac{K\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right)}{K\left(90 - \theta, \frac{\pi}{2}\right)} = 0,782$$

и подставив условия примера в формулу (7.15), получим

$$n \geq \frac{2,3}{\pi} \left(4 \lg 2 + \lg \frac{10^{\frac{36}{10}} - 1}{10^{\frac{36}{10}} - 1} \right) 0,782 \approx 2,9.$$

Принимаем $n = 3$. Следовательно, для аппроксимации усилителя необходимо использовать дробь Золотарева третьего порядка ($n = 3$, $\theta = 30^{\circ}$). По табл. 7.4 определяем координаты полюсов и нулей аппроксимирующей функции:

$$x_{1,2} = \pm j2,27; \quad p_1 = -0,301; \quad p_{2,3} = -0,126 \pm j0,914.$$

Отсюда, учитывая формулы (7.1) и (7.3), находим нормированные собственные частоты нулей и полюсов:

$$\begin{aligned}\Omega_{с.н} &= 2,27; \\ \Omega_{с.п1} &= 0,301; \\ \Omega_{с.п2,3} &= \sqrt{0,126^2 + 0,914^2} \approx 0,915\end{aligned}$$

и добротность полюсов $p_{2,3}$

$$Q_{п2,3} = -\frac{0,915}{-2 \cdot 0,126} \approx 3,6.$$

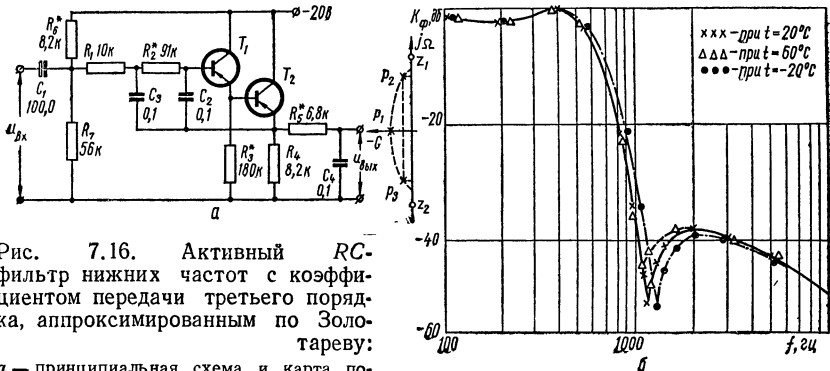


Рис. 7.16. Активный RC-фильтр нижних частот с коэффициентом передачи третьего порядка, аппроксимированным по Золотареву:
а — принципиальная схема и карта полюсов и нулей; б — частотная характеристика.

Умножая на $f_{с1}$ нормированные собственные частоты нулей и полюсов, денормируем их:

$$\begin{aligned}f_{с.н} &= \Omega_{с.н} f_{с1} = 2,27 \cdot 500 \approx 1,140 \text{ гц}; \\ f_{с.п1} &= \Omega_{с.п1} f_{с1} = 0,301 \cdot 500 \approx 150 \text{ гц}; \\ f_{с.п2,3} &= \Omega_{с.п2,3} f_{с1} = 0,915 \cdot 500 \approx 455 \text{ гц}.\end{aligned}$$

Карта нулей и полюсов найденной аппроксимирующей функции показана на рис. 7.16, а.

Переходим к решению задачи реализации. Усилитель будет наиболее простым, если для реализации комплексно сопряженных пар полюсов и нулей воспользоваться звеном нижних частот типа несимметричный режектор (рис. 7.11, а). Однако однотранзисторный вариант его имеет предельную добротность полюсов $Q_{\text{макс}} \approx 3$, что ниже требуемой. Поэтому останавливаемся на схеме с составным транзистором, обеспечивающей $Q_{\text{макс}} \approx 6$. Нули аппроксимирующей по Золотареву функции располагаются на оси $j\Omega$. Они имеют только мнимую координату, и их нельзя получить при помощи схемы рис. 7.11, а. Однако звено можно использовать для построения фильтра Золотарева и получить приемлемую погрешность реализации, если его добротность выше добротности пары комплексно сопряженных полюсов аппроксимирующей функции. Обеспечив выбором соответствующего сопротивления R_2 необходимое различие максимального и минимального значений коэффициента

передачи фильтра в полосе задерживания, можно получить достаточную крутизну частотной характеристики в переходной области. Тогда избирательные свойства схемы будут приближенно соответствовать требуемым.

Лежащий на действительной оси полюс p_1 (рис. 7.16, а) можно реализовать пассивной RC -цепью (см. рис. 7.14, в). В результате получим усилитель, содержащий звено нижних частот с несимметричной режекцией и пассивную RC -цепь. Принципиальная схема усилителя показана на рис. 7.16, а. Для регулировки добротности используем резистор R_3 , которым можно несколько выровнять режим работы транзистора T_1 .

Выбираем тип транзистора и исходный режим его работы. При этом следует учитывать, что желательно иметь транзистор с большим коэффициентом усиления и малым обратным током коллектора $I_{к0}$. Это позволит получить высокое входное сопротивление схемы при стабильном режиме работы. Режим работы выбираем из условия обеспечения достаточной крутизны транзистора.

Останавливаемся на кремниевых транзисторах типа МП116, параметры которых при токе $i_k = 1$ ма составляют: $S_0 = 30$ ма/в, $g_i = 70$ мксим. Выбираем ток коллектора $i_{0к} = 2,3$ ма и, допуская падение напряжения на электродах коллектор — эмиттер транзистора $u_k = 5$ в, по формуле (7.30) определяем сопротивление

$$R_4 = \frac{20 - 5}{2,3 \cdot 10^{-3}} \approx 6,2 \text{ ком.}$$

Используя формулы (1.28), пересчитываем параметры S_0 и g_i к выбранному режиму работы:

$$S_0 = 30 \cdot 10^{-3} \frac{2,3 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 69 \text{ ма/в;}$$

$$g_i = 70 \cdot 10^{-6} \frac{2,3 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 160 \text{ мксим.}$$

При помощи соотношений (7.35) определяем сопротивления резисторов R_1 , R_2 и емкости $C = C_2 = C_3$:

$$R_1 = \left(\frac{1140^2}{455^2} - 1 \right) \frac{6,2 \cdot 10^3}{1 + 160 \cdot 10^{-6} \cdot 6,2 \cdot 10^3} \approx 15 \text{ ком;}$$

$$R_2 = \frac{1}{69 \cdot 10^3} 10^{\overline{10}} \approx 91 \text{ ком;}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 1140} \sqrt{\frac{69 \cdot 10^{-3}}{91 \cdot 10^{-3}}} \approx 0,12 \text{ мкф.}$$

Величины элементов базового делителя R_6 , R_7 и емкости разделительного конденсатора C_1 определяем по методике, изложенной в гл. 2 и 3.

Рассчитываем элементы пассивного RC -звена (рис. 7.14, е). Задаемся емкостью конденсатора C_4 , равной емкости конденсаторов активного звена, т. е. $C_4 = C = 0,12$ мкф. Тогда, используя выражение (7.54), находим сопротивление резистора

$$R_5 = \frac{1}{2\pi f_{с. п1} C_4} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \cdot 0,12 \cdot 10^{-6}} \approx 8,6 \text{ ком.}$$

Настройку усилителя производим в следующем порядке. Вначале проверяем режим работы транзисторов. Измерив падение постоянного напряжения u_4 на сопротивлении R_4 , рассчитываем коллекторный ток $i_{0к} = u_4/R_4$. Если он отличается от выбранного $i_{0к} = 2,3 \text{ ма}$, то, изменяя сопротивление резистора R_6 , устанавливаем необходимый режим работы.

Затем проверяем параметры несимметричного режектора. Для этого к эмиттеру транзистора T_2 подключаем вольтметр и, изменяя частоту входного напряжения, определяем собственную частоту нуля. Если она не соответствует требуемому значению $f_{с. н} = 1140 \text{ гц}$, то, изменяя сопротивление резистора R_2 , выполняем необходимую подстройку. При значительном отличии частот следует изменить емкость конденсаторов C_2 и C_3 .

Далее проверяем, выполняется ли определяемое сопротивлением резистора R_1 соотношение между собственными частотами нулей и полюсов

$$f_{с. н}^2 / f_{с. п}^2 = 1140^2 / 455^2 \approx 6,25.$$

Изменяя частоту входного сигнала, по вольтметру определяем максимальное выходное напряжение в полосе задерживания и рассчитываем затухание коэффициента передачи. Если оно отличается от требуемой величины 6,25, то необходимо откорректировать его изменением сопротивления резистора R_1 .

Следующий этап настройки состоит в проверке добротности пары комплексно сопряженных полюсов, реализуемой активным звеном. Добротность определяем приближенно как значение коэффициента передачи на частоте $f_{с. п}$. Добротность к требуемому значению $Q = 3,6$ подстраиваем изменением сопротивления резистора R_3 . В качестве параметра настройки можно выбрать и угол сдвига фаз между напряжениями на входе и выходе звена на частоте $f_{с. п}$, который должен быть близким к 90° .

После этого переключаем вольтметр на выход фильтра, на генераторе устанавливаем частоту, равную $f_{с. п1}$, и, регулируя сопротивление резистора R_5 , добиваемся коэффициента передачи пассивного звена 0,707.

Экспериментально снятая частотная характеристика рассчитанного фильтра при $u_{\text{вых}} = 1 \text{ в}$ и $R_0 = 600 \text{ ом}$ показана на рис. 7.16, б. В фильтре использованы резисторы типа ОМЛТ с допуском $\pm 5\%$, конденсаторы $C_2 - C_4$ типа МБМ с допуском $\pm 10\%$, C_1 — типа ЭТО.

При изменении температуры от 20 до 60° С частота среза $f_{с1}$ изменяется приблизительно на 2% , а собственная частота нуля — на 5% . Изменение температуры от $+20$ до -20° С вызывает смещение частоты среза $f_{с1}$ приблизительно на 6% , а собственной частоты нуля — на 10% .

Пример 2. Выполнить проектирование фильтра верхних частот, имеющего следующие характеристики: частоту среза 1050 гц , неравномерность в полосе пропускания не более 3 дб , затухание при расстройке от частоты среза на $1/4$ октавы не менее 30 дб . Напряжение источника питания $E_k = -27 \text{ в}$.

В связи с тем, что фильтр обеспечивает значительное затухание при небольшой расстройке и, следовательно, имеет узкую переходную область, его частотную характеристику следует аппроксимировать по Золотареву. Учитывая, что $1/4$ октавы соответствует отношению частот среза и расстройки $2^{1/4} \approx 1,2$ раза, находим модуль $k = 1/1,2 = 0,83$ и модульный угол $\theta = \arcsin 0,83 \approx 56^\circ$.

Переходим к построению низкочастотного прототипа. Его частота среза $f_{с1} = 1050 \text{ гц}$, неравномерность частотной характеристики в полосе пропускания $a_\phi \ll 3 \text{ дб}$, затухание при расстройке $b_\phi \ll 30 \text{ дб}$, модуль $k = 0,83$.

По формуле (7.15) определяем требуемый порядок аппроксимирующей функции, предварительно взяв из табл. 7.3 отношение эллиптических интегралов $k(\theta, \pi/2) / k(90^\circ - \theta, \pi/2) = 1,279$ ($\theta = 60^\circ$),

$$n \geq \frac{2,3}{\pi} \left(4 \lg 2 + \lg \frac{10^{\frac{30}{10}} - 1}{10^{\frac{30}{10}} - 1} \right) \cdot 1,279 \approx 4.$$

Для обеспечения запаса по затуханию выбираем $n = 5$ и по табл. 7.4 для $n = 5$ и $\theta = 60^\circ$ определяем нормированные координаты нулей и полюсов низкочастотного прототипа:

$$\begin{aligned} z_{1,2} &= \pm j1,618; \\ z_{3,4} &= \pm j1,183; \\ p_1 &= -0,232; \\ p_{2,3} &= -0,125 \pm j0,732; \\ p_{4,5} &= -0,026 \pm j0,984. \end{aligned}$$

Используя преобразование частоты (7.16), (7.17), находим координаты нулей и полюсов исходного фильтра верхних частот:

$$\begin{aligned} z'_{1,2} &= \frac{1}{z_{1,2}} = \frac{1}{\pm j1,618} \approx \pm j0,6; \\ z'_{3,4} &= \frac{1}{z_{3,4}} = \frac{1}{\pm j1,183} \approx \pm j0,84; \\ p'_1 &= \frac{1}{p_1} = \frac{1}{-0,232} \approx -4,3; \\ p'_{2,3} &= \frac{1}{p_{2,3}} = \frac{1}{-0,125 \pm j0,732} \approx 0,17 \pm j1; \\ p'_{4,5} &= \frac{1}{p_{4,5}} = \frac{1}{-0,026 \pm j0,984} \approx -0,027 \pm j1. \end{aligned}$$

Кроме того, преобразование нулей $z_{1,2}$, $z_{3,4}$ и полюсов p_1 , $p_{2,3}$, $p_{4,5}$ даст соответственно четыре полюса и пять нулей в начале координат. Вследствие взаимной компенсации нулей и полюсов полученную карту фильтра верхних частот необходимо добавить только одним нулем $z'_5 = 0$. Результирующая карта нулей и полюсов показана на рис. 7.17, а.

Используя формулы (7.2) и (7.3), определяем собственные частоты нулей и полюсов:

$$\begin{aligned} \Omega'_{с.н1,2} &= 0,6; \\ \Omega'_{с.н3,4} &= 0,84; \\ \Omega'_{с.п1} &= 4,3; \\ \Omega'_{с.п2,3} &= \sqrt{0,17^2 + 1^2} \approx 1,01; \\ \Omega'_{с.п4,5} &= \sqrt{0,027^2 + 1^2} \approx 1 \end{aligned}$$

и добротность полюсов:

$$Q'_{с. п2,3} = \frac{\sqrt{0,17^2 + 1^2}}{2 \cdot 0,17} \approx 2,9;$$

$$Q'_{с. п4,5} = \frac{\sqrt{0,027^2 + 1^2}}{2 \cdot 0,027} \approx 18.$$

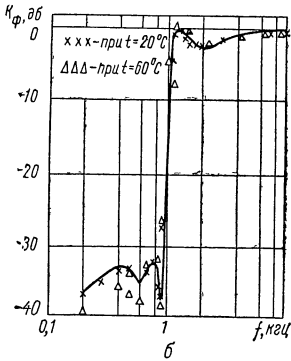
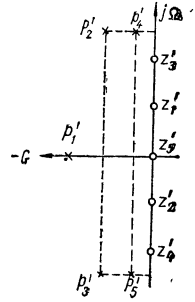
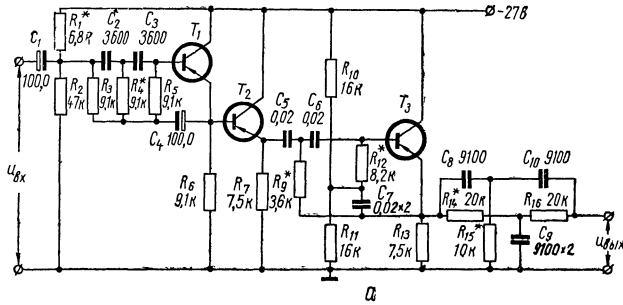


Рис. 7.17. Активный RC-фильтр верхних частот с коэффициентом передачи пятого порядка, аппроксимированный по Золотареву;
а — принципиальная схема и карта полюсов и нулей;
б — частотная характеристика.

Денормируем собственные частоты нулей и полюсов:

$$f'_{с. п1,2} = Q'_{с. п1,2} f_{с1} = 0,6 \cdot 1050 \approx 630 \text{ гц};$$

$$f'_{с. п3,4} = Q'_{с. п3,4} f_{с1} = 0,84 \cdot 1050 \approx 880 \text{ гц};$$

$$f'_{с. п1} = Q'_{с. п1} f_{с1} = 4,3 \cdot 1050 \approx 4500 \text{ гц};$$

$$f'_{с. п2,3} = Q'_{с. п2,3} f_{с1} = 1,01 \cdot 1050 \approx 1060 \text{ гц};$$

$$f'_{с. п4,5} = Q'_{с. п4,5} f_{с1} = 1 \cdot 1050 \approx 1050 \text{ гц}.$$

Переходим к решению задачи реализации. Полюсы $p'_{2,3}$, имеющие добротность 2,9, и нули $z'_{1,2}$ можно реализовать несимметричным режектором (рис. 7.11, а). Эта схема может обеспечить требуемую добротность при использовании однотранзисторного ее варианта. Для реализации комплексно сопряженных нулей $z'_{3,4}$ воспользуемся настроенным 2Т-мостом (рис. 7.14, а).

Эта схема имеет также два расположенных на действительной оси полюса с нормированными координатами:

$$(\rho'_1)_{2T} = -3,73;$$

$$(\rho'_2)_{2T} = -0,27.$$

В связи с тем, что полюс $(\rho'_1)_{2T}$ расположен вблизи полюса ρ'_1 , его можно использовать для реализации последнего.

Полюсы $\rho'_{4,5}$ с высокой добротностью реализуем активной схемой с 2Т-мостом (рис. 7.12, а), которая дает также два нуля в начале координат. Один из них будет в значительной мере компенсирован смещенным к началу координат полюсом $(\rho'_2)_{2T}$. В результате получаем принципиальную электрическую схему усилителя, показанную на рис. 7.17, а. В ней эмиттерный повторитель на транзисторе T_2 служит развязывающим каскадом и позволяет реализовать звеном T_1 добротность, близкую к максимальной.

Расчет элементов схемы начинаем с выбора типа транзисторов и их режимов работы. Целесообразно выбрать транзистор с достаточно большим коэффициентом усиления и малым обратным током коллектора. Его режим работы должен обеспечивать сравнительно большое значение крутизны, так как от нее зависит добротность звеньев. Останавливаемся на транзисторах типа 1Т308В и их режимах работы: $i_{0к1} = 2,5$ ма, $i_{0к3} = 2$ ма. Допуская падение напряжения $u_{0к1} = 3$ в и $u_{0к3} = 13$ в, по формуле (7.30) определяем сопротивление эмиттерных резисторов:

$$R_6 = \frac{27 - 3}{2,5 \cdot 10^{-3}} \approx 9,1 \text{ ком};$$

$$R_{13} = \frac{27 - 13}{2 \cdot 10^{-3}} \approx 7,5 \text{ ком}.$$

Параметры транзистора 1Т308В при токе коллектора $i_{к} = 1$ ма составляют: $S_0 = 34$ ма/в, $g = 0,634$ мсим и $g_i = 10$ мксим. Пересчитываем их при помощи формул (1.28) к исходному режиму $i_{0к1} = 2,5$ ма:

$$S_0 = 34 \cdot 10^{-3} \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 85 \text{ ма/в};$$

$$g = 0,34 \cdot 10^{-3} \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 0,85 \text{ мсим};$$

$$g_i = 10 \cdot 10^{-6} \frac{2,5 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 25 \text{ мксим}.$$

По формулам (7.36) определяем сопротивление резисторов $R_3 = R_4 = = R_5 = R$ и емкость конденсаторов $C_2 = C_3 = C$:

$$R = \left[\left(\frac{1060}{630} \right)^2 - 1 \right]^2 \frac{9,1 \cdot 10^3}{1 + 25 \cdot 10^{-6} \cdot 9,1 \cdot 10^3} \approx 7,5 \text{ ком};$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 630 \cdot 7,5 \cdot 10^3} \sqrt{\frac{1 + 0,85 \cdot 10^{-3} \cdot 7,5 \cdot 10^3}{85 \cdot 10^{-3} \cdot 7,5 \cdot 10^3}} \approx 3,6 \text{ тыс. нф}.$$

Переходим к расчету элементов второго активного звена, выполненного на транзисторе T_3 и реализующего комплексно сопряженные полюсы p'_4 и p'_5 . Выбираем $R = R_{12} = 8,2 \text{ ком}$, тогда $R_{10} = R_{11} = 2R = 16 \text{ ком}$. Параметры транзистора 1Т308В при токе коллектора $i_{ок3} = 2 \text{ ма}$ можно определить при помощи формул (1.25). В результате получим $S_0 = 68 \text{ ма/в}$ и $g = 0,68 \text{ мсм}$. Используя выражения (7.31), находим значение величины k и емкости C :

$$k = \frac{18}{1 - 18 \left[4 \left(\frac{1 + 0,68 \cdot 10^{-3} \cdot 8,2 \cdot 10^3}{1 + 68 \cdot 10^{-3} \cdot 7,5 \cdot 10^3} + \frac{8}{68 \cdot 10^{-3} \cdot 8,2 \cdot 10^3} \right) - \frac{1}{2} \right]} \approx$$

$$\approx 2,25;$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 1050 \cdot 8,2 \cdot 10^3} \approx 0,02 \text{ мкф}.$$

Следовательно, $C_5 = C_6 = C = 0,02 \text{ мкф}$; $C_7 = 2C = 0,04 \text{ мкф}$; $R_9 = R/k = 8,2 \cdot 10^3 / 2,28 \approx 3,6 \text{ ком}$.

Определим величины элементов пассивного RC -звена типа 2Т-мост, реализующего нули $z_{1,2}$. Задавая сопротивлениями $R = R_{14} = 2R_{15} = R_{16} = 20 \text{ ком}$, по формуле (7.47) находим емкость

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 880 \cdot 20 \cdot 10^3} \approx 9,1 \text{ тыс. пф}.$$

Следовательно, $C_8 = \frac{1}{2} C_9 = C_{10} = C = 9,1 \text{ тыс. пф}$.

Настройку схемы производят поэлементно. Сначала проверяют режим работы каскада. При несоответствии его выбранному $i_{ок2} = 2,5 \text{ ма}$, изменяя сопротивление резистора R_1 , производят необходимую подгонку. Затем приступают к настройке звена. Генератор сигналов подключают ко входу каскада, а вольтметр — к эмиттеру транзистора T_2 . Измеряют коэффициент передачи звена в полосе пропускания далеко от частоты среза и максимальное значение коэффициента передачи в полосе задерживания. Их отношение должно составлять

$$\frac{f_{с.н}^2}{f_{с.п}^2} = \frac{630^2}{1060^2} \approx 0,35.$$

В противном случае, изменяя сопротивление резистора R_3 , осуществляют необходимую подстройку.

Изменяя частоту сигналов, поступающих от генератора, определяют собственную частоту нуля как частоту полосы задерживания, на которой значение коэффициента передачи звена минимально. Если она не соответствует требуемому значению $f_{с.н} = 630 \text{ гц}$, то необходимо изменить сопротивление резистора R_4 . При значительном несоответствии следует изменить емкость конденсаторов C_2 и C_3 , обеспечивая при этом $C_2 = C_3$.

После этого переходят к настройке второго активного RC -звена на транзисторе T_3 . На генераторе сигналов устанавливают частоту, равную 1050 гц . Вольтметр подключают к эмиттеру транзистора T_3 . Так как звено должно обеспечивать добротность полюсов $Q_{п4,5} = 18$, то его коэффициент передачи на частоте $f_{с.п4,5} = 1050 \text{ гц}$ должен равняться 18. Требуемую величину коэффициента передачи и угол сдвига фаз 90° на частоте $f_{с.п4,5}$ устанавливают при помощи резисторов R_9 и R_{12} .

При настройке пассивного RC -звена на генераторе сигналов устанавливают частоту, равную $f_{с. н3,4}$. Вольтметр подключают на вход схемы. Изменяя сопротивление резисторов R_{14} и R_{15} , добиваются необходимой глубины режекции Т2-моста на частоте $f_{с. н3,4} = 880$ гц по приведенной ранее методике.

Экспериментально снятая частотная характеристика фильтра приведена на рис. 7.17, б. В схеме использованы резисторы типа ОМЛТ с допуском $\pm 5\%$, конденсаторы RC -цепей типа КСОТ группы Г с допуском $\pm 2\%$. Собственное затухание фильтра в полосе пропускания близко к нулю.

Пример 3. Выполнить проектирование полосового фильтра, имеющего возможно более линейную фазовую характеристику. Средняя частота полосы пропускания фильтра $f_{ср} = 110$ гц, полоса $\Delta f = 18$ гц, неравномерность в полосе пропускания не более 3 дб, затухание на частотах 84 гц и 142 гц не менее 30 дб.

Учитывая требование линейности фазовой характеристики, останавливаемся на аппроксимации по Баттерворту. Вначале строим низкочастотный прототип. Его частота среза $f_c = \Delta f = 18$ гц, а частоту, на которой требуется обеспечить затухание 30 дб, определяем из условия $f = 142 - 84 = 58$ гц. Следовательно, нормированная частота $\Omega = f/f_c = 58/18 \approx 3,2$. Используя формулу (7.9), определяем необходимую степень низкочастотного аппроксимирующего полинома

$$n = \frac{30}{20 \lg 3,2} \approx 3$$

и по табл. 7.1 находим три его полюса:

$$p_1 = -1; \quad p_{2,3} = -0,5 \pm j0,866.$$

Применяя преобразование (7.18), (7.19), находим нули и полюсы полосовой функции, аппроксимирующей частотную характеристику заданного фильтра:

$$\begin{aligned} p'_{1,2} &= -\frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} - \left(\frac{110}{18}\right)^2} \approx -0,5 \pm j6,1; \quad z'_1 = 0; \\ p'_{3,4} &= \frac{-0,5 + j0,866}{2} \pm \sqrt{\frac{(-0,5 + j0,866)^2}{4} - \left(\frac{110}{18}\right)^2} \approx \\ &\approx -0,25 + j0,433 \pm j6,1; \quad z'_2 = 0; \\ p'_{5,6} &= \frac{-0,5 - j0,866}{2} \pm \sqrt{\frac{(-0,5 - j0,866)^2}{4} - \left(\frac{110}{18}\right)^2} \approx \\ &\approx -0,25 - j0,433 \pm j6,1; \quad z'_3 = 0. \end{aligned}$$

Записывая полюсы $p'_{3,4}$ и $p'_{5,6}$ в виде:

$$\begin{aligned} p'_{3,6} &\approx -0,25 \pm j6,533; \\ p'_{4,5} &\approx -0,25 \pm j5,667. \end{aligned}$$

получаем карту нулей и полюсов фильтра, показанную на рис. 7.18, а.

Используя формулы (7.2) и (7.3), находим добротность полюсов:

$$Q_{1,2} = \frac{\sqrt{0,5^2 + 6,1^2}}{2 \cdot 0,5} \approx 6,1;$$

$$Q_{3,6} = \frac{\sqrt{0,25^2 + 6,533^2}}{2 \cdot 0,25} \approx 13,1;$$

$$Q_{4,5} = \frac{\sqrt{0,25^2 + 5,667^2}}{2 \cdot 0,25} \approx 11,4$$

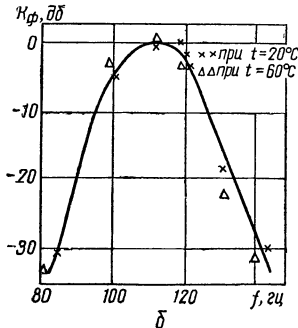
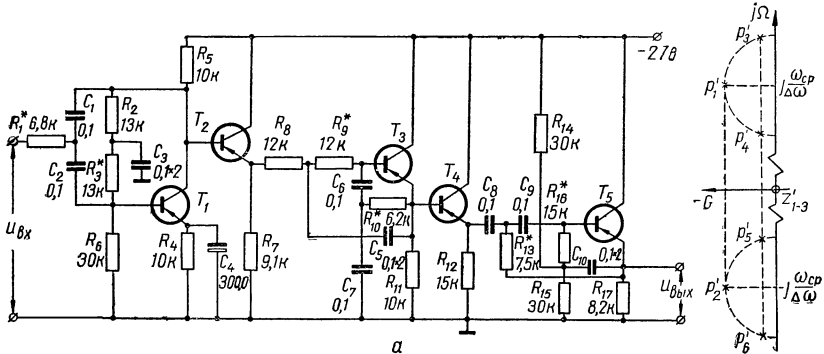


Рис. 7.18. Полосовой активный RC-фильтр с коэффициентом передачи шестого порядка, аппроксимированным по Баттерворту:

а — принципиальная схема и карта полюсов и нулей; б — частотная характеристика.

и их нормированные собственные частоты:

$$\Omega'_{с.п1,2} = \sqrt{0,5^2 + 6,1^2} \approx 6,1;$$

$$\Omega'_{с.п3,6} = \sqrt{0,25^2 + 6,533^2} \approx 6,533;$$

$$\Omega'_{с.п4,5} = \sqrt{0,25^2 + 5,667^2} \approx 5,667.$$

Производя денормирование, находим:

$$f'_{с.п1,2} = \Omega'_{с.п1,2} \Delta f = 6,1 \cdot 18 \approx 110 \text{ гц};$$

$$f'_{с.п3,6} = \Omega'_{с.п3,6} \Delta f = 6,533 \cdot 18 \approx 119 \text{ гц};$$

$$f'_{с.п4,5} = \Omega'_{с.п4,5} \Delta f = 5,667 \cdot 18 \approx 101 \text{ гц}.$$

При выборе звеньев, реализующих карту нулей и полюсов (рис. 7.18, а), исходим из того, что требуемая добротность пар комплексно сопряженных полюсов составляет 6,1; 13,1 и 11,4. Ее можно реализовать только звеньями с 2Т-мостом. Поэтому останавливаемся на схемах (рис. 7.9, а, б и 7.12, б), обеспечивающих всю карту нулей и полюсов. В результате получим принципиальную схему фильтра, приведенную на рис. 7.18, а. Его входным каскадом является активное полосовое звено, реализующее пару комплексно сопряженных полюсов с собственной частотой $f_{c. п1,2} = 110$ гц и добротностью $Q_{1,2} = 6,1$. Оно также формирует нуль в начале координат. Так как звено имеет большое выходное сопротивление, то к нему можно подключить другое звено через развязывающий каскад, роль которого выполняет эмиттерный повторитель на транзисторе T_2 .

Пара комплексно сопряженных полюсов, имеющих собственную частоту $f_{c. п3,6} = 119$ гц и добротность $Q_{3,6} = 13,1$, реализуется активным низкочастотным звеном на транзисторе T_3 . Еще одна пара комплексно сопряженных полюсов, имеющих собственную частоту $f_{c. п4,5} = 101$ гц и добротность $Q_{4,5} = 11,4$, реализуется активным звеном верхних частот на транзисторе T_5 . Оно также формирует два нуля в начале координат. Эти два звена развязаны эмиттерным повторителем, выполненным на транзисторе T_4 .

Выбираем напряжение источника питания $E_K = -27$ в и транзисторы типа 1Т308В. Принимаем коллекторный ток транзисторов T_1, T_2 равным 1 ма, а транзисторов $T_3 - T_5 - 1,5$ ма, поскольку выполненные на их основе звенья должны иметь сравнительно большую добротность. Параметры транзистора 1Т308В при токе $i_K = 1$ ма: $g = 0,3$ мсим, $S_0 = 35$ ма/в.

Исходя из выбранного режима, по формуле (7.30) определяем сопротивление эмиттерных резисторов, а по методике, изложенной в гл. 2, — величины элементов делителя цепи смещения. Затем рассчитываем элементы RC-цепи полосового активного звена на транзисторе T_1 . Задаваясь $R = R_2 = R_3 = 13$ ком, по формулам (7.37) при $R_4 = 10$ ком определяем:

$$R_5 = \frac{3}{g} = \frac{3}{0,3 \cdot 10^{-3}} = 10 \text{ ком};$$

$$R_6 = \frac{2 \cdot 13 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{7} \approx 30 \text{ ком}.$$

Установив при помощи выражений (1.28) значения параметров транзистора в исходном режиме работы $i_{0к3} = 1,5$ ма, $g = 0,45$ мсим и $S_0 = 52,5$ ма/в, по формулам (7.31) находим значение величины k и емкости C :

$$k = \frac{6,1}{1 - 6,1 \left[4 \left(\frac{1 + 0,45 \cdot 10^{-3} \cdot 13 \cdot 10^3}{1 + 52,5 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3} + \frac{8}{52,5 \cdot 10^{-3} \cdot 13 \cdot 10^3} \right) - \frac{1}{2} \right]} \approx 1,8;$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 110 \cdot 13 \cdot 10^3} \approx 0,11 \text{ мкф}.$$

Следовательно, $C = C_1 = C_2 = \frac{1}{2} C_3 = 0,11$ мкф; $R_1 = R/k = 13 \times 10^3 / 1,8 \approx 6,8$ ком. Остальные звенья рассчитываем аналогично.

Перед настройкой усилителя необходимо убедиться в соответствии режимов работы транзисторов выбранным. Настройка выполняется по каскадно. При помощи элементов RC -цепи, отмеченных звездочкой, производится настройка звена на получение коэффициента передачи на собственной частоте полюса, равного добротности, и угла сдвига фаз 90° между напряжениями на входе и выходе звена. Экспериментально снятая частотная характеристика усилителя при различных температурах приведена на рис. 7.18, б.

В усилителе использованы резисторы типа УЛН с допуском $\pm 2\%$, конденсаторы типа КСОТ группы Г с допуском $\pm 2\%$. Максимальный неискаженный сигнал на выходе — 5 в, коэффициент передачи на средней частоте = 110 μc составляет 54 дб. Этот уровень принят на рис. 7.18, б за нуль дб.

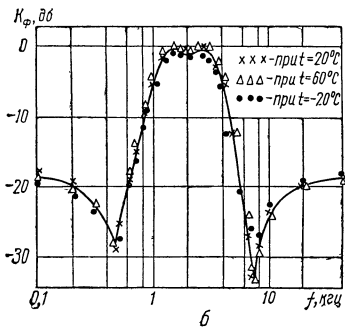
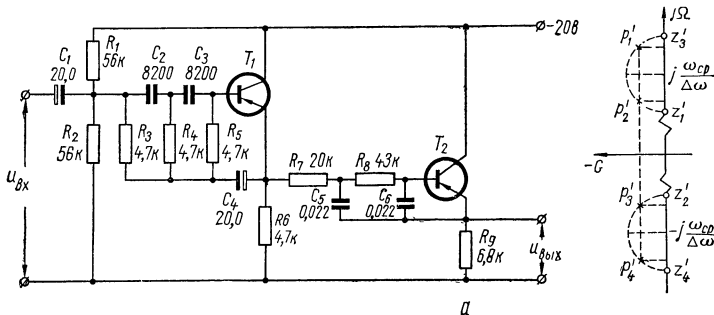


Рис. 7.19. Полосовой активный RC -фильтр с коэффициентом передачи четвертого порядка, аппроксимированным по Золотареву:
 а — принципиальная схема и карта полюсов и нулей; б — частотная характеристика.

Пример 4. Выполнить проектирование полосового фильтра, имеющего полосу пропускания 1—3,5 кГц, неравномерность частотной характеристики в полосе пропускания не более 3 дб, затухание при расстройке от граничных частот на 0,6 октавы и более должно быть не менее 18 дб.

Указанным требованиям удовлетворяет аппроксимированный по Золотареву фильтр, низкочастотный прототип которого имеет коэффициент передачи второго порядка при модульном угле $\theta = 40^\circ$. Рассчитывая элементы фильтра на соответствие выбранной аппроксимации, получаем схему, показанную на рис. 7.19, а. Экспериментально снятая частотная характеристика фильтра при различных температурах представлена на рис. 7.19, б. Максимальный входной сигнал, передаваемый фильтром без искажений, составляет 0,6 в, потребляемый ток 3 ма. При изменении питающего напряжения от 20 до 15 в полоса пропускания схемы (рис. 7.19, а) сужается примерно на 25%.

В схеме использовались транзисторы типа МП15А ($h_{21} = 200$). Источником сигналов в эксперименте служил генератор ГЗ-3 с внутренним сопротивлением 200 ом.

Пример 5. Спроектировать фильтр, имеющий полосу пропускания $\Delta f = 500$ гц, среднюю частоту $f_{\text{ср}} = 2300$ гц, неравномерность в полосе пропускания 2 дб и затухание не менее 13 дб при расстройке на полосу в обе стороны от частоты $f_{\text{ср}}$.

Указанным требованиям удовлетворяет фильтр, аппроксимированный по Чебышеву и имеющий низкочастотный прототип с коэффициентом передачи второго порядка.

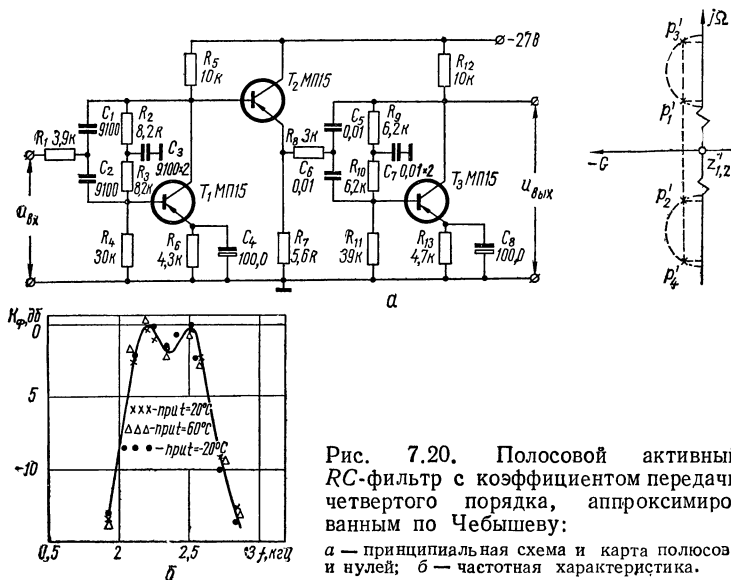


Рис. 7.20. Полосовой активный RC-фильтр с коэффициентом передачи четвертого порядка, аппроксимированным по Чебышеву:

а — принципиальная схема и карта полюсов и нулей; б — частотная характеристика.

Нормированные координаты полюсов и нулей фильтра:

$$p'_{1,2} = -0,2 \pm j4,2;$$

$$p'_{3,4} = -0,2 \pm j5; \quad z'_{1,2} = 0.$$

Следовательно, их собственные частоты:

$$\Omega'_{\text{с. п}1,2} = \sqrt{0,2^2 + 4,2^2} \approx 4,2;$$

$$\Omega'_{\text{с. п}3,4} = \sqrt{0,2^2 + 5^2} \approx 5$$

и добротности:

$$Q'_{1,2} = \frac{\sqrt{0,2^2 + 2,2^2}}{2 \cdot 0,2} \approx 10,5;$$

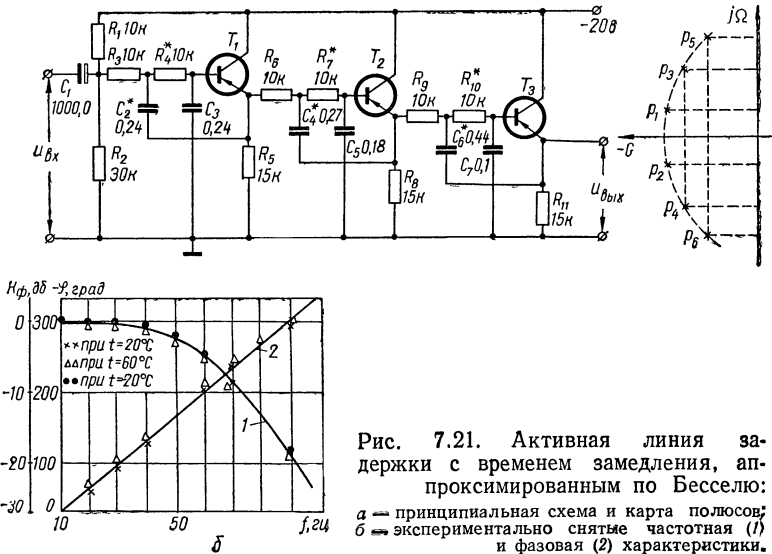
$$Q'_{3,4} = \frac{\sqrt{0,2^2 + 5^2}}{2 \cdot 0,2} \approx 12,5.$$

Денормируя координаты полюсов, находим их собственные частоты (частоты настройки звеньев):

$$f'_{c. п1,2} = \Omega'_{c. п1,2} \Delta f = 4,2 \cdot 500 = 2100 \text{ гц};$$

$$f'_{c. п3,4} = \Omega'_{c. п3,4} \Delta f = 5 \cdot 500 = 2500 \text{ гц}.$$

Для реализации фильтра можно использовать два активных звена, собранных по схеме рис. 7.12, б с настроенным 2Т-мостом. Принципиальная схема фильтра показана на рис. 7.20, а. Транзистор T_2 в схеме служит для развязки звеньев фильтра.



Экспериментально снятая частотная характеристика фильтра при различной температуре окружающей среды показана на рис. 7.20, б. Коэффициент передачи фильтра на средней частоте $f_{cp} = 2300$ гц равен 48 дБ и принят на рис. 7.20, б за уровень 2 дБ. Максимальный неискаженный сигнал на его выходе 2 в.

Пример 6. Выполнить проектирование линии задержки, обеспечивающей время замедления $t_0 = 10$ мсек с отклонением не более 2% и неравномерностью коэффициента передачи, не превышающей 6 дБ, на частотах до 60 гц.

Останавливаемся на аппроксимации по Бесселю. По формуле (7.22) определяем нормированную частоту

$$\Omega = 2\pi \cdot 60 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \approx 3,75.$$

Пользуясь рис. 7.5 находим, что заданные отклонения времени $\Delta t_0 \leq 2\%$ неравномерность $a_{\phi} \leq 6$ дБ обеспечит максимально плоская функция при

$n = 6$. Карта полюсов функции приведена на рис. 7.21, а. По табл. 7.8 определяем полюсы аппроксимирующей функции:

$$p_{1,2} = -4,248 \pm j0,868;$$

$$p_{3,4} = -3,736 \pm j2,626;$$

$$p_{5,6} = -2,516 \pm j4,493$$

и, учитывая формулы (7.2) и (7.3), находим собственные частоты и добротность ее полюсов:

$$\Omega_{с.п 1,2} = \sqrt{4,248^2 + 0,868^2} \approx 4,3;$$

$$\Omega_{с.п 3,4} = \sqrt{3,736^2 + 2,626^2} \approx 4,52;$$

$$\Omega_{с.п 5,6} = \sqrt{2,516^2 + 4,493^2} \approx 5,02;$$

$$Q_{п 1,2} = -\frac{4,3}{-2 \cdot 4,248} \approx 0,51;$$

$$Q_{п 3,4} = -\frac{4,52}{-2 \cdot 3,736} \approx 0,61;$$

$$Q_{п 5,6} = -\frac{5,02}{-2 \cdot 2,516} \approx 1,02.$$

Денормируем собственные частоты полюсов, умножая их нормированные значения на $1/t_0$:

$$f_{с.п 1,2} = 4,3/2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-3} \approx 67 \text{ гц};$$

$$f_{с.п 3,4} = 4,52/2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-3} \approx 72 \text{ гц};$$

$$f_{с.п 5,6} = 5,02/2\pi \cdot 10 \cdot 10^{-3} \approx 80 \text{ гц}.$$

Переходим к решению задачи реализации линии задержки. Так как добротности полюсов невелики, то их можно реализовать любым из рассмотренных активных звеньев нижних частот. Удобно выбрать простое звено (рис. 7.8, а). Всего необходимо использовать три таких звена. В результате приходим к схеме линии, приведенной на рис. 7.21, а.

Расчет линии задержки начинают с выбора напряжения источника питания, если оно не задано. Затем, учитывая рабочий диапазон частот, выбирают тип транзисторов и, исходя из допустимого падения напряжения источника питания на эмиттерном резисторе, определяют исходный режим работы каскада.

Выберем напряжение источника питания $E_K = -20 \text{ в}$, коллекторные токи в каскадах одинаковыми $i_{0к} = 1 \text{ ма}$. Допуская падение напряжения на электродах коллектор—эмиттер транзисторов $u_{0к} = 5 \text{ в}$, по формуле (7.30) определяем сопротивление эмиттерных резисторов

$$R_1 = R_5 = R_8 = \frac{20 - 5}{1 \cdot 10^{-3}} = 15 \text{ ком}.$$

Расчет элементов R_1, R_2 базового делителя выполняем согласно методике, приведенной в гл. 2. Задаемся током через делитель $i_d = 0,5 \text{ ма}$, тогда

$$R_1 + R_2 = \frac{E_K}{i_d} = \frac{20}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 40 \text{ ком}.$$

Учитывая, что $i_{0к1}R_5 \approx i_d R_2$, находим сопротивление резистора

$$R_2 = \frac{i_{0к1}R_5}{i_d} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^3}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 30 \text{ ком},$$

тогда $R_1 = 40 - 30 = 10 \text{ ком}$.

Выбирая $R_3 = R_4 = 10 \text{ ком}$, по формулам (7.34) определяем:

$$m = \frac{1}{35 \cdot 10^{-3}} \left(\frac{1}{10 \cdot 10^3} + \frac{1}{15 \cdot 10^3} \right) + \frac{10 \cdot 10^3}{100 \cdot 15 \cdot 10^3} \approx 0,011;$$

$$k = \left(\frac{1 - \sqrt{1 - 8 \cdot 0,51^2 \cdot 0,011}}{2 \cdot 0,51 \cdot 0,011} \right)^2 \approx 1;$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 67 \cdot \sqrt{1} \cdot 10 \cdot 10^3} \approx 0,24 \text{ мкф},$$

поэтому $C_2 = C_3 = C = 0,24 \text{ мкф}$.

Элементы последующих каскадов рассчитывают аналогично.

Настройку линии выполняют покаскадно после проверки режимов работы транзисторов. Генератор подключают к входным зажимам линии задержки и устанавливают на нем частоту, равную собственной частоте полюса $f_{с. п 1, 2} = 67 \text{ гц}$. Затем при помощи вольтметра измеряют напряжения на входе и выходе (эмиттер T_1) звена и вычисляют коэффициент передачи. Его значение должно равняться добротности полюсов $Q_{1, 2} = 0,51$. При необходимости, изменяя емкость конденсатора C_2 , подстраивают коэффициент передачи до требуемой величины.

Дальнейший этап настройки состоит в оценке и необходимой корректировке фазовых соотношений звена. Для этого при помощи фазометра измеряют сдвиг фаз между напряжениями на его входе и выходе на собственной частоте полюса $f_{с. п}$. Он должен составлять 90° . Необходимая подстройка выполняется изменением сопротивления резистора R_4 . На этом настройка первого звена оканчивается. На генераторе устанавливают частоту, равную собственной частоте полюса, реализуемого вторым звеном. Вольтметр подключают на выход звена (эмиттер T_2). Операции настройки звена повторяют в прежнем порядке; при необходимости подстраивают его параметры с помощью элементов R_7 и C_4 . Затем переходят к настройке третьего звена.

После настройки звеньев необходимо снять частотную и фазовую характеристики линии задержки и, используя формулу

$$t_0 = \frac{\varphi}{2\pi f} \quad \text{или} \quad t_0 = \frac{\varphi}{360f},$$

в которую следует подставлять измеренное значение φ в градусах, рассчитать время замедления на частоте f . При необходимости можно откорректировать характеристики линии задержки, изменяя сопротивления резисторов R_3 , R_6 и R_9 соответственно на нижних и верхних частотах рабочего диапазона частот.

Экспериментально снятые частотная и фазовая характеристики рассчитанной линии задержки приведены на рис. 7.21, б. Характеристики практически не изменяются при изменении температуры окружающей среды в пределах $20-60^\circ \text{C}$ и напряжения источника питания от 10 до 30 в. В схеме использовались кремниевые транзисторы типа МП116, резисторы типа ОМЛТ с допуском $\pm 5\%$, конденсаторы типа МБМ с допуском $\pm 20\%$.

Пример 7. Выполнить проектирование линии задержки, обеспечивающей в полосе частот 2850—3150 гц время задерживания $t_0 = 484 \text{ мксек}$, с откло-

нением $\Delta t_0 \leq 1\%$ и неравномерностью частотной характеристики $a_\Phi \leq 0,5$ дб. Схема должна содержать минимально возможное число элементов. Напряжение источника питания $E_K = -20$ в.

Проектирование начинаем с решения задачи аппроксимации. В связи с жесткими требованиями к числу элементов линии останавливаемся на равноволновой аппроксимации. Строим низкочастотный прототип. Граничная частота его нормированной полосы пропускания определяется по формуле (7.28)

$$\Omega = \pi (3150 - 2850) \cdot 484 \cdot 10^{-6} \approx 0,455.$$

По табл. 7.9 находим порядок низкочастотного прототипа и нормированные координаты его полюсов. Заданному отклонению времени замедления $\Delta t_0 \leq 1\%$ и нормированной частоте $\Omega = 0,455$ удовлетворяет с запасом равноволновая функция ($n = 2$) с полюсами

$$p_{1,2} = -1,363 \pm j0,946.$$

По рис. 7.5, б устанавливаем, что при $\Omega = 0,455$ аппроксимирующая функция с $n = 2$ обеспечат требования к неравномерности частотной характеристики $a_\Phi \leq 0,5$ дб.

Переходим к полюсовой линии задержки. По формуле (7.29) отыскиваем координаты ее полюсов:

$$p' = -1,363 \pm j0,946 \pm j\pi (3150 + 2850) \cdot 484 \cdot 10^{-6};$$

$$p'_{1,2} = -1,363 \pm j8,174;$$

$$p'_{3,4} = -1,363 \pm j10,066.$$

Используя соотношения (7.2) и (7.3), находим нормированные собственные координаты и добротность полюсов:

$$\Omega_{с.п 1,2} = \sqrt{1,363^2 + 8,154^2} \approx 8,25;$$

$$\Omega_{с.п 3,4} = \sqrt{1,363^2 + 10,046^2} \approx 10,14;$$

$$Q_{1,2} = \frac{8,25}{2 \cdot 1,363} \approx 3,03;$$

$$Q_{3,4} = \frac{10,14}{2 \cdot 1,363} \approx 3,72.$$

Умножая нормированные собственные координаты полюсов на $1/t_0$, денормируем их:

$$f_{с.п 1,2} = \frac{\Omega_{с.п 1,2}}{2\pi t_0} = \frac{8,25}{2\pi \cdot 484 \cdot 10^{-6}} \approx 2,73 \text{ кГц};$$

$$f_{с.п 3,4} = \frac{\Omega_{с.п 3,4}}{2\pi t_0} = \frac{10,14}{2\pi \cdot 484 \cdot 10^{-6}} \approx 3,35 \text{ кГц}.$$

Переходим к решению задачи реализации. Так как аппроксимирующая функция четвертого порядка, для реализации необходимо использовать два активных RC-звена нижних частот. Останавливаемся на схеме с 2Г-мостом (рис. 7.7, а). В результате получаем схему линии задержки, приведенную на рис. 7.22, а. Используемый в ней эмиттерный повторитель T_2 служит для

развязки звеньев. Первое активное RC -звено реализует комплексно сопряженные полюсы p'_1, p'_2 , а второе — полюсы p'_3, p'_4 .

Задавая исходным током коллектора $i_{0к} = 1 \text{ ма}$ (параметры транзистора МП15 $g = 0,5 \text{ мсм}$, $S_0 = 35 \text{ ма/в}$) и падением напряжения коллектор—эмиттер транзисторов $u_{0к} = 10 \text{ в}$, по формуле (7.30) находим сопротивления резисторов эмиттерных цепей

$$R_6 = R_8 = R_{10} = \frac{20 - 10}{1 \cdot 10^{-3}} = 10 \text{ ком.}$$

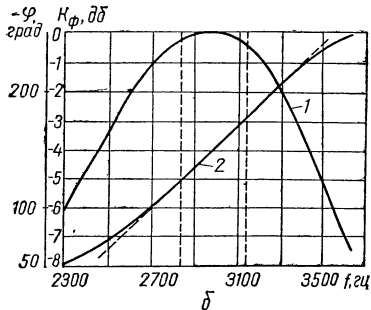
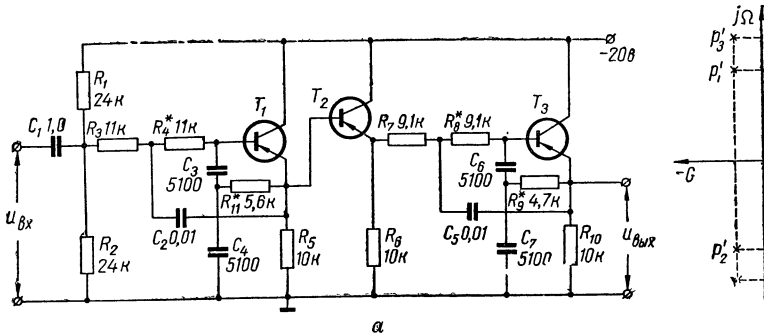


Рис. 7.22. Активная полосовая линия задержки с временем замедления, аппроксимированном по Чебышеву:

а — принципиальная схема и карта полюсов; б — экспериментально снятые частотная (1) и фазовая (2) характеристики.

Выбирая $C = C_3 = C_4 = C_6 = C_7 = 5,1 \text{ тыс. пф}$, $C_2 = C_5 = 2C \approx 10 \text{ тыс. пф}$ и используя формулы (7.31), определяем сопротивления:

$$R = R_3 = R_4^* = \frac{1}{2\pi f_{с.п.} C} = \frac{1}{2\pi \cdot 2,73 \cdot 10^3 \cdot 5,1 \cdot 10^{-9}} \approx 11 \text{ ком.};$$

$$R' = R_7 = R_8^* = \frac{1}{2\pi \cdot 3,35 \cdot 10^3 \cdot 5,1 \cdot 10^{-9}} \approx 9,1 \text{ ком.};$$

$$R_{11}^* = \frac{1}{2} R \approx 5,6 \text{ ком.}; \quad R_9 = \frac{1}{2} R' \approx 4,7 \text{ ком.}$$

К настройке линии приступают, убедившись в том, что режим работы транзисторов соответствует выбранному. Генератор сигналов подключают ко входу линии и устанавливают на нем частоту $f_{с.п.1,2} = 2,73 \text{ кгц}$. При помощи вольтметра и фазометра измеряют коэффициент передачи звена и угол сдвига

между напряжениями на входе и выходе (эмиттер T_1). Величина первого из них должна равняться добротности $Q_{1,2} = 3,03$, а второго $\varphi = 90^\circ$. Необходимую подстройку выполняют сопротивлениями R_9^* и R_{11}^* . Настройку второго звена выполняют аналогично.

Экспериментально снятые частотная и фазовая характеристики линии задержки приведены на рис. 7.22, б.

Пример 8. Рассчитать низкочастотную линию задержки, обеспечивающую в диапазоне частот до 3 кГц время замедления $t_0 = 200$ мксек с отклонением $\Delta t_0 \leq 5\%$ при минимально возможной неравномерности коэффициента передачи. Напряжение источника питания $E_k = -27$ в.

В связи с условиями примера для аппроксимации необходимо использовать фазовую функцию (7.27). Формируем знаменатель $f(p)$ функции и находим ее полюсы. Считая время замедления $t'_0 = t_0/2 = 100$ мксек, по формуле (7.22) находим нормированную граничную частоту рабочей полосы частот

$$\Omega = 2\pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \approx 1,9.$$

Выполним аппроксимацию фазовой характеристики по Чебышеву. По табл. 7.9 находим, что требование $\Delta t_0 = 5\%$ при $\Omega = 1,9$ обеспечит аппроксимирующая функция с $n = 3$. Нормированные координаты ее полюсов:

$$p_1 = -1,47; \quad p_{2,3} = -1,277 \pm j2,296,$$

а нормированные собственные частоты и добротность:

$$\Omega_{с.п.1} = 1,47; \quad \Omega_{с.п.2,3} = 2,625; \quad Q_{2,3} = 1,025.$$

Умножая нормированные координаты полюсов на $1/t'_0$, денормируем их:

$$f_{с.п.1} = \frac{1,47}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \approx 2,35 \text{ кГц};$$

$$f_{с.п.2,3} = \frac{2,625}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^{-6}} \approx 4,2 \text{ кГц}.$$

Образует нули фазовой функции, взяв ее полюсы с обратным знаком:

$$z_1 = 1,47; \quad z_{2,3} = 1,277 + j2,296.$$

Их нормированные и денормированные координаты, а также добротность совпадают с соответствующими характеристиками полюсов.

Карта нулей и полюсов аппроксимирующей фазовой функции приведена на рис. 7.23, а. Для реализации нуля и полюса, расположенных на действительной оси, воспользуемся фазовым звеном (рис. 7.15, а), а для реализации пар комплексно сопряженных полюсов и нулей — активным фазовым звеном (рис. 7.15, б). Так как добротность этих пар сравнительно невысокая, в составе фазового звена можно использовать полосовую RC-цепь (рис. 7.12, в). В результате получаем схему линии задержки, показанную на рис. 7.23, а.

Сопротивления резисторов вспомогательных цепей определяем как в предыдущих примерах. Их значения указаны на схеме рис. 7.23, а. Находим

величины элементов пассивной RC -цепи фазового звена на транзисторе T_1 .
 Задаваясь $R = 16 \text{ ком}$, по формулам (7.60) находим:

$$R_5 = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{1,47} \approx 6,8 \text{ ком};$$

$$k = \left(\frac{1 - \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 1,025^2}{100} \left(1 + \frac{20 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right)}}{2 \frac{1,025}{100} \left(1 + \frac{20 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3}\right)} \right)^2 \approx 10;$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 2,35 \cdot 10^3 \cdot 6,8 \cdot 10^3} \approx 0,01 \text{ мкф.}$$

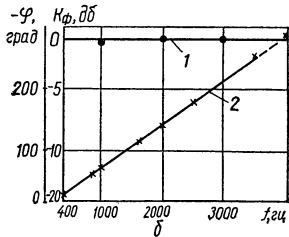
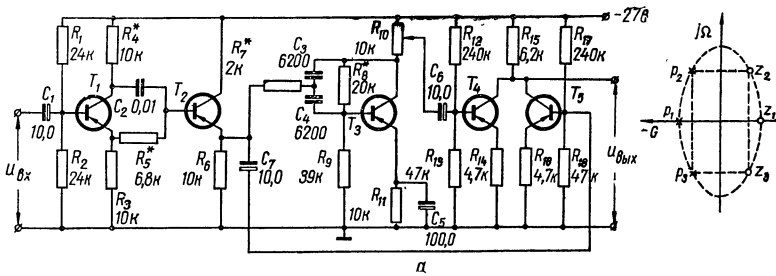


Рис. 7.23. Активная линия задержки на фазовых контурах с временем задержания, аппроксимированным по Чебышеву:
 а — принципиальная схема и карта полюсов и нулей; б — экспериментально снятые частотная (1) и фазовая (2) характеристики.

Переходим к расчету элементов полосового активного RC -звена на транзисторе T_3 . Учитывая, что входная проводимость и крутизна используемого в схеме транзистора 1Т308В при токе коллектора $i_{к} = 1 \text{ ма}$ составляет $g = 0,3 \text{ мсим}$, $S_0 = 35 \text{ ма/в}$ ($h_{21} = 100$), и выбрав $R = R_8 = 20 \text{ ком}$, $u_{кз} = 5 \text{ в}$, по формулам (7.38) находим:

$$R_{10} = \frac{3}{g} = \frac{3}{0,3 \cdot 10^{-3}} = 10 \text{ ком};$$

$$R_9 = \frac{20 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{5} \approx 39 \text{ ком};$$

$$C_3 = C_4 = C = \frac{\sqrt{10}}{2\pi \cdot 4,2 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} \approx 6,2 \text{ тыс. пф};$$

$$R_7 = R_8/k = 2 \text{ ком.}$$

Убедившись в соответствии режимов работы транзисторов выбранным значениям, переходят к настройке схемы. Генератор сигналов подключают к входу схемы, а вольтметр — к эмиттеру транзистора T_2 . Затем проверяют равномерность передачи сигнала звеном T_1 в рабочем диапазоне частот. Необходимую подстройку выполняют резистором R_4^* . На генераторе сигналов устанавливают частоту $f_{с. п 1} = 2,35 \text{ кГц}$ и измеряют угол сдвига фаз между напряжениями на входе и выходе звена. Если он отличается от 90° , изменяя сопротивление резистора R_5^* , выполняют необходимую корректировку.

Далее приступают к настройке полосового активного RC -звена на транзисторе T_3 . Генератор через конденсатор большой емкости подключают к базе транзистора T_2 , отключают цепь, связывающую эмиттер транзистора T_2 и базу транзистора T_5 , и, регулируя сопротивления резисторов R_7^* и R_8^* , добиваются того, чтобы коэффициент передачи звена на частоте $f_{с. п 2, 3} = 4,2 \text{ кГц}$ составлял 1,025, а угол сдвига фаз между напряжениями на его входе и выходе $\varphi = 180^\circ$. Движок потенциометра R_{10} устанавливают в положение, при котором напряжение на базе T_4 в два раза больше, чем на эмиттере транзистора T_2 , и восстанавливают разорванную ранее цепь.

Экспериментально снятые частотная и фазовая характеристики линии задержки (рис. 7.23, а) показаны на рис. 7.23, б.

Глава 8

УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

1. Однотактные усилители мощности

Простейшим типом усилителей мощности являются однотактные усилители, работающие в режиме класса А. Основным требованием, предъявляемым к этим усилителям, является обеспечение заданной мощности в нагрузке при допустимых уровнях нелинейных и частотных искажений и достаточно высоком к. п. д.

Чтобы обеспечить передачу необходимой мощности в нагрузку и выполнить условия максимального использования транзистора, нагрузка должна быть согласована с усилителем. Для этого связь с нагрузкой обычно выполняют трансформаторной. В зависимости от величины выходной мощности в однотактных усилителях могут использоваться либо обычные маломощные транзисторы, либо специальные низкочастотные транзисторы средней и большой мощности. Так как в режиме усиления мощности на коллекторе транзистора рассеивается в виде тепла значительная мощность, необходимо обеспечивать эффективное охлаждение. Для этой цели транзисторы средней и большой мощности ставят на специальный охлаждающий радиатор с большой поверхностью охлаждения. Чаще всего охлаждение происходит в результате естественного теплообмена радиатора с окружающей средой. Для более интенсивного охлаждения применяют системы с принудительным воздушным или жидкостным

охлаждением. Методика теплового расчета охлаждающих систем и определения максимальной допустимой мощности рассеяния изложена в гл. 4. Вследствие того, что транзистор в усилителе мощности работает в непрерывном режиме, максимальная допустимая мощность рассеяния на коллекторе может быть приближенно подсчитана по формуле

$$P_{к. макс} = \frac{T_{к. макс} - T_{корп}}{R_{т}}, \quad (8.1)$$

где $T_{к. макс}$ — максимальная допустимая температура коллекторного перехода; $T_{корп}$ — установившееся значение температуры корпуса

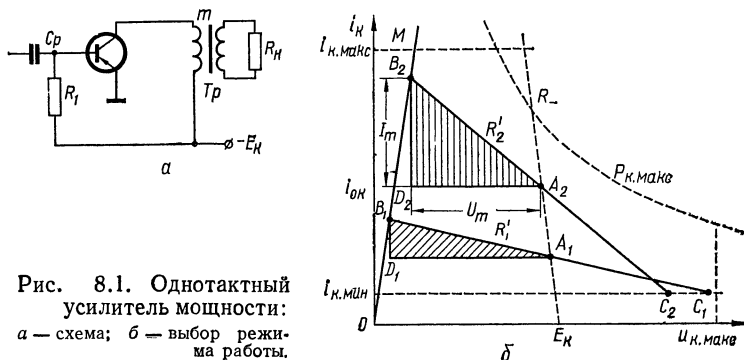


Рис. 8.1. Однотактный усилитель мощности: а — схема; б — выбор режима работы.

транзистора с учетом охлаждения его радиатором; $R_{т}$ — тепловое сопротивление коллектор—корпус, приводимое для мощных транзисторов в справочниках.

Простейшая схема однотактного усилителя мощности, работающего в режиме класса А, с трансформаторным выходом показана на рис. 8.1, а. В коллекторную цепь транзистора включен выходной трансформатор, предназначенный для согласования нагрузки усилителя с транзистором. Для температурной стабилизации режима, вследствие большой величины рабочего тока, в эмиттерную или коллекторную цепи нельзя включать значительного сопротивления. Поэтому обратная связь по постоянному току получается неэффективной и не обеспечивает высокой стабильности режима. Кроме того, даже малые сопротивления, включаемые в цепь питания, резко снижают отдаваемую мощность и к. п. д. Поэтому в усилителях мощности, как правило, применяется только схема стабилизации тока базы. Так как ток базы мощных транзисторов намного превосходит максимальную возможную величину обратного коллекторного тока $I_{к0}$, дестабилизирующее действие последнего

незначительно, и схема стабилизации тока базы обеспечивает хорошую стабильность режима в широком диапазоне температур.

Выбор режима работы одноконтных усилителей с трансформаторным выходом, работающих в режиме класса А, и определение отдаваемой ими мощности имеют свою специфику. Исходный режим должен быть выбран так, чтобы транзистор мог отдать заданную мощность в нагрузку при максимальном использовании коллекторного тока и коллекторного напряжения. Это важно с точки зрения получения возможно более высокого к. п. д. и предотвращения чрезмерного нагрева транзистора. При работе усилителя не должны быть превышены предельные допустимые значения тока $i_{к \text{ макс}}$, напряжения $u_{к \text{ макс}}$ и мощности рассеяния $P_{к \text{ макс}}$.

Большинство вопросов, связанных с выбором режима транзистора усилителя мощности, может быть решено без использования семейства статических характеристик, но путем выполнения соответствующих графических построений в системе координат $i_{к}$, $u_{к}$ (рис. 8.1, б). Прежде всего необходимо определить границы рабочей области поля коллекторный ток — напряжение на коллекторе. Снизу эта область ограничивается минимальным значением коллекторного тока $i_{к \text{ мин}}$, так как на нижних начальных участках статических характеристик сильно проявляется нелинейность. Кроме того, для предотвращения искажений, обусловленных отсечкой коллекторного тока, необходимо иметь некоторый запас по току. Практически при расчетах обычно принимают

$$i_{к \text{ мин}} = (0,1 \div 0,2) i_{0к}. \quad (8.2)$$

Слева рабочая область ограничивается линией критического режима OM , которой соответствует насыщение коллекторного тока вследствие слишком малой величины напряжения на коллекторе. Верхняя граница определяется максимально допустимой для данного типа транзисторов величиной коллекторного тока $i_{к \text{ макс}}$, приводимой в технических условиях и справочных данных. Аналогично, справа граница определяется максимальным допустимым напряжением на коллекторе $u_{к \text{ макс}}$. При этом всегда необходимо иметь в виду, что величина $u_{к \text{ макс}}$ зависит от температуры коллекторного перехода и должна определяться для его максимально возможной рабочей температуры. Наконец, правая верхняя часть рабочего поля ограничивается гиперболой

$$i_{к} u_{к} = P_{к \text{ макс}}, \quad (8.3)$$

выше которой происходит недопустимо большой перегрев коллекторного перехода транзистора.

Исходная рабочая точка A располагается на нагрузочной прямой, построенной для полного сопротивления постоянному току в коллекторной цепи. Для схемы (рис. 8.1, a) сопротивление R_- равно омическому сопротивлению первичной обмотки выходного трансформатора. Хотя обычно это сопротивление мало, в транзисторных усилителях, работающих с большими токами, оно может существенно влиять на выбор режима и заметно снижать отдаваемую каскадом мощность. Так как звуковые колебания симметричны относительно нуля, исходная рабочая точка должна находиться на середине рабочего участка динамической характеристики BC . Для наиболее полного использования транзистора по коллекторному току ее нижний конец C должен находиться на горизонтальной прямой $i_{к\text{ мин}}$, а для максимального использования коллекторного напряжения верхний конец B должен быть вблизи линии критического режима (приблизительно можно считать, что он должен располагаться прямо на линии критического режима).

Отдаваемая транзистором полезная мощность численно равна площади треугольника мощности ABD :

$$P_{\text{вых}} = S_{ABD} = \frac{1}{2} I_m U_m. \quad (8.4)$$

Эта мощность зависит от угла наклона динамической характеристики BC , который определяется величиной пересчитанного к первичной обмотке трансформатора сопротивления нагрузки

$$R' = \frac{R_n}{m^2}, \quad (8.5)$$

где R_n — истинное значение сопротивления нагрузки; m — коэффициент трансформации трансформатора.

Воспользовавшись графическими построениями (рис. 8.1, b), можно определить отдаваемую каскадом мощность

$$P_{\text{вых}} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{E_k^2 R'}{\left(R' + R_- + \frac{2}{S_{кр}}\right)^2}. \quad (8.6)$$

Здесь E_k — э. д. с. источника питания коллекторной цепи; R_- — полное сопротивление постоянному току в цепи коллектора; $S_{кр}$ — крутизна линии критического режима.

Предельное значение отдаваемой мощности (если не учитывать

ограничений, обусловленных $i_{к. макс}$ и $P_{к. макс}$) получается при $R' = R_- + \frac{2}{S_{кр}}$ и составляет

$$P_{\text{вых. пред}} \approx \frac{1}{8} \cdot \frac{E_k^2}{R_- + \frac{2}{S_{кр}}} \quad (8.7)$$

Из этой формулы видно, что наклон линии критического режима и сопротивление постоянному току в цепи коллектора играют вредную роль, ограничивая предельно возможную отдаваемую мощность и снижая к. п. д. каскада. Поэтому всегда следует стремиться свести к минимуму величину R_- , а также желательно применять транзисторы с максимальной крутизной линии критического режима $S_{кр}$.

Если задана необходимая величина мощности в нагрузке P_H , то с учетом к. п. д. трансформатора рассчитываемый каскад должен отдавать мощность

$$P_{\text{вых}} = \frac{P_H}{\eta_{тр}} \quad (8.8)$$

Обычно к. п. д. выходных трансформаторов имеет величину: при $P_H \leq 1$ *вт* $\eta_{тр} = 0,7 \div 0,8$, при $P_H = 1 \div 10$ *вт* $\eta_{тр} = 0,8 \div 0,9$. Тогда для получения $P_{\text{вых}}$ при условии

$$2P_{\text{вых}} \left(R_- + \frac{2}{S_{кр}} \right) \ll E_k^2 \quad (8.9)$$

необходимая величина приведенного к первичной обмотке сопротивления

$$R' = \frac{U_m}{I_m} = \frac{2P_{\text{вых}}}{I_m^2} \quad (8.10)$$

и амплитуда коллекторного тока

$$I_m \approx \frac{2P_{\text{вых}}}{E_k - \frac{2P_{\text{вых}}}{E_k} \left(R_- + \frac{2}{S_{кр}} \right)} \quad (8.11)$$

Входящее в (8.6) \div (8.10) и неизвестное до выполнения конструктивного расчета трансформатора сопротивление постоянному току приближенно можно оценить с помощью формулы

$$R_- \approx r_1 \approx \frac{1}{2} (1 - \eta_{тр}) \frac{E_k^2}{2P_{\text{вых}}} \quad (8.12)$$

Для определения крутизны линии критического режима *OM* необходимо на семействе статических характеристик выбранного транзистора отсечь начальную область малых напряжений на коллекторе, где имеет место значительная нелинейность, обусловленная насыщением коллекторного тока (рис. 8.2). Определив для произвольной точки на этой линии соответствующие приращения тока и напряжения, вычисляют ее крутизну

$$S_{кр} = \frac{\Delta i_{к}}{\Delta u_{к}}. \quad (8.13)$$

Э. д. с. источника питания $E_{к}$ выбирается из соображений удобства питания усилителя, но так, чтобы исключить превышение максимального допустимого напряжения в любой момент времени. Для этого необходимо соблюдать условие

$$E_{к} \leq \frac{1}{2} u_{к. \text{макс.}} \quad (8.14)$$

Величина исходного рабочего тока

$$i_{0к} = I_m + i_{к. \text{мин.}} \quad (8.15)$$

потребляемая мощность

$$P_0 = i_{0к} E_{к}; \quad (8.16)$$

мощность, рассеиваемая на коллекторе,

$$P_{к} = i_{0к} (E_{к} - i_{0к} R_{-}) \quad (8.17)$$

и к. п. д. каскада

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0}. \quad (8.18)$$

После выполнения этих расчетов по семействам статических характеристик определяют величины исходного напряжения и тока по цепи базы $u_{об}$ и $i_{об}$. Найденный исходный режим работы обеспечивается подбором сопротивления резистора R_1 в соответствии с изложенным в гл. 2. Описанная там же методика определения неустойчивости режима в схеме стабилизации тока базы пригодна и для усилителей мощности.

Основные электрические параметры выходного трансформатора, необходимые для его последующего конструктивного расчета,

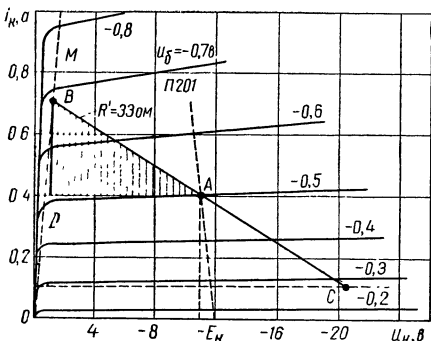


Рис. 8.2. Графический расчет однотактного усилителя мощности.

определяются исходя из следующих соображений. Коэффициент трансформации с учетом влияния потерь в самом трансформаторе должен быть взят

$$m = \frac{U_2}{U_1} = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_{\text{тр}} R'}}. \quad (8.19)$$

Индуктивность первичной обмотки L_1 рассчитывают исходя из допустимого уровня частотных искажений, приходящихся на выходной каскад $M_{\text{вых}}$ на низких частотах. Обычно принимают

$$M_{\text{вых}} = \sqrt[n]{M_{\text{общ}}}, \quad (8.20)$$

где $M_{\text{общ}}$ — общий допустимый уровень частотных искажений для всего усилителя; n — ориентировочное число элементов всей схемы усилителя, вызывающих завал низких частот (разделительные конденсаторы, эмиттерные блокировочные конденсаторы, трансформаторы и т. п.).

Величина индуктивности должна удовлетворять условию

$$L_1 \gg \frac{R'}{2\pi F_H \sqrt{M_{\text{вых}}^2 - 1}}. \quad (8.21)$$

Индуктивность рассеяния трансформатора L_s может вносить частотные искажения в области высоких частот. Чтобы ее влияние на частотную характеристику практически не сказывалось, допустимая величина индуктивности должна быть достаточно малой и удовлетворять неравенству

$$L_s \ll \frac{R'}{2\pi F_B}. \quad (8.22)$$

Нелинейные искажения в транзисторных усилителях мощности существенно зависят от условий на входе каскада и от способа подведения усиливаемого сигнала. Поэтому выбор схемы предоконечного каскада и расчет уровня нелинейных искажений будут рассмотрены особо.

К. п. д. одноконтурного усилителя мощности, работающего в режиме класса А,

$$\eta_A = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_m I_m}{E_K i_{0K}} < \frac{1}{2}, \quad (8.23)$$

так как всегда $U_m < E_K$ и $I_m < i_{0K}$. Практически он обычно не превышает 40%. Наименее благоприятно для работы транзистора отсутствие возбуждающего сигнала (режим молчания), когда вся

подводимая к каскаду мощность P_0 рассеивается на коллекторе в виде тепла. Учитывая, что в связи с этим всегда должно выполняться условие

$$P_0 \leq P_{к. макс}, \quad (8.24)$$

отдаваемая каскадом мощность не может быть сделана большей предельного значения

$$P_{вых. макс} = P_{к. макс} \eta_A \approx 0,4 P_{к. макс}. \quad (8.25)$$

Пример 1. Рассчитать однотактный усилитель мощности, развивающий на нагрузке $R_H = 5 \text{ ом}$ мощность $P_H = 1,3 \text{ вт}$. Усилитель питается от аккумуляторной батареи с э. д. с. $E_K = 12 \text{ в}$. Граничные частоты полосы пропускания $F_H = 100 \text{ гц}$, $F_B = 9 \text{ кгц}$.

Выбираем транзистор типа П201 с параметрами $i_{к. макс} = 1,5 \text{ а}$, $u_{к. макс} = 22 \text{ в}$, мощность рассеяния с дополнительным радиатором $P_{к. макс} = 10 \text{ вт}$.

Ограничиваем область минимальных токов $i_{к. мин} = 0,1 \text{ а}$ и проводим линию критического режима ОМ, отсекающую область нелинейности, связанную с малой величиной коллекторного напряжения и с насыщением коллекторного тока. Определяем крутизну этой линии (8.13)

$$S_{кр} = \frac{\Delta i_{к. макс}}{\Delta u_{к. макс}} = \frac{1}{0,8} = 1,25 \text{ а/в}.$$

Задаемся к. п. д. выходного трансформатора $\eta_{тр} = 0,9$, находим необходимую отдаваемую мощность (8.8)

$$P_{вых} = \frac{P_H}{\eta_{тр}} = \frac{1,3}{0,9} \approx 1,5 \text{ вт}$$

и вычисляем ориентировочную величину сопротивления первичной обмотки трансформатора (8.12)

$$r_1 = R_- \approx \frac{1}{2} (1 - \eta_{тр}) \frac{E_K^2}{2P_{вых}} = \frac{1}{2} (1 - 0,9) \frac{12^2}{2 \cdot 1,5} \approx 2,5 \text{ ом}.$$

Определяем требуемую амплитуду коллекторного тока

$$I_m \approx \frac{2P_{вых}}{E_K - \frac{2P_{вых}}{E_K} \left(R_- + \frac{2}{S_{кр}} \right)} = \frac{2 \cdot 1,5}{12 - \frac{2 \cdot 1,5}{12} \left(2,5 + \frac{2}{1,25} \right)} \approx 0,3 \text{ а};$$

исходный рабочий ток коллектора (8.15)

$$i_{0к} = I_m + i_{к. мин} = 0,3 + 0,1 = 0,4 \text{ а}$$

и приведенное к первичной обмотке сопротивление нагрузки (8.10)

$$R' = \frac{2P_{вых}}{I_m^2} = \frac{2 \cdot 1,5}{0,3^2} = 33 \text{ ом}.$$

Рассеиваемая на коллекторе мощность составляет

$$P_k = i_{0k}(E_k - i_{0k}R_-) = 0,4(12 - 0,4 \cdot 2,5) = 4,4 \text{ вт},$$

т. е. не превышает допустимой для данного транзистора при наличии радиатора величины.

На рис. 8,2 показаны построенные по этим расчетам динамическая характеристика и треугольник мощности. Приведенное построение иллюстрирует правильность расчета энергетических показателей и определения исходного режима. По этому графику определяем необходимое исходное смещение на базу $u_{0б} = -0,5 \text{ в}$, а по характеристике входного тока (рис. 8.3) — исходный ток базы $i_{0б} = 14 \text{ ма}$. Из рис. 8.2 также видно, что в условиях работы усилителя максимальное допустимое напряжение на коллекторе $u_{к. макс}$ и максимальный допустимый рабочий ток $i_{к. макс}$ не будут превышены.

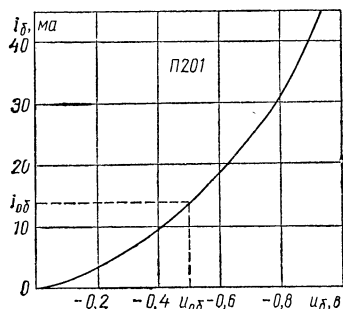


Рис. 8.3. Характеристика входного тока.

Определяем потребляемую мощность (8.16)

$$P_0 = i_{0к}E_k = 0,4 \cdot 12 = 4,8 \text{ вт};$$

к. п. д. каскада

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0} = \frac{1,5}{4,8} \approx 0,3$$

и вычисляем исходные электрические параметры выходного трансформатора. Положив для определенности $M_{\text{вых}} = 1,2$, находим

$$m = \sqrt{\frac{R_n}{\eta_{\text{тр}} R'}} = \sqrt{\frac{5}{0,9 \cdot 33}} = 0,4;$$

$$L_1 \geq \frac{R'}{2\pi F_n \sqrt{M_{\text{вых}}^2 - 1}} = \frac{33}{2\pi 100 \sqrt{1,2^2 - 1}} = 0,08 \text{ гн}$$

и

$$L_s \ll \frac{R'}{2\pi F_b} = \frac{33}{2\pi \cdot 9 \cdot 10^3} = 0,6 \cdot 10^{-3} \text{ гн}.$$

2. ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Более совершенными, но и конструктивно более сложными являются двухтактные усилители мощности. Вследствие симметрии двухтактных схем и возможности поочередной работы плечей, они могут работать в энергетически более выгодных режимах класса В и АВ. При этом удается существенно повысить к. п. д. и отдаваемую мощность при сравнительно небольшом уровне нелинейных искажений.

Упрощенная схема двухтактного каскада с трансформаторным выходом показана на рис. 8.4, а. На ней не показаны цепи питания баз, так как обеспечение заданного режима работы двухтактных каскадов является более сложным и требует специального рассмотрения. При использовании режима класса В транзисторы работают поочередно, каждый транзистор работает только половину периода усиливаемых колебаний, другой транзистор в это время оказывается запертым. Поэтому схему можно рассчитывать так, как будто работает только одно плечо и используется одна половина первичной обмотки выходного трансформатора.

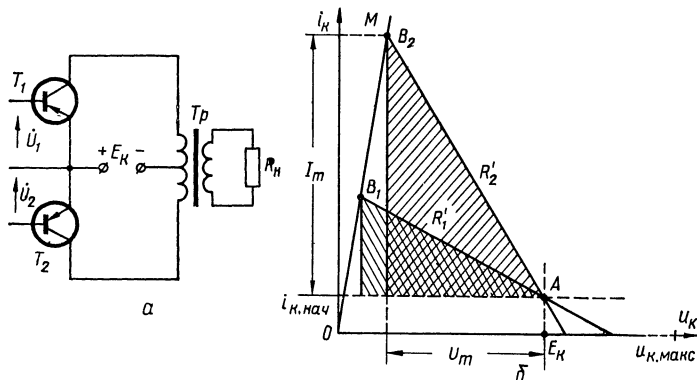


Рис. 8.4. Двухтактный усилитель мощности:
а — упрощенная схема; б — выбор режима работы.

При отсутствии сигнала, в режиме молчания, токи транзисторов малы, и усилитель практически не потребляет энергии источника питания. По мере увеличения амплитуды усиливаемых колебаний возрастают среднее значение коллекторного тока и потребление энергии усилителем. Наибольшая мощность рассеивается в виде тепла на коллекторах при такой амплитуде сигнала, когда коэффициент использования коллекторного напряжения

$$\xi = \frac{U_m}{E_k} = \frac{2}{\pi}. \quad (8.26)$$

Рассеиваемая на коллекторе одного транзистора мощность при этом составляет

$$P_k \approx 0,1 \frac{E_k^2}{R_T}. \quad (8.27)$$

В пиковом режиме, когда амплитуда сигнала максимальна, отдаваемая одним транзистором мощность

$$P_{\text{пик В}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_m^2}{R'} = \frac{1}{4} \xi^2 \frac{E_K^2}{R'}. \quad (8.28)$$

Если же эту величину связать с максимальной допустимой мощностью рассеяния на коллекторе и воспользоваться выражением (8.27), исключив R' , то

$$P_{\text{пик В}} = 2,5 \xi^2 P_{\text{к. макс}} \approx 2 P_{\text{к. макс}}. \quad (8.29)$$

Сравнивая эту величину с мощностью, отдаваемой транзистором в режиме класса А (8.25), видно, что в режиме класса В при той же максимальной допустимой мощности рассеяния $P_{\text{к. макс}}$ от одного транзистора можно получить в 5 раз большую полезную мощность.

Недостатком усилителей, работающих в режиме класса В, является значительная нелинейность начальных участков динамической характеристики и, вследствие этого, довольно высокий уровень нелинейных искажений. Для устранения указанного недостатка обычно используют промежуточный режим класса АВ, в котором энергетические показатели немного ниже, но зато существенно уменьшаются нелинейные искажения. Для получения режима класса АВ на базы транзисторов должно быть подано небольшое начальное смещение, отпирающее транзисторы в исходном режиме. В результате через них протекают небольшие начальные токи $i_{\text{к. нач}}$. Чтобы при этом сохранить достаточно высокую экономичность каскада и заметно не снизить отдаваемую полезную мощность, начальные токи выбираются в пределах

$$i_{\text{к. нач}} = (0,02 \div 0,05) I_m, \quad (8.30)$$

где I_m — амплитуда тока в пиковом режиме.

Энергетические показатели двухтактного каскада, работающего в режиме класса АВ, рассчитывают так же, как работающего в режиме класса А с использованием графических построений в системе координат $i_{\text{к}}$, $u_{\text{к}}$ (рис. 8.4, б). Так как каждый транзистор работает примерно в течение половины периода, отдаваемая одним транзистором мощность

$$P_{\text{вых1}} \approx \frac{1}{4} I_m^2 R' = \frac{1}{4} I_m U_m = \frac{1}{4} \xi^2 \frac{E_K^2}{R'}, \quad (8.31)$$

а мощность, рассеиваемая на коллекторе,

$$P_{\text{к}} = P_0 - P_{\text{вых1}} = E_K \left(\frac{I_m}{\pi} + i_{\text{к. нач}} \right) - \frac{1}{4} I_m^2 R'. \quad (8.32)$$

Наибольшая мощность рассеивается на коллекторе при амплитуде тока

$$I_m = \frac{2E_K}{\pi R'}, \quad (8.33)$$

что соответствует коэффициенту использования коллекторного напряжения (8.26). При этом ее величина

$$P_K \approx E_K i_{K, \text{нач}} + \frac{E_K^2}{\pi^2 R'}. \quad (8.34)$$

Если эта мощность в пределе будет равна максимальной допустимой мощности рассеяния $P_{K, \text{макс}}$, то с помощью соотношения (8.34) можно вычислить минимальную допустимую величину приведенного сопротивления нагрузки

$$R'_{\text{мин}} = \frac{E_K^2}{\pi^2} \cdot \frac{1}{P_{K, \text{макс}} - E_K i_{K, \text{нач}}} \quad (8.35)$$

и максимальную возможную отдаваемую пиковую мощность

$$P_{\text{вых1 макс}} \approx 2,5 \xi^2 (P_{K, \text{макс}} - E_K i_{K, \text{нач}}) \approx 2 (P_{K, \text{макс}} - E_K i_{K, \text{нач}}). \quad (8.36)$$

Для определения входящего в эти формулы значения $i_{K, \text{нач}}$ следует сначала вычислить необходимую амплитуду коллекторного тока

$$I_m = \frac{4P_{\text{вых1}}}{\xi E_K}, \quad (8.37)$$

а затем воспользоваться соотношением (8.30).

Двухтактный каскад, работающий в режиме класса АВ, достаточно близком к режиму класса В, можно рассчитать в следующем порядке. По заданной мощности в нагрузке и к. п. д. выходного трансформатора найти мощность, которую должен отдавать один транзистор,

$$P_{\text{вых1}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_H}{\eta_{\text{тр}}}. \quad (8.38)$$

Задавшись ориентировочно величиной коэффициента использования коллекторного напряжения $\xi = (0,9 \div 0,95)$, вычислить необходимую величину приведенного сопротивления

$$R' = \frac{1}{4} \cdot \frac{\xi^2 E_K^2}{P_{\text{вых1}}} \quad (8.39)$$

и найти с помощью (8.34) наибольшую рассеиваемую на коллекторе мощность. Далее необходимо проверить выполнение условий

$$\frac{E_{\kappa}}{i_{\kappa, \text{ макс}}} \leq R' \geq 0,1 E_{\kappa}^2 \frac{1}{P_{\kappa, \text{ макс}} - E_{\kappa} i_{\kappa, \text{ нач}}}, \quad (8.40)$$

которые гарантируют, что допустимые пределы рабочего тока и рассеиваемой мощности не будут превышены.

По характеристике входного тока следует определить его необходимую амплитуду, а также необходимую амплитуду входного напряжения. Требуемый коэффициент трансформации и другие параметры выходного трансформатора можно рассчитать с помощью выражений (8.19)—(8.22), причем все найденные величины будут относиться к одной половине первичной обмотки. Максимальная

допустимая мощность рассеяния на коллекторе вычисляется с помощью выражения (8.1), а тепловой расчет системы охлаждения производится в соответствии с изложенным в гл. 4. При подстановке в формулы (8.35), (8.36) и (8.40) целесообразно брать заниженное на 10—20% значение $P_{\kappa, \text{ макс}}$, получающееся из (8.1). Это необходимо для того, чтобы учесть дополнительный нагрев транзистора, обусловленный мощностью, рассеиваемой в цепи базы.

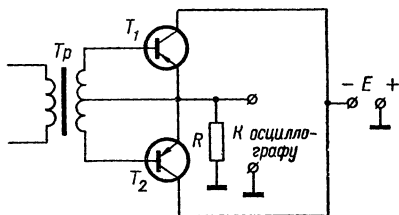


Рис. 8.5. Схема для подбора идентичных пар транзисторов.

При выполнении двухтактных каскадов необходимо обеспечить симметрию плечей для получения большой выходной мощности при малом уровне нелинейных искажений. Современные серийно выпускаемые мощные транзисторы имеют значительный разброс по входным управляющим напряжению и току. Установка их в двухтактный каскад без предварительного подбора пар с идентичными характеристиками приводит к недопустимо большим искажениям. Поэтому подбор пар транзисторов для каждого двухкаскадного является обязательным*.

Для подбора транзисторов с идентичными характеристиками удобно использовать схему, показанную на рис. 8.5. На коллекторы подбираемых транзисторов подают пониженное питающее напряжение (3—5 в), а на базы подводят симметричное возбуждающее

* Указанный подбор не противоречит правилам, запрещающим отбор серийно выпускаемых элементов, так как в процессе производства могут быть использованы все транзисторы данной серии, но только предварительно сгруппированные в пары с одинаковыми характеристиками.

напряжение от трансформатора с выводом средней точки вторичной обмотки. В общую цепь эмиттеров включают измерительный резистор R с сопротивлением в несколько десятых ома. С этого резистора напряжение снимается на вертикальный усилитель электронного осциллографа, на экране которого наблюдают поочередно следующие импульсы эмиттерных токов. Идентичность подбираемых транзисторов определяют по одинаковой форме и амплитуде импульсов.

3. ОБЕСПЕЧЕНИЕ РЕЖИМА ДВУХТАКТНЫХ КАСКАДОВ

Наиболее целесообразен для двухтактных усилителей режим класса АВ, который обеспечивает достаточно высокие энергетические показатели при малом уровне нелинейных искажений. Особенностью режима класса АВ является зависимость среднего значения токов баз и коллекторов от уровня подводимых сигналов. Минимальный ток потребляется во время пауз (в режиме молчания) и максимальный — при пиковой мощности усиливаемых сигналов. Изменение средних токов в зависимости от амплитуды сигналов является пре-

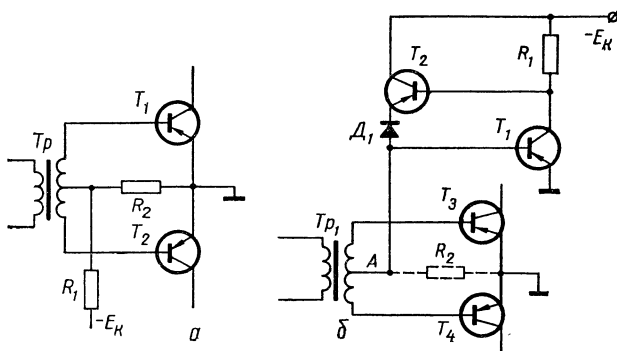


Рис. 8.6. Схема двухтактного каскада:
а — с потенциометрическим делителем в цепи баз; *б* — с плавающим смещением на базы.

пятствием для осуществления температурной стабилизации режима. Поэтому обычные схемы стабилизации оказываются непригодными.

Схема с потенциометрическим делителем. Простейший способ обеспечения работы каскада в режиме класса АВ — питание цепей баз от низкоомного потенциометрического делителя (рис. 8.6, *а*). В этой схеме сопротивление резистора R_2 оказывается включенным последовательно в цепь возбуждения транзисторов. В результате часть полезного возбуждающего напряжения сигнала теряется на

сопротивлению R_2 , а вследствие нелинейности тока базы будут уплощаться импульсы коллекторного тока. Для уменьшения этих искажений и снижения потерь возбуждающего напряжения сопротивление резистора R_2 должно выбираться достаточно малым:

$$R_2 < \frac{U_{6m}}{I_{6m}}. \quad (8.41)$$

Выбрав величину сопротивления исходя из этого условия, необходимый ток потенциометра можно найти с помощью формулы

$$i_{\text{п}} = \frac{u_{\text{б. нач}}}{R_2}, \quad (8.42)$$

где $u_{\text{б. нач}}$ — исходное напряжение на базах, соответствующее начальному исходному режиму при отсутствии сигнала (обеспечивающее получение начального тока транзисторов $2i_{\text{к. нач}}$).

Сопротивление резистора

$$R_1 = \frac{E_{\text{к}} - u_{\text{б. нач}}}{i_{\text{п}}} \approx \frac{E_{\text{к}}}{i_{\text{п}}}. \quad (8.43)$$

Так как сопротивление резистора R_2 получается малым, ток потенциометра $i_{\text{п}}$ приходится делать значительным, что увеличивает расход энергии источника питания. По этой же причине нет смысла шунтировать резистор R_2 конденсатором. Даже при использовании шунтирующей емкости 1000 мкф на низких частотах сопротивление конденсатора все равно будет слишком большим по сравнению с R_2 .

Схема рис. 8.6, а практически устраняет вредное влияние обратных токов коллекторов $I_{\text{к0}}$, так как для последних во внешней части цепей баз сопротивление близко к нулю. Что же касается влияния теплового смещения характеристик, то рассматриваемая схема устранить его не может. Однако у мощных транзисторов влияние этого фактора выражено не так сильно. В мощных германиевых транзисторах изменения тока ориентировочно составляют 1—2% на 1°C . Кроме того, вследствие малости начального тока по сравнению со средним изменением в рабочем режиме

$$i_0 \approx 2i_{\text{к. нач}} + \frac{2}{\pi} I_m, \quad (8.44)$$

даже значительные изменения $i_{\text{к. нач}}$ не могут существенно повлиять на энергетические показатели.

Схема с плавающим смещением на базы. Хорошие результаты дает применение схемы с плавающим смещением на базы мощного каскада. В ней необходимые мгновенные значения тока в цепях баз двухтактного усилителя автоматически устанавливаются в зави-

симости от величины приложенного напряжения. Устройство, автоматически устанавливающее плавающее смещение, показано на рис. 8.6, б. Оно состоит из двухкаскадного усилителя постоянного тока на транзисторах T_1 и T_2 , охваченного 100%-ной отрицательной обратной связью. В результате режим работы вспомогательного усилителя оказывается жестко стабилизированным, а его динамическое выходное сопротивление получается очень малым, что обеспечивает нужные изменения мгновенных значений токов баз при самых незначительных изменениях потенциала средней точки вторичной обмотки трансформатора (точка A на схеме рис. 8.6, б). Иначе говоря, при любых изменениях токов баз исходное смещение на базы поддерживается практически неизменным, что и обеспечивает установленный в схеме режим класса АВ.

За счет действия глубокой отрицательной обратной связи автоматически устанавливается ток транзистора T_1

$$i_{к1} = \frac{E_k - (u_{б1} + u_{б2} + u_{Д1})}{R_1} - i_{б2} \approx \frac{E_k}{R_1} - i_{б2}. \quad (8.45)$$

При этом напряжение между точкой A и корпусом будет равно тому напряжению на базе транзистора T_1 $u_A = u_{б1}$, которое и обеспечивает ток $i_{к1}$ (8.45). Это же напряжение будет являться и исходным смещением на базы мощных транзисторов. Произвольное изменение потребления тока цепями баз мощных транзисторов через базу T_1 будет воздействовать на выходной ток транзистора T_2 , который и поступает на базы усилителя мощности.

Для правильной работы схемы необходимо, чтобы при пиковых значениях токов баз мощных транзисторов $I_{бm}$, когда максимальным будет и ток базы транзистора T_2

$$i_{б2 \text{ макс}} \approx \frac{I_{бm}}{h_{21,2}}, \quad (8.46)$$

ток первого транзистора (8.45) не обращался в нуль. В противном случае транзистор T_1 заперется, и цепь обратной связи окажется разорванной, что нарушит нормальную работу схемы. Для предотвращения запирающего транзистора T_1 в соответствии с (8.45) и (8.46) необходимо выполнить условие

$$R_1 < \frac{E_k h_{21,2}}{I_{бm}}. \quad (8.47)$$

Диод D_1 , включенный в эмиттер транзистора T_2 в прямом направлении, нужен для того, чтобы напряжение на коллекторе транзистора T_1

$$u_{к1} = u_{б1} + u_{б2} + u_{Д1} \quad (8.48)$$

не получилось бы слишком малым, и транзистор не работал бы

в режиме, близком к насыщению. Диод целесообразно применять потому, что его сопротивление постоянному току всегда значительно больше динамического сопротивления для приращений тока. Для указанной цели лучше всего использовать кремниевые диоды (например типов Д202, Д206, Д808 и др.).

Величина устанавливаемого начального тока мощных транзисторов зависит от начального смещения

$$u_{б.нач} = u_A = u_{б1}, \quad (8.49)$$

связанного с током, протекающим через транзистор T_1 , который, как видно из (8.45), можно регулировать, меняя величину коллекторного сопротивления R_1 . Окончательную его подгонку следует производить опытным путем. Для увеличения начального тока мощного каскада сопротивление этого резистора следует уменьшать. После подгонки начального тока необходимо проверить, будут ли обеспечиваться пиковые значения токов баз (а следовательно, и токов коллектора). Эту проверку можно осуществить следующим образом. На коллекторы мощных транзисторов, для предохранения их от выхода из строя, подают пониженное напряжение питания (3—5 в) и разрывают цепь эмиттера транзистора T_1 . При нормальной работе схемы коллекторный ток мощного каскада должен по крайней мере в 2—4 раза превышать среднее значение потребляемого усилителем тока в пиковом режиме. Если это условие не выполняется, то следует уменьшить сопротивление резистора R_1 , так как иначе будут уплощаться вершины импульсов коллекторного тока усилителя мощности. Если начальные токи баз мощных транзисторов имеют малую величину (единицы миллиампер), для некоторого увеличения тока транзистора T_2 можно включить добавочный резистор R_2 (рис. 8.6, б) с сопротивлением 10—30 ом. При этом схема питания цепей баз будет иметь меньшее выходное динамическое сопротивление.

При налаживании схемы может случиться так, что начальный ток мощных транзисторов при уменьшении сопротивления R_1 не достигнет нужной величины. Тогда для его дополнительного увеличения в эмиттер транзистора T_1 следует включить и подобрать небольшое сопротивление (порядка десятков ом). Наоборот, если начальный ток слишком велик, а увеличивать сопротивление резистора R_1 нельзя из-за недостаточной величины пикового тока баз, то необходимо заменить транзистор T_1 . Следует выбрать более мощный транзистор с большей площадью p - n -переходов. При большей площади эмиттерного перехода нужная величина коллекторного тока $i_{к1}$ (8.45) получается при меньшем напряжении на базе $u_{б1}$ и соответственно меньшим будет начальное смещение на мощный каскад (8.49).

В схеме с плавающим смещением (рис. 8.6, б) так же, как и в схеме с делителем (рис. 8.6, а), температурная стабилизация, устраняющая влияние теплового смещения характеристик, отсутствует. Однако в ней компенсируется тепловое смещение, так как нагрев мощных транзисторов приводит к увеличению их начального тока, а нагрев транзистора T_1 уменьшает ток. Более полную компенсацию можно получить, если транзистор T_1 будет иметь тепловой контакт с одним из мощных транзисторов. Влияние обратных токов коллекторов $I_{к0}$ на стабильности режима практически не сказывается вследствие малости выходного динамического сопротивления схемы плавающего смещения.

4. ПРЕДОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ ОДНОТАКТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

На качественные показатели усилителей звуковых частот существенно влияет работа предоконечного каскада. Это обусловлено прежде всего тем, что цепи возбуждения мощных транзисторов являются низкоомными и потребляют значительную мощность возбуждающих колебаний. Кроме того, вследствие нелинейности входного тока, выбор величины связи предоконечного и оконечного каскадов в сильной степени влияет на общий уровень нелинейных искажений. Существует такая величина выходного сопротивления предоконечного каскада, при которой нелинейные искажения получаются минимальными.

Предоконечный усилитель на резисторах. Простейший тип предоконечного каскада — обычная схема усилителя на резисторах. Особенность ее работы заключается в необходимости обеспечить требуемую амплитуду возбуждающего тока $I_{бm}$ усилителя мощности и низкий уровень нелинейных искажений. Тип транзистора и режим его работы выбираются соответственно изложенному в гл. 2 для случая работы с сильными сигналами. Исходный рабочий коллекторный ток предоконечного транзистора должен удовлетворять условию $i_{0к, пр} > I_{бm}$, а максимальное допустимое значение тока этого транзистора — условию $i_{к, пр, макс} > i_{0к, пр} + I_{бm}$. Здесь и далее $U_{бm}$ и $I_{бm}$ — амплитуды напряжения и тока базы мощного транзистора, индексом «пр» обозначены величины, относящиеся к предоконечному каскаду.

Коэффициент усиления предоконечного каскада удобнее определять по формуле

$$K_{пр} = \frac{S_0}{\frac{1}{R_k} + \frac{I_{бm}}{U_{бm}}} . \quad (8.50)$$

Для предотвращения частотных и нелинейных искажений на низких частотах величина емкости разделительного конденсатора должна быть взята достаточно большой. Ее значение можно выбрать, воспользовавшись условием

$$C_p > \frac{I_{6m}}{2\pi F_n U_{6m}}. \quad (8.51)$$

Обычно приходится применять электролитический конденсатор очень большой емкости.

Построение общей динамической характеристики. Так как на уровень нелинейных искажений влияет нелинейность характеристик коллекторного и базового токов усилителя мощности, для оценки нелинейных искажений необходимо построить общую динамическую характеристику. Под последней понимают зависимость мгновенных значений коллекторного тока выходного каскада от тока коллектора предоконечного усилителя. Обычно основные нелинейные искажения вносит выходной каскад, поэтому приближенно можно считать, что ток коллектора предоконечного усилителя воспроизводит закон изменения усиливаемых сигналов без искажений. При таком предположении об уровне нелинейных искажений можно судить по степени нелинейности общей динамической характеристики. Для удобства построения последней лучше исходить не из мгновенных значений тока коллектора предоконечного транзистора, а брать его приращение относительно исходного значения

$$i_{пр} = i_{к, пр} - i_{0к, пр}. \quad (8.52)$$

Чтобы построить общую динамическую характеристику, следует воспользоваться частными динамическими характеристиками тока коллектора (рис. 8.2) и тока базы (рис. 8.3) усилителя мощности. В зависимости от того, в каких системах координат построены используемые семейства статических характеристик, задаются рядом произвольных значений u_6 (или i_6) мощного транзистора. По этим значениям определяют соответствующие величины i_k и i_6 (или u_6), а величины приращений тока предоконечного транзистора (8.52) вычисляют по формуле

$$i_{пр} = i_6 - i_{06} \pm \frac{u_6 - u_{06}}{R_c}. \quad (8.53)$$

Знак «+» или «-» в формуле (8.53) следует брать в зависимости от того, с каким знаком указаны на семействах статических характеристик напряжения u_6 . При вычислениях по этой формуле следует делать так, чтобы разность $u_6 - u_{06}$ имела тот же знак,

что и разность $i_{\text{с}} - i_{0\text{с}}$. Входящее в выражение (8.53) сопротивление $R_{\text{с}}$ представляет собой выходное сопротивление предоконечного каскада

$$R_{\text{с}} = \frac{R_{\text{к}}R_{\text{л}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{л}}} \quad (8.54)$$

По найденным с помощью характеристик значениям $i_{\text{к}}$ и вычисленным по формуле (8.53) величинам $i_{\text{пр}}$ строят общую динамическую характеристику (рис. 8.7). Вследствие того, что наклон и форма общих динамических характеристик в сильной степени зависят от $R_{\text{с}}$, расчет и построение следует производить для нескольких величин этого сопротивления. Окончательно выбирают ту характеристику, которая наиболее близка к прямой.

Определив на выбранной характеристике границы ее рабочего участка и найдя соответствующие им значения тока $i_{\text{пр. мин}}$ и $i_{\text{пр. макс}}$, можно уточнить режим работы предоконечного транзистора:

$$\left. \begin{aligned} i_{0\text{к. пр}} &= i_{\text{к. пр. мин}} + |i_{\text{пр. мин}}|; \\ i_{\text{к. пр. макс}} &\geq i_{0\text{к. пр}} + |i_{\text{пр. макс}}|. \end{aligned} \right\} \quad (8.55)$$

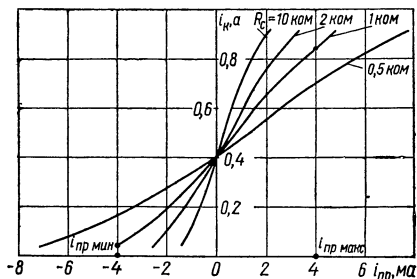


Рис. 8.7. Общие динамические характеристики однотактного усилителя мощности при различных значениях выходного сопротивления предоконечного каскада.

Недостаток схемы предоконечного каскада на резисторах — очень плохое использование его транзистора по напряжению. Вследствие малости входного сопротивления усилителя мощности предоконечный транзистор должен работать с большим током, но с малой амплитудой напряжения на коллекторе. В результате увеличивается расход энергии источника питания и возникает необходимость применять более мощный транзистор.

Предоконечный усилитель с трансформаторным выходом. При выполнении предоконечного каскада по схеме с трансформаторным выходом (рис. 8.8) значительно облегчается межкаскадное согласование и улучшается использование транзистора по мощности. Недостаток схемы — необходимость применения межкаскадного низкочастотного трансформатора, что усложняет конструкцию и повышает стоимость усилителя.

Предоконечный каскад, выполненный по схеме рис. 8.8, можно

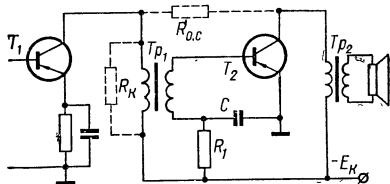
рассчитывать точно так же, как и одноконтный усилитель мощности, обеспечивающий получение выходной мощности

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{2} I_{6m} U_{6m} \quad (8.56)$$

и нагруженный на сопротивление

$$R = \frac{U_{6m}}{I_{6m}}. \quad (8.57)$$

При построении общей динамической характеристики в случае межкаскадной трансформаторной связи необходимо учитывать трансформацию тока и напряжения. При этом вместо формулы (8.54) следует пользоваться соотношением



$$i_{\text{пр}} = m(i_6 - i_{06}) \pm \frac{u_6 - u_{06}}{mR_c}. \quad (8.58)$$

Рис. 8.8. Схема предоконечного и оконечного каскадов, связанных трансформаторно.

Так как форму общей динамической характеристики можно менять изменением коэффициента трансформации m и выходного сопротивления R_c , то величину m целесообразно выбрать исходя из

условия максимального использования коллекторного напряжения предоконечного транзистора:

$$m \geq \frac{U_{6m}}{(0,8 \div 0,9) U_{0к. пр}}, \quad (8.59)$$

исходный рабочий ток которого

$$i_{0к. пр} \approx i_{к. пр. мин} + mI_{6m} + \frac{u_{0к. пр}}{R_c}, \quad (8.60)$$

а минимальной нелинейности добиваться подбором R_c .

Применение трансформаторного выхода допускает большее разнообразие построения схем усилителей мощности, так как дает возможность во всех случаях осуществить согласование входного сопротивления оконечного каскада с предоконечным транзистором. В частности, можно выполнять выходные каскады по схеме с общей базой или с общим коллектором. Обе эти схемы, хотя и требуют увеличения мощности возбуждения, обеспечивают значительно лучшую линейность общей динамической характеристики. Трансформаторная связь оказывается также более удобной и в случае применения отрицательной обратной связи.

На рис. 8.9, *a* показана схема связи предоконечного каскада с усилителем мощности, транзистор которого включен по схеме с общей базой. Особенностью работы такого усилителя является то, что через вторичную обмотку трансформатора Tp_1 протекает полный ток эмиттера

$$i_э = i_к + i_б.$$

Протекание коллекторного тока через элементы, включенные на входе усилителя мощности, можно рассматривать как наличие отрицательной обратной связи, которая и обуславливает существ-

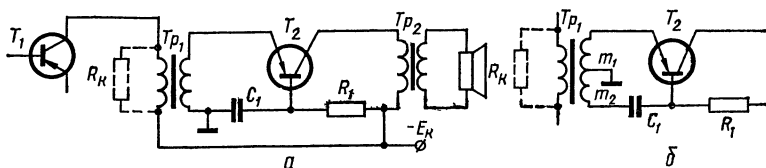


Рис. 8.9. Трансформаторная связь усилителя мощности с предоконечным каскадом:
a — для схемы с общей базой; *b* — для комбинированного включения.

венное снижение нелинейных искажений. Схему рис. 8.9, *a* можно рассчитывать по формулам (8.56)—(8.60), в которые следует подставлять вместо $I_{бм}$ величину

$$I_{эм} = I_{бм} + I_m$$

и вместо $i_б$ — $i_{0б}$ величину

$$i_э - i_{0э} = i_к - i_{0к} + i_б - i_{0б}.$$

Коэффициент трансформации, обеспечивающий максимальное использование коллекторного напряжения, определяемый соотношением (8.59), получается таким же, как и для схемы с общим эмиттером. Но амплитуда коллекторного тока $I_{мпр}$ и исходный рабочий ток $i_{0к, пр}$ (8.60) должны быть сделаны значительно большими.

Для повышения экономичности предоконечного каскада при сохранении хорошей линейности общей динамической характеристики можно применить комбинированную схему возбуждения усилителя мощности, показанную на рис. 8.9, *б*. Здесь необходимая амплитуда возбуждающего напряжения определяется полным коэффициентом трансформации

$$m = m_1 + m_2. \quad (8.61)$$

Варьируя числом витков, от которого сделан отвод во вторичной обмотке, можно постепенно перейти от схемы с общим эмиттером к схеме с общей базой. При расчете этой схемы в формулы (8.56)—(8.60) следует подставлять вместо I_{6m} величину

$$I_{6m} + \frac{m_1}{m} I_m$$

и вместо $m(i_6 - i_{06})$ значение

$$m(i_6 - i_{06}) + m_1(i_k - i_{0k}).$$

Существенно снизить нелинейные искажения можно применением отрицательной обратной связи. Наиболее просто получают обратную связь параллельного типа при включении резистора $R_{o.c}$ между коллекторами транзисторов T_1 и T_2 (рис. 8.8). Коэффициент трансформации в этом случае рассчитывают по формуле (8.59). Общую же динамическую характеристику вычисляют с помощью выражения

$$i_{np} = m(i_6 - i_{06}) \pm \frac{u_6 - u_{06}}{mR_c} \pm \frac{u_k - u_{0k}}{R_{o.c}}, \quad (8.62)$$

причем, в этой формуле все слагаемые должны иметь одинаковые знаки. Нужно иметь в виду, что в случае применения параллельной обратной связи возрастает необходимая амплитуда тока предоконечного транзистора. Это обстоятельство обусловлено тем, что токи базы и цепи обратной связи суммируются, увеличивая требуемый ток раскачки. Соответственно большим должен быть взят и исходный рабочий ток предоконечного каскада

$$i_{0k, пр} \approx i_{k, пр. мин} + mI_{6m} + \frac{u_{0k, пр}}{R_k} + \frac{E_k}{R_{o.c}}. \quad (8.63)$$

Пример 2. Рассчитать предоконечный каскад к однотактному усилителю мощности, рассчитанному в примере 1.

Выбираем схему с трансформаторной связью, как более экономичную. Расчет начинаем с определения необходимого коэффициента трансформации. При расчете усилителя мощности э. д. с. источника питания была взята $E_k = 12$ в. Выделив из этой величины $u_{R_s} = 2$ в на эмиттерную токостабилизирующую цепочку, найдем

$$u_{0k, пр} = E_k - u_{R_s} = 12 - 2 = 10 \text{ в.}$$

Для получения необходимой амплитуды коллекторного тока мощного каскада $I_m = 0,3$ а на его базу в соответствии с частными динамическими характеристиками необходимо подавать амплитуды возбуждения $U_{6m} = 0,3$ в

и $I_{6m} = 10 \text{ ма}$. Тогда согласно (8.59) необходимая величина коэффициента трансформации

$$m \geq \frac{U_{6m}}{(0,8 \div 0,9) u_{0к. пр}} = \frac{0,3}{0,8 \cdot 10} \approx 0,04.$$

Так как слишком малый коэффициент трансформации брать невыгодно из-за необходимости сильно увеличивать индуктивность первичной обмотки межкаскадного трансформатора, ограничимся выбором величины $m = 0,1$. Далее целесообразно построить общие динамические характеристики, которые дадут возможность выбрать наиболее подходящий транзистор и подобрать наименьшее выходное сопротивление R_c . Воспользовавшись частными динамическими характеристиками (рис. 8.1, б и 8.2), задаваясь различными значениями u_6 и применив формулу (8.58), рассчитаем значения $i_{пр}$ для нескольких величин R_c . Результаты расчета удобнее всего представить в виде таблицы.

Построенные по данным табл. 8.1 кривые приведены на рис. 8.7. Тщательный анализ этих зависимостей показывает, что наименьшая нелинейность получается примерно при $R_c = 1 \text{ ком}$. Соответствующую этому сопротивлению общую динамическую характеристику принимаем в качестве окончательной и определяем на ней граничные точки рабочего участка $i_{пр. мин} = -4 \text{ ма}$; $i_{пр. макс} = 4 \text{ ма}$. Так как границы рабочего участка уже установлены, для определения режима предоконечного транзистора лучше воспользоваться зависимостью (8.55), а не (8.60). В соответствии с этой зависимостью, положив $i_{к. пр. мин} = 1 \text{ ма}$, находим

$$i_{0к. пр} = i_{к. пр. мин} + |i_{пр. мин}| = 1 + 4 = 5 \text{ ма}.$$

Таблица 8.1

Расчет общей динамической характеристики

$u_6, \text{ в}$	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	
$i_6, \text{ ма}$	3,5	6,0	9,5	14	19	25	32	
$i_{к. пр}, \text{ а}$	0,04	0,12	0,25	0,4	0,59	0,77	0,91	
$i_{пр}, \text{ ма}$	$R_c = 10 \text{ ком}$	-1,35	-1,0	-0,55	0	0,6	1,3	2,1
	$R_c = 2 \text{ ком}$	-2,55	-1,8	-0,95	0	1,0	2,1	3,3
	$R_c = 1 \text{ ком}$	-4,05	-2,8	-1,45	0	1,5	3,2	4,8
	$R_c = 0,5 \text{ ком}$	-7,05	-4,8	-2,45	0	2,5	5,1	7,8

Рассеиваемая на коллекторе транзистора предоконечного каскада мощность

$$P_{к. пр} = i_{0к. пр} \mu_{0к. пр} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 10 = 50 \text{ мвт.}$$

Таким образом, для этого каскада может подойти любой маломощный низкочастотный транзистор (например типов П13 и П14).

Если бы вместо схемы с трансформаторной связью выполнить предоконечный каскад на резисторах, то его рабочий ток пришлось бы брать примерно в $\frac{1}{m}$ раз большим. Точнее, при той же степени нелинейности общей динамической характеристики понадобился бы ток $i_{0к. пр} > 40 \text{ ма}$. Это привело бы к увеличению рассеиваемой на коллекторе мощности и к необходимости применить более мощный транзистор.

В заключение укажем, что приведенная к первичной обмотке проводимость нагрузки

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_c} + m^2 \frac{I_{6m}}{U_{6m}} = \frac{1}{10^3} + 0,1^2 \frac{0,018}{0,3} = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ см}$$

(или $R' = 625 \text{ ом}$). При этом необходимая индуктивность первичной обмотки межкаскадного трансформатора в соответствии с (8.21)

$$L_1 \geq \frac{625}{2\pi \cdot 100 \sqrt{1,2^2 - 1}} \approx 1,5 \text{ мн.}$$

5. ПРЕДОКОНЕЧНЫЕ КАСКАДЫ ДВУХТАКТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Предоконечные каскады двухтактных усилителей должны обеспечивать симметричное возбуждение плечей усилителя мощности. Для этой цели можно использовать усилители с трансформаторной связью или специальные фазоинверсные схемы. Наиболее сложно в фазоинверсных предоконечных усилителях обеспечить работу выходного каскада в режиме класса АВ, так как при этом должно изменяться среднее значение токов баз мощного усилителя в зависимости от силы подводимых сигналов.

Если напряжение возбуждения подается с помощью межкаскадного трансформатора, то получить нужный режим можно способами, описанными в параграфе 3. При использовании бестрансформаторных фазоинверторов режим поддерживают с помощью специальных схемных решений.

Предоконечный каскад с трансформаторной связью. В этой схеме легко получить малое выходное сопротивление, необходимое для снижения уровня нелинейных искажений (устранение уплощения вершин импульсов коллекторного тока усилителя мощности). Межкаскадный трансформатор должен иметь вторичную обмотку с выводом от средней точки или две одинаковые вторичные об-

мотки. Так как транзисторы усилителя мощности в режиме класса АВ работают поочередно, схему рассчитывают точно так же, как и для однотактного усилителя. При этом расчетный коэффициент трансформации m относится к одной половине вторичной обмотки.

При построении общей динамической характеристики двухтактного каскада, работающего в режиме класса АВ, можно не учитывать взаимодействия плечей. Это дает возможность сначала рассчитать динамическую характеристику отдельного плеча по методике, изложенной в предыдущем параграфе, а для получения результирующей характеристики двухтактного каскада найти общий выходной ток, отнесенный к половине первичной обмотки выходного трансформатора:

$$i_{\text{вых}} = i_{k1} - i_{k2} = f(i_{\text{пр}}) - f(-i_{\text{пр}}). \quad (8.64)$$

Входящие в формулу (8.64) величины коллекторных токов i_{k1} и i_{k2} определяют расчетным путем точно так же, как и для однотактного каскада. Каждый из них представляет динамическую характеристику одного плеча $f(i_{\text{пр}})$. Так как плечи двухтактного каскада возбуждаются в противофазе, входящие в (8.64) пары величин должны быть взяты для симметричных значений приведенного тока $i_{\text{пр}}$ и $-i_{\text{пр}}$. Складывать их удобнее всего графически так, как это показано на рис. 8.10. Для выбора наиболее целесообразной величины начального смещения на базы и начальных токов $i_{k, \text{нач}}$ мощных транзисторов характеристики i_{k1} и i_{k2} при сложении можно симметрично смещать. От сдвига характеристик будет зависеть ход кривой $i_{\text{вых}}$ в средней ее части. Для снижения уровня нелинейных искажений необходимо добиться, чтобы средняя часть общей динамической характеристики была близкой к прямой. Подобрать желательный сдвиг характеристик, значения начальных токов $i_{k, \text{нач}}$, необходимых для его получения, определяют как точки пересечения кривых i_{k1} и i_{k2} с вертикальной осью.

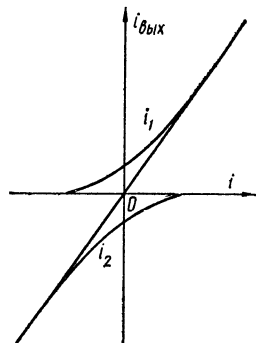


Рис. 8.10. Общая динамическая характеристика двухтактного каскада, работающего в режиме класса АВ.

Для обеспечения высокой экономичности питания желательно, чтобы начальные токи были как можно меньшими. Поэтому вопрос о нелинейности динамической характеристики и величине начальных токов должен решаться компромиссно. В результате проделанных построений будет окончательно уточнен режим работы усилителя мощности. Необходимая для этого величина начальных токов мо-

жет быть обеспечена с помощью потенциметрического делителя (рис. 8.6, а) или схемой с плавающим смещением (рис. 8.6, б).

Применение составных транзисторов. В выходных каскадах, рассчитанных на получение большой мощности, амплитуды токов баз выходного каскада могут оказаться значительными, что затрудняет сочленение усилителя мощности с предоконечным каскадом. Эти трудности проявляются, главным образом, в бестрансформаторных схемах фазоинверторов. Для снижения токов, которыми нагружается предоконечный каскад, в усилителе мощности можно использовать составные транзисторы. Два варианта схем включения составных транзисторов показаны на рис. 8.11.

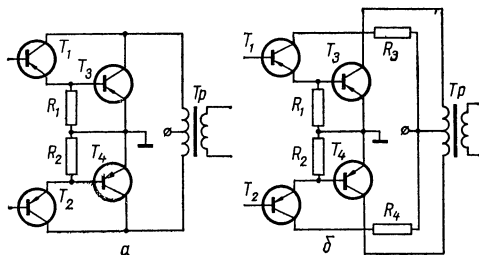


Рис. 8.11. Схемы двухтактных выходных каскадов на составных транзисторах:
а — с параллельным соединением коллекторов;
б — с облегченным режимом вспомогательных транзисторов.

T_4 , поэтому не всегда можно подобрать подходящие транзисторы. Преимуществом рассматриваемой схемы является также возможность постановки соответствующих пар транзисторов на общий радиатор.

В схеме рис. 8.11, б напряжение на коллекторах первых транзисторов не превышает э. д. с. источника питания и примерно вдвое меньше максимального коллекторного напряжения мощных транзисторов. Это существенно облегчает выбор вспомогательных транзисторов и повышает тепловую устойчивость схемы, о чем будет сказано ниже. Однако полезную мощность транзисторы T_1 и T_2 в выходной трансформатор не отдают, и она рассеивается в виде тепла на их коллекторах. Последнее несколько снижает к. п. д. и отдаваемую мощность, а также ухудшает тепловой режим вспомогательных транзисторов.

Для уменьшения нагрева транзисторов T_1 и T_2 в их коллекторные цепи можно включить балластные сопротивления R_3 и R_4 . Но для того чтобы не вызвать искажений вершин импульсов коллек-

В схеме рис. 8.11, а коллекторы составного транзистора соединены вместе. При этом коллекторные токи транзисторов T_1 и T_2 суммируются с токами T_3 и T_4 . Это несколько повышает экономичность усилителя и снижает мощность, рассеиваемую на коллекторах первых транзисторов. Однако транзисторы T_1 и T_2 должны выдерживать такое же максимальное коллекторное напряжение, что и мощные транзисторы T_3 и

торного тока, величина этих сопротивлений должна удовлетворять условию

$$R_3 = R_4 < \frac{E_K}{i_{06} + I_{6m}}. \quad (8.65)$$

В схеме рис. 8.11, б транзисторы уже нельзя ставить на общие радиаторы без электрической изоляции их коллекторов, что усложняет конструкцию усилителя.

Особое значение в рассматриваемых схемах имеют резисторы R_1 и R_2 . Они необходимы для обеспечения правильных величин начальных токов вспомогательных транзисторов T_1 и T_2 . Без включения этих резисторов начальные токи, как правило, оказываются слишком малыми, и средняя часть общей динамической характеристики получается сильно искривленной.

Общая динамическая характеристика каскада может быть построена и в случае применения составных транзисторов. Для этого сначала необходимо рассчитать ток эмиттера вспомогательного транзистора одного из плечей

$$i_{31} = i_6 \pm \frac{u_6}{R_1}, \quad (8.66)$$

найти соответствующие ему значения u_{61} и i_{61} , а затем уже вычислить приведенный ток предоконечного каскада

$$i_{np} = i_{61} - i_{061} \pm \frac{(u_6 + u_{61}) - (u_{06} + u_{061})}{R_c}. \quad (8.67)$$

Здесь индексом 1 обозначены величины напряжений и токов вспомогательного транзистора, а без цифровых индексов — соответствующие величины основного транзистора. Расчет следует производить по точкам, задаваясь различными величинами u_6 или i_6 . Полученную таким образом характеристику одного плеча можно использовать для построения общей динамической характеристики всего каскада.

Построение общей динамической характеристики для составных транзисторов процесс трудоемкий, так как, кроме большого объема вычислительной работы вообще, в формулы (8.66) и (8.67) входят две произвольно выбираемые величины R_1 и R_c . Гораздо проще подбирать сопротивления резисторов R_1 , R_2 и сопротивление R_c экспериментально, наблюдая форму напряжения на выходе усилителя мощности и контролируя величины начальных токов всех четырех транзисторов (при отсутствии возбуждения). Для поддержания заданных начальных токов мощных транзисторов при изменении сопротивлений резисторов R_1 и R_2 следует каждый раз подбирать смещение на базы T_1 и T_2 .

Используя в усилителе составные транзисторы, необходимо всегда помнить, что они в гораздо большей степени подвержены влиянию тепловой неустойчивости. Сущность последней состоит в том, что по мере нагрева транзисторов может происходить нарастание среднего тока, в свою очередь еще более увеличивающее нагрев. При определенных условиях (особенно при повышенных коллекторных напряжениях) может возникнуть лавинообразное нарастание температуры, приводящее к выходу транзисторов из строя. Для предотвращения возникновения тепловой неустойчивости на коллекторы составных транзисторов следует подавать меньшие коллекторные напряжения, чем в обычных усилителях.

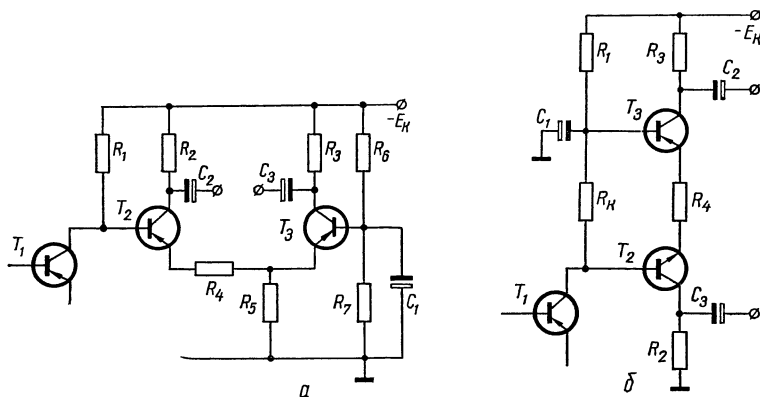


Рис. 8.12. Схема фазоинвертора с эмиттерной связью и питанием транзисторов:

а — параллельным; б — последовательным.

Фазоинверторы с параллельным питанием. Из большого разнообразия схем фазоинверсных каскадов лучшую симметрию напряжений и хорошую стабильность режима работы дают схемы с эмиттерной связью. На рис. 8.12, а показан вариант такой схемы с параллельным питанием. Связь между плечами инверсного каскада на транзисторах T_2 и T_3 осуществляется с помощью эмиттерного резистора R_5 . Резистор R_4 служит для получения отрицательной обратной связи, обеспечивающей правильное распределение исходных токов между плечами и повышения температурной стабильности режима. Постоянные потенциалы баз задаются с помощью потенциометрического делителя R_6 , R_7 и с коллектора транзистора T_1 предварительного усилителя, что позволяет обойтись без разделительного конденсатора и потенциометра в цепи базы T_2 . Симметричное переменное напряжение снимается с коллекторов и через

разделительные конденсаторы C_2 и C_3 подается на базы усилителя мощности. Для обеспечения симметрии снимаемых с каждого плеча возбуждающих напряжений сопротивление резистора R_3 должно быть взято несколько большим сопротивления R_2 , так как переменная составляющая тока транзистора T_3 всегда немного меньше, чем у транзистора T_2 .

Транзисторы фазоинвертора с эмиттерной связью обязательно должны работать в режиме класса А. Для этого исходный рабочий ток плечей выбирается с таким расчетом, чтобы можно было обеспечить максимальную амплитуду тока возбуждения I_{6m} мощного каскада

$$i_{0к. \phi} = i_{к. мин} + I_{6m} + \frac{U_{6m}}{R_2} \quad (8.68)$$

без появления искажений за счет отсечки тока одного из транзисторов. Чтобы при этом также предотвратить и насыщение токов коллекторов, суммарное сопротивление всех резисторов должно удовлетворять условию

$$(R_2 + R_4)(i_{0к. \phi} + I_{6m}) + R_5 i_{0к. \phi} \leq E_k - u_{к. мин}. \quad (8.69)$$

При выборе отдельных, входящих в (8.69), сопротивлений можно дополнительно руководствоваться следующими соображениями:

$$\left. \begin{aligned} R_3 \approx R_2 &= (2 \div 5) \frac{U_{6m}}{I_{6m}}; \\ R_5 \gg \frac{h_{11}}{h_{21}} &= \frac{1}{S_0}, \end{aligned} \right\} \quad (8.70)$$

а при выборе R_4 следует принимать во внимание, что увеличение R_4 повышает температурную стабильность режима, но одновременно снижает усиление каскада вследствие увеличения глубины отрицательной обратной связи. Увеличение сопротивления резистора R_5 уменьшает разницу амплитуд токов плечей и делает схему более симметричной.

Исходные напряжения, подаваемые на базы относительно корпуса, должны составлять:

$$\left. \begin{aligned} u_{62 \text{ корп}} &= u_{0к1} = i_{0к. \phi} (R_4 + 2R_5); \\ u_{63 \text{ корп}} &= u_{R7} = 2i_{0к. \phi} R_5. \end{aligned} \right\} \quad (8.71)$$

а ток потенциометрического делителя R_6 , R_7 , как обычно, выбирается значительно большим исходного тока базы $i_{0б3}$.

Чтобы предотвратить завал частотной характеристики и разбалансировку схемы на низких частотах, разделительные и блокировочный конденсаторы следует выбирать, соблюдая условия:

$$\left. \begin{aligned} C_2 = C_3 &\geq \frac{(3 \div 5) I_{6m}}{2\pi F_H U_{6m} \sqrt{M^2 - 1}}; \\ C_1 &\gg \frac{1}{2\pi F_H h_{11} \sqrt{M^2 - 1}}. \end{aligned} \right\} \quad (8.72)$$

При налаживании схемы исходные токи плечей $i_{0к. ф}$ симметрируют подбором сопротивлений базового делителя R_6, R_7 . Уменьшение R_7 вызывает снижение тока транзистора T_3 и возрастание тока T_2 . Окончательно резистор R_3 лучше подбирать экспериментально, стремясь получить симметричную форму напряжения на выходе усилителя мощности. При этом можно даже скомпенсировать некоторую неидентичность используемых мощных транзисторов. Если при налаживании схемы обнаружится, что искажения за счет отсечки тока в фазоинверторе возникают раньше, чем усилитель разовьет полную полезную мощность, то необходимо увеличить исходный рабочий ток фазоинвертора. Для этого следует пропорционально уменьшить сопротивления резисторов R_4 и R_5 , а также несколько уменьшить сопротивления R_2 и R_3 .

Фазоинвертор с последовательным питанием. Еще лучшие результаты можно получить в схеме с последовательным питанием, построенной на транзисторах с различным типом проводимости (рис. 8.12, б). Этот усилитель также представляет вариант схемы с эмиттерной связью. В ней токи обоих транзисторов в любой момент времени автоматически имеют одинаковую величину, но выходные напряжения снимаются с противоположных концов резисторов нагрузки R_2 и R_3 , что обеспечивает их противофазность. Другим достоинством рассматриваемой схемы является полная симметрия выходов ее плечей.

Возбуждающее напряжение, подводимое к базам фазоинвертора, образуется на резисторе коллекторной нагрузки R_k предварительного усилителя на транзисторе T_1 . Один конец этой цепи через конденсатор большой емкости C_1 соединен с корпусом, что обеспечивает необходимые условия для работы схемы с эмиттерной связью (транзистор T_3 оказывается включенным по схеме с общей базой). Элементы схемы R_1, R_k и транзистор T_1 одновременно обеспечивают необходимое распределение потенциалов между транзисторами T_2, T_3 и их нагрузками:

$$\left. \begin{aligned} u_{к1} &= u_{к2} + u_{R_2}; \\ u_{R_1} &= u_{к3} + u_{R_3}. \end{aligned} \right\} \quad (8.73)$$

Исходный рабочий ток, так же как и для предыдущей схемы, должен удовлетворять условию (8.68), а сопротивления резисторов R_2 и R_3 — первому условию (8.70). Но при этом суммарная величина всех сопротивлений не должна превышать значения, определяемого условием

$$(R_2 + R_3 + R_4) i_{0к. ф} \leq E_k - 2(u_{к. мин. ф} + U_{бтн}). \quad (8.74)$$

Резистор R_4 можно включать для увеличения полного сопротивления нагрузки предварительного каскада на транзисторе T_1 . При этом за счет отрицательной обратной связи увеличивается входное сопротивление фазоинверсного каскада и вследствие увеличения разности потенциалов между базами можно взять большее сопротивление нагрузки R_k предварительного усилителя:

$$R_k = \frac{2u_{0б. ф} + i_{0к. ф} R_4}{i_{0к1}}, \quad (8.75)$$

где $i_{0к1}$ — исходный ток транзистора T_1 .

Все это дает возможность снизить необходимую величину емкости блокирующего конденсатора

$$C_1 \geq \frac{1}{R_k} + \frac{1}{2h_{11ф} + h_{21ф} R_4} \quad (8.76)$$

$$2\pi F_H \sqrt{M^2 - 1}$$

по сравнению с ее значением при $R_4 = 0$. Емкости разделительных конденсаторов C_2 и C_3 рассчитывают с помощью первой формулы (8.72).

Соединение фазоинверторов с выходным каскадом. При использовании фазоинверсных каскадов с разделительными конденсаторами на выходе необходимо создать условия для отвода постоянной составляющей токов баз транзисторов усилителя мощности. Если выходной двухтактный каскад работает в режиме класса А, то средний ток баз его транзисторов всегда имеет постоянную величину. Необходимое значение этого тока может быть тогда обеспечено с помощью резисторов утечки баз, включаемых в каждое плечо, аналогично показанному на рис. 8.1, а. Однако двухтактные каскады, как правило, работают в режиме класса АВ, в котором среднее значение токов баз зависит от силы подводимого сигнала. Наиболее просто такой режим работы можно обеспечить включением диодов параллельно участкам база — эмиттер мощных транзисторов, подавая на диоды дополнительное отпирающее напряжение (рис. 8.13).

Потенциометрический делитель R_1 , R_2 обеспечивает подачу через диоды начального отрицательного смещения на базы, которое и обеспечивает поддержание требуемой величины начального тока $i_{к.нач}$ мощных транзисторов. При подаче усиливаемого сигнала в рабочие полупериоды импульсы токов баз заряжают разделительные конденсаторы C_2 и C_3 . В нерабочие полупериоды эти заряды свободно стекают через диоды, подготавливая исходное состояние схемы к следующему циклу.

При изменении силы сигналов автоматически меняется как зарядный, так и разрядный токи. Чтобы угол отсечки коллекторного

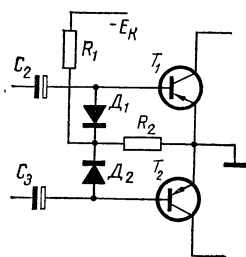


Рис. 8.13. Схема включения дополнительных диодов, обеспечивающая режим работы класса АВ двухтактного усилителя мощности.

тока мощных транзисторов всегда оставался неизменным, необходимо обеспечить равенство средних токов диодов и баз при любой амплитуде сигналов. Это достигается подбором величины сопротивления резистора R_2 . Если при увеличении амплитуды сигналов мощные транзисторы открываются больше, чем нужно, следует увеличить сопротивление R_2 . Наоборот, если при сильных сигналах транзисторы переходят в режимы классов В или даже С, что легко наблюдать по появлению характерных перегибов в средней части колебаний на выходе, то сопротивление R_2 необходимо уменьшить. Если не удастся устранить искажений уменьшением сопротивления R_2 , следует применить более мощные диоды. Вообще же диоды должны обеспечивать пропускание импульсов тока, примерно равных $I_{бт}$. Необходимо всегда помнить, что, подбирая сопротивления R_2 , для поддержания заданного начального тока $i_{б.нач}$ нужно каждый раз пропорционально менять и сопротивление резистора R_1 . Практически в схеме рис. 8.13 целесообразно применять диоды типа Д7.

Сопротивление R_2 берется от единиц до десятков ом.

Фазоинверторы без разделительных конденсаторов. Практический интерес представляют схемы фазоинверсных каскадов без разделительных конденсаторов, так как последние в соответствии с условием (8.72) должны иметь чрезвычайно большую емкость. В ряде случаев подобрать такую большую емкость практически невозможно.

Вариант подобной схемы фазоинвертора вместе с выходным каскадом показан на рис. 8.14. Здесь собственно фазоинвертор выполнен на транзисторах T_2 и T_3 типа $n-p-n$ по схеме с эмиттерной связью, аналогичной схеме рис. 8.12, а, но без разделительных конденсаторов. Этот каскад, как и все схемы с эмит-

терной связью, должен работать в режиме класса А. Коллекторы транзисторов фазоинвертора непосредственно подключают к базам усилителя мощности. Токи коллекторов транзисторов фазоинвертора таким образом будут непосредственно управлять токами мощных транзисторов. Чтобы при этом большой средний ток $i_{0к. ф}$ не открывал слишком мощные транзисторы T_6 и T_7 и не выводил их из режима класса АВ, включаются дополнительные компенсирующие транзисторы T_4 и T_5 , которые отводят на корпус избыток постоянного тока фазоинвертора. Величина компенсирующего тока этих транзисторов устанавливается подбором базовых резисторов R_4 и R_5 . В результате подбора компенсирующих токов можно добиться того, что при среднем токе каждого транзистора фазоинвертора $i_{0к. ф}$ в мощных транзисторах установится необходимый начальный ток баз $i_{б. нач}$. При питании баз вспомогательных транзисторов через гасящие сопротивления R_4 и R_5 в схеме происходит компенсация влияния изменений напряжения источника питания E_k и окружающей температуры на режим работы усилителя мощности, что является существенным ее достоинством.

Схему рис. 8.14 можно считать в следующем порядке. По известным величинам амплитуды $I_{бт}$ и начального тока базы $i_{б. нач}$ мощного транзистора выбирают исходную величину коллекторного тока каждого транзистора фазоинвертора

$$i_{0к. ф} = I_{бт} + i_{к. мин. ф}, \quad (8.77)$$

а затем находят необходимые величины сопротивлений базовых резисторов

$$R_4 = R_5 = \frac{E_k h_{21всп}}{i_{0к. ф} - i_{б. нач}}. \quad (8.78)$$

При расчете фазоинверсного каскада следует иметь в виду, что его исходные рабочие токи $i_{0к. ф}$, а соответственно и рассеиваемая на коллекторах мощность, могут быть значительными. В более тяжелых условиях оказывается транзистор T_3 , так как напряжение на его коллекторе выше, чем на коллекторе T_2 . Для

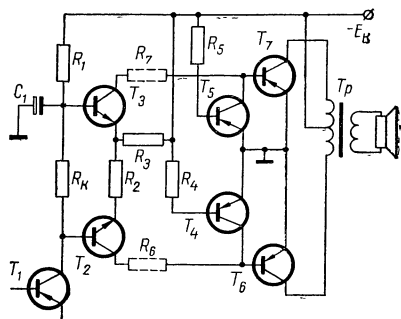


Рис. 8.14. Схема соединения выходного двухтактного каскада с фазоинвертором без разделительных конденсаторов.

снижения рассеиваемой на коллекторах мощности целесообразно уменьшить напряжения на коллекторах. Так как напряжение на коллекторе T_2 примерно равно напряжению коллектор — корпус транзистора T_1 , последнее следует сделать возможно меньшим. При расчете целесообразно задаться величинами $u_{0к1} = (1 \div 2) \text{ в}$, напряжением на токостабилизирующей цепочке этого каскада $u_{ст1} = (1 \div 2) \text{ в}$ и падением напряжения на выравнивающем резисторе $u_{R_2 \text{ макс}} = (2 \div 3) \text{ в}$. Тогда, по найденному с помощью (8.77) значению $i_{0к. \phi}$ и соответствующей ему величине $i_{0б. \phi}$ можно определить

$$R_2 \approx \frac{u_{R_2 \text{ макс}}}{2i_{0к. \phi}}, \quad (8.79)$$

найти исходные напряжения на коллекторах:

$$\left. \begin{aligned} u_{0к2} &= u_{0к1} + u_{ст1}; \\ u_{0к3} &= u_{0к2} + \frac{1}{2} u_{R_2 \text{ макс}}, \end{aligned} \right\} \quad (8.80)$$

вычислить

$$P_{к3} = u_{0к3} i_{0к. \phi} \quad (8.81)$$

и рассчитать сопротивление резистора

$$R_3 = \frac{E_{к} - u_{0к3}}{2(i_{0к. \phi} + i_{0б. \phi})}. \quad (8.82)$$

Емкость блокирующего конденсатора C_1 рассчитывают с помощью соотношения (8.76), в которое вместо R_4 следует подставлять найденное из (8.79) значение R_2 .

Если на коллекторах транзисторов фазоинвертора рассеивается слишком большая мощность, то для ее снижения в коллекторную цепь транзисторов T_2 и T_3 можно последовательно включать дополнительные гасящие резисторы R_6 и R_7 , показанные на рис. 8.14 штрихами. Эти резисторы позволяют уменьшить коллекторные напряжения. Необходимая величина их сопротивлений определяется по формуле

$$R_{6, 7} = \frac{u_{0к2, 3} - (u_{к. \text{ мин. } \phi} + U_{бт})}{i_{0к. \phi} + I_{бт}}, \quad (8.83)$$

где $u_{0к2, 3}$ — коллекторное напряжение соответствующего транзистора, найденное с помощью формул (8.80) без учета влияния гасящих сопротивлений.

Получающиеся при включении резисторов R_6 и R_7 пониженные исходные коллекторные напряжения фазоинвертора можно подсчитать по формуле

$$u'_{0к2, 3} = \frac{u_{0к2, 3} I_{6m} + (u_{к. \text{ мин. } \phi} + U_{6m}) i_{0к. \phi}}{i_{0к. \phi} + I_{6m}}. \quad (8.84)$$

Для обеспечения выбранного режима работы фазоинвертора необходимо на его базы подать определенные исходные напряжения. Это достигается подбором сопротивлений резисторов R_1 и R_k , величины которых рассчитываются с помощью следующих формул:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= \frac{E_k - 2(i_{0к. \phi} + i_{0б. \phi}) R_3}{i_{0к1} - 2i_{0б. \phi}}; \\ R_k &= R_2 \frac{i_{0к. \phi} + i_{0б. \phi}}{i_{0к1} - i_{0б. \phi}}, \end{aligned} \right\} \quad (8.85)$$

где $i_{0к1}$ — исходный ток транзистора T_1 предварительного усилителя. Этот ток должен выбираться с таким расчетом, чтобы он в несколько раз превышал ток базы $i_{0б. \phi}$ транзисторов фазоинвертора.

В схеме фазоинвертора рис. 8.14 применен единственный блокирующий конденсатор C_1 . Однако в ней можно обойтись и совсем без конденсаторов, заменив C_1 стабилитроном с подходящим напряжением стабилизации. Сопротивление резистора R_1 при этом следует уменьшить до такой величины, которая обеспечит нормальный рабочий ток стабилитрона и ток коллектора транзистора T_1 .

Практическое налаживание рассматриваемой схемы фазоинвертора состоит в выравнивании исходных рабочих токов транзисторов T_2 и T_3 . Подбором резисторов R_1 и R_3 добиваются получения заданного тока транзистора T_3 , а выравнивание токов обеспечивают подбором R_2 или R_k . О величине токов можно судить по падению напряжений на R_2 и R_3 и по их сопротивлениям. Перед подгонкой токов фазоинвертора значения сопротивлений R_4 и R_5 целесообразно установить меньше расчетных. Это делается для того, чтобы начальные токи мощных транзисторов в процессе подгонки схемы не оказались слишком большими.

Следующий этап налаживания состоит в установке требуемых начальных токов усилителей мощности. Уменьшив сначала сопротивления R_4 и R_5 до такой величины, при которой суммарный начальный ток будет много меньше заданного, постепенно увеличивают одно из сопротивлений до получения заданного $i_{к. \text{ нач.}}$. Затем подгоняют также ток второго плеча. Контроль начальных токов

можно производить по общему току, потребляемому от источника питания. При этом в начале, когда мощные транзисторы еще заперты, прибор покажет ток, потребляемый фазоинвертором. Затем к нему прибавится начальный ток одного плеча, и наконец, прибавится ток второго плеча.

Описанная бесконденсаторная схема фазоинвертора работает достаточно стабильно в диапазоне температур и допускает довольно значительные изменения напряжения источника питания (до $\pm 25\%$) без существенного изменения начальных токов мощных транзисторов.

Пример 3. Рассчитать двухтактный усилитель мощности с фазоинвертором, обеспечивающий в нагрузке с сопротивлением $R_n = 5 \text{ ом}$ выходную мощность $P_n = 5 \text{ вт}$. Нижняя граничная частота $F_n = 100 \text{ гц}$. Э. д. с. источника питания $E_k = 12 \text{ в}$.

Для обеспечения заданной выходной мощности в выходном каскаде можно использовать транзисторы типа П201А, предельно допустимый режим которых $P_{к. \text{макс}} = 10 \text{ вт}$, $i_{к. \text{макс}} = 1,5 \text{ а}$, $u_{к. \text{макс}} = 30 \text{ в}$.

Приняв ориентировочно к. п. д. выходного трансформатора $\eta_{\text{тр}} = 0,9$, коэффициент использования коллекторного напряжения $\xi = 0,9$, в соответствии с (8.38) находим

$$P_{\text{вых1}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{P_n}{\eta_{\text{тр}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{5}{0,9} = 2,75 \text{ вт}$$

и вычисляем необходимую величину приведенного сопротивления нагрузки (8.39)

$$R' = \frac{1}{4} \cdot \frac{\xi^2 E_k^2}{P_{\text{вых1}}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{0,9^2 \cdot 12^2}{2,75} = 10,6 \text{ ом.}$$

Проверяем выполнение условия (8.40)

$$\frac{12}{1,5} = 8 < 10,6 > \frac{0,1 \cdot 12^2}{10 - 12 \cdot 0,05} = 1,5.$$

Вычисляем максимальную амплитуду тока мощного транзистора (8.37)

$$I_m = \frac{4P_{\text{вых1}}}{\xi E_k} = \frac{4 \cdot 2,75}{0,9 \cdot 12} = 1 \text{ а}$$

и его начальный ток (8.30)

$$i_{к. \text{нач}} = 0,05 I_m = 0,05 \cdot 1 = 0,05 \text{ а.}$$

По семействам статических характеристик транзистора П201А и найденной амплитуде коллекторного тока определяем величины $I_{бm} = 17 \text{ ма}$, $U_{бm} = 0,6 \text{ в}$, $i_{б. \text{нач}} = 1 \text{ ма}$.

Коэффициент трансформации выходного трансформатора, отнесенный к половине первичной обмотки, в соответствии с (8.19)

$$m = \sqrt{\frac{R_H}{\eta_{\text{ТР}} R'}} = \sqrt{\frac{5}{0,9 \cdot 10,6}} = 0,73.$$

Необходимые величины индуктивностей L_1 и L_s рассчитываются по тем же формулам, что и для одноконтурного усилителя, причем расчет ведется также относительно половины первичной обмотки.

Далее необходимо выбрать схему фазоинвертора и рассчитать ее. Наиболее удобной для практической реализации является бесконденсаторная схема (рис. 8.14), которую и принимаем в качестве окончательной. Для использования в фазоинверторе выбираем транзисторы $n-p-n$ -типа П9 и, полагая $i_{\text{к. мин. ф}} = 5 \text{ ма}$, находим их исходный ток (8.77)

$$i_{\text{ок. ф}} = I_{\text{бт}} + i_{\text{к. мин. ф}} = 17 + 5 = 22 \text{ ма},$$

который не превышает максимального допустимого значения $i_{\text{к. макс}} = 30 \text{ ма}$.

Для расчета элементов схемы задаемся минимальными напряжениями $u_{\text{к1}} = 2 \text{ в}$, $u_{\text{ст1}} = 1,5 \text{ в}$, $u_{R_2 \text{ макс}} = 3 \text{ в}$, вычисляем с помощью (8.80) напряжения на коллекторах:

$$u_{0\text{к2}} = u_{\text{к1}} + u_{\text{ст1}} = 2 + 1,5 = 3,5 \text{ в};$$

$$u_{0\text{к3}} = u_{0\text{к2}} + \frac{1}{2} u_{R_2 \text{ макс}} = 3,5 + \frac{1}{2} \cdot 3 = 5 \text{ в}$$

и проверяем величину рассеиваемой мощности (8.81)

$$P_{\text{к3}} = i_{\text{ок. ф}} u_{0\text{к3}} = 22 \cdot 10^{-3} \cdot 5 = 0,11 \text{ вт}.$$

Хотя допустимое значение рассеиваемой мощности не превышает, тепловой режим транзисторов T_2 и T_3 оказывается тяжелым. Поэтому для его облегчения целесообразно включить гасящие резисторы R_6 и R_7 . В соответствии с (8.83) величины их сопротивлений должны быть взяты:

$$R_6 = \frac{u_{0\text{к2}} - (u_{\text{к. мин. ф}} + U_{\text{бт}})}{i_{\text{ок. ф}} + I_{\text{бт}}} = \frac{3,5 - (1 + 0,6)}{22 \cdot 10^{-3} + 17 \cdot 10^{-3}} \approx 51 \text{ ом};$$

$$R_7 = \frac{5 - (1 + 0,6)}{22 \cdot 10^{-3} + 17 \cdot 10^{-3}} \approx 91 \text{ ом}.$$

В результате мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора T_3 , снизится до

$$P_{\text{к3}} = i_{\text{ок. ф}} (u_{0\text{к3}} - i_{\text{ок. ф}} R_7) = 22 \cdot 10^{-3} (5 - 22 \cdot 10^{-3} \cdot 91) = 0,066 \text{ вт}$$

т. е. его тепловой режим будет значительно облегчен.

Сопротивления резисторов R_2 и R_3 определяются по формулам (8.79) и (8.82):

$$R_2 = \frac{u_{R_2 \text{ макс}}}{2i_{\text{ок. ф}}} = \frac{3}{2 \cdot 22 \cdot 10^{-3}} \approx 75 \text{ ом};$$

$$R_3 = \frac{E_{\text{к}} - u_{0\text{к3}}}{2(i_{\text{ок. ф}} + i_{\text{об. ф}})} = \frac{12 - 5}{2(22 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3})} \approx 150 \text{ ом}.$$

В качестве вспомогательных можно использовать транзисторы типа П13. Учитывая, что их ток должен примерно равняться току $i_{0к. ф} = 22 \text{ ма}$, найдем ориентировочную величину сопротивлений (8.78)

$$R_4 = R_5 = \frac{E_k h_{21всп}}{i_{0к. ф} - i_{0б. нач}} = \frac{12 \cdot 12,5}{22 \cdot 10^{-3} - 10^{-3}} = 7,5 \text{ ком},$$

окончательная величина которых должна подбираться экспериментально.

Выбрав величину коллекторного тока предварительного усилителя так, чтобы он превышал максимальный ток базы фазоинвертора

$$i_{0к1} = (4 \div 5) i_{0б. ф} = 8 \text{ ма},$$

рассчитываем сопротивление гасящего резистора (8.85)

$$R_1 = \frac{E_k - 2(i_{0к. ф} + i_{0б. ф})R_3}{i_{0к1} - 2i_{0б. ф}} = \frac{12 - 2(22 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3})150}{8 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}} = 1,2 \text{ ком}$$

и сопротивление резистора коллекторной нагрузки

$$R_k = R_2 \frac{i_{0к. ф} + i_{0б. ф}}{i_{0к1} - i_{0б. ф}} = 75 \frac{22 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 10^{-3}} = 300 \text{ ом}.$$

Определяем емкость блокирующего конденсатора (8.76)

$$C_1 \geq \frac{1}{R_k} + \frac{1}{2h_{11ф} + h_{21ф}R_2} = \frac{1}{300} + \frac{1}{2 \cdot 40 + 10 \cdot 75} = 7 \cdot 10^{-6} \text{ ф},$$

которую можно окончательно принять $C_1 = 10 \text{ мкф}$.

6. СПЕЦИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ ДВУХТАКТНЫХ КАСКАДОВ

В усилителях малой и средней мощности выходные каскады могут быть выполнены по безынверторным и бестрансформаторным схемам с использованием транзисторов типов *p-n-p* и *n-p-n*.

Один из вариантов безынверторной и бестрансформаторной схемы двухтактного каскада, работающего в режиме класса АВ, показан на рис. 8.15, а. В этом усилителе транзисторы возбуждаются через разделительные конденсаторы C_1 и C_2 непосредственно от предварительного одноконтурного усилителя. Для поочередной работы плечей используют транзисторы с различным типом проводимости. Нагрузка включается между общей точкой соединения коллекторов и средней точкой источника питания. В ее цепи при полностью уравновешенной схеме течет только переменный ток. Исходные рабочие токи и режим класса АВ поддерживаются с помощью потенциометрического делителя R_1, R_2, R_3 и диодов D_1, D_2 аналогично тому, как это сделано в схеме рис. 8.13.

Недостатками схемы является то, что источник питания должен иметь отвод от средней точки и для каждого плеча используется только половина его э. д. с. Отдаваемая в нагрузку мощность ограничивается сопротивлением нагрузки R_H и э. д. с. источника E_K :

$$P_H = \frac{\xi^2 E_K^2}{8R_H} \approx 0,1 \frac{E_K^2}{R_H}. \quad (8.86)$$

Поэтому для получения достаточной мощности нагрузка должна иметь вполне определенное и сравнительно малое сопротивление. Нагрузку можно подключить и через обычный (не двухтактный)

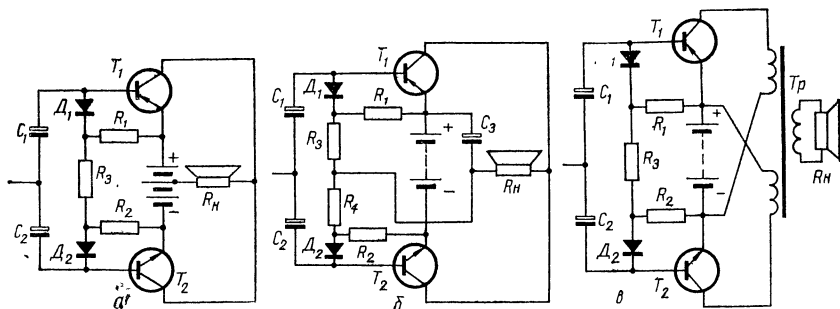


Рис. 8.15. Схема безыверторного двухтактного выходного каскада: а — с источником питания, имеющим вывод от средней точки; б — с симметрирующим конденсатором; в — обеспечивающая полное использование э. д. с. источника питания.

выходной трансформатор. Но тогда теряется смысл применения схемы как бестрансформаторной. Еще одним недостатком схемы является большой бросок тока в момент включения питания, который обусловлен процессом заряда разделительных конденсаторов C_1 и C_2 . Их зарядный ток, протекая через цепи баз транзисторов, вызывает чрезмерно сильное увеличение коллекторных токов. Для уменьшения броска тока, который может привести к выходу транзисторов из строя, последовательно с конденсаторами следует включить дополнительные ограничивающие резисторы с сопротивлением, в несколько раз превосходящим величину h_{11} . Можно также предусмотреть ступенчатое включение источника питания: сначала подавать питание через ограничивающее ток сопротивление, а затем закорачивая последнее.

Вариант схемы двухтактного бестрансформаторного каскада, в котором не нужен вывод от средней точки источника, показан на рис. 8.15, б. Здесь в цепь нагрузки включен конденсатор C_3

большой емкости, который заряжается примерно до половины э. д. с. E_K . Нижнее плечо питается разностью напряжений $E_K - u_{C_3}$, а верхнее — напряжением u_{C_3} . Так как базы также питаются этими напряжениями через резисторы R_3 и R_4 потенциометрического делителя, в схеме автоматически устанавливается симметричный режим работы плечей. Отдаваемая мощность и назначение прочих элементов схемы такие же, как и в предыдущей. Недостатком, кроме перечисленных выше, является необходимость

применения конденсатора C_3 очень большой емкости.

В безынертной схеме двухтактного каскада, показанной на рис. 8.15, *в*, удастся полностью использовать э. д. с. источника питания и согласовывать нагрузку с транзисторами, варьируя в более широких пределах величину отдаваемой мощности. Но для этого в ней необходимо использовать выходной трансформатор с независимыми половинами первичной обмотки.

Особый интерес представляет бестрансформаторная схема двухтактного усилителя на мощных транзисторах типа *p-n-p*, показанная на рис. 8.16. В этой схеме, благодаря наличию глубокой отрицательной

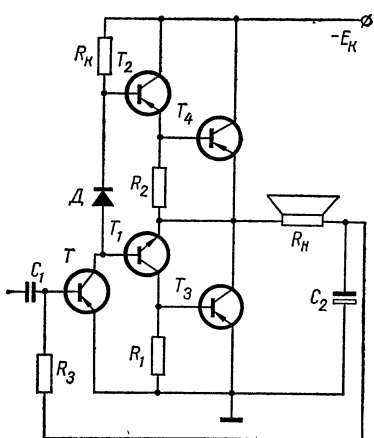


Рис. 8.16. Бестрансформаторная схема двухтактного выходного каскада на мощных транзисторах.

обратной связи по постоянному и переменному токам, обеспечивается высокая стабильность режима и малый уровень нелинейных искажений. Инверторная часть выполнена на менее мощных транзисторах T_1 и T_2 с разным типом проводимости. Плечи инвертора выполнены несимметричными, однако 100%-ная обратная связь, вводимая в цепь эмиттеров транзисторов T_1 и T_2 , обеспечивает практически полную симметрию работы плечей усилителя. Резистор R_2 , как и в схеме рис. 8.11, обеспечивает нужное соотношение между начальными токами мощных транзисторов и транзисторов фазоинвертора, а диод D задает начальное смещение на базы последних. Подбором же резистора R_1 можно добиться выравнивания токов и исходных коллекторных напряжений верхнего и нижнего плечей схемы. Этому также способствует отрицательная обратная связь по постоянному току через резистор R_3 , охватывающая всю схему, включая и предварительный усилитель на транзисторе T .

Отдаваемая в нагрузку мощность в рассматриваемой схеме также определяется соотношением (8.86), и в ней используется только половина э. д. с. источника питания. Емкость конденсатора C_2 (а также емкость C_3 схемы рис. 8.15, б) должна определяться соотношением

$$C_2 \geq \frac{1}{2\pi F_H R_H} \cdot \quad (8.87)$$

Если источник питания усилителя (рис. 8.16) имеет отвод от средней точки, то можно обойтись без конденсатора C_2 , подключая правый конец нагрузки R_H к средней точке источника. Но в этом случае несколько ухудшается симметрия схемы, так как устраняется отрицательная обратная связь по постоянному току через резистор R_3 .

Для расчета схемы на получение пиковой мощности необходимо сначала определить амплитуду токов баз мощных транзисторов $I_{бт}$. Приближенно считая, что коллекторный ток фазоинвертора $I_{ктф} = I_{бт}$, по статическим характеристикам его транзисторов следует найти амплитуду токов баз $I_{бтф}$. Чтобы обеспечить достаточно высокий коэффициент использования коллекторного напряжения, необходимо при максимальном открытии транзисторов T_2 и T_4 добиться малого падения напряжения на их коллекторах. Это достигается ограничением величины сопротивления резистора R_K . Задаваясь минимальной величиной коллекторного напряжения $u_{кб2 \text{ мин}} = (0,5 \div 1,5) v$, определяют величину этого сопротивления

$$R_K = \frac{u_{кб2 \text{ мин}}}{I_{бтф}}, \quad (8.88)$$

а для полной раскачки усилителя мощности выбирают коллекторный ток предварительного усилителя

$$i_{0к. пр} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_K}{R_K} \cdot \quad (8.89)$$

Сопротивление резистора

$$R_3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_K}{i_{0б. пр}} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{h_{21пр} E_K}{i_{0к. пр}} \cdot \quad (8.90)$$

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1. КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕХОДНОГО ПРОЦЕССА

При работе широкополосных усилителей имеют значение возникающие в них переходные процессы, искажающие форму усиливаемых сигналов. Чтобы учесть эти искажения и сделать их несущественными, необходимо знать такие параметры переходной характеристики (реакции усилителя на единичное ступенчатое возмущение), как запаздывание $t_з$, время установления фронта t_y , величину выбросов $\epsilon = \frac{\Delta u_1}{U_m}$, а для импульсов прямоугольной формы

на входе еще и величину завала плоской части $G = \frac{\Delta u_2}{U_m}$. Смысл всех этих параметров общеизвестен и иллюстрируется рисунком 9.1.

Определение параметров переходной характеристики многокаскадного усилителя обычными методами сопряжено со значительными, часто практически непреодолимыми, трудностями. Поэтому ниже кратко излагается приближенный метод, который дает возможность по частотной и фазовой характеристикам усилителя вычислить параметры переходного процесса и построить саму переходную характеристику. В основе метода лежит сравнение импульсной характеристики усилителя

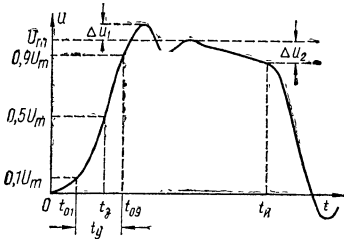


Рис. 9.1. Типичные искажения при усилении импульсов прямоугольной формы.

$$h'(t) = \frac{dh(t)}{dt}, \tag{9.1}$$

представляющей собой производную от переходной характеристики $h(t)$, с некоторой известной функцией $f(t)$, форму которой можно определенным образом менять. Добившись наилучшего совмещения импульсной характеристики с этой известной функцией, по форме последней судят о параметрах переходного процесса. Критерием наилучшего совмещения сравниваемых зависимостей является максимум функции взаимной корреляции $h'(t)$ и $f(t)$, откуда и получил свое название метод.

Если в качестве известной функции выбрать несколько периодов гармонического колебания

$$f(t) = \cos \omega (t - t_0) \tag{9.2}$$

с произвольными частотой ω и временным сдвигом t_0 , то условия наилучшего совмещения $h'(t)$ и $f(t)$ для исследуемого усилителя представляются в виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \omega} [V\sqrt{\omega}K(\omega)] &= 0; \\ t_0 &= -\frac{\varphi(\omega_1)}{\omega_1}, \end{aligned} \right\} \quad (9.3)$$

где ω_1 — наименьший положительный корень первого уравнения (9.3); $K(\omega)$, $\varphi(\omega)$ — амплитудно-частотная и фазовая характеристики усилителя.

Не вдаваясь в обоснование этого метода, укажем, что запаздывание t_3 , время установления t_y и величину выбросов переходной характеристики ϵ приближенно можно определить по формулам:

$$t_3 = -\frac{\varphi(\omega_1)}{\omega_1}; \quad (9.4)$$

$$t_y = \frac{1,85}{\omega_1}; \quad (9.5)$$

$$\epsilon = \frac{1}{2} \left[\frac{4}{\pi} K(\omega_1) - 1 \right]. \quad (9.6)$$

При этом, если в формуле (9.6) получается отрицательное значение ϵ , следует считать, что выбросы переходной характеристики усилителя отсутствуют.

Вычислить переходную характеристику по точкам с любой заданной точностью можно по формуле

$$h(t) \approx \frac{t}{T} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} K_a \left(\frac{k\pi}{T} \right) \frac{\sin \frac{k\pi}{T} t}{k} \quad (9.7)$$

во временном интервале $0 \leq t \leq \frac{T}{2}$. В этой формуле

$$K_a \left(\frac{k\pi}{T} \right) = \operatorname{Re} [K(j\omega)] \Big|_{\omega = \frac{k\pi}{T}} \quad (9.8)$$

— дискретные значения ординат вещественной части комплексного выражения частотной характеристики $K(j\omega)$; $k = 1, 2, 3, \dots$

Временной интервал, на котором ведется расчет, следует выбирать так, чтобы за время $t = \frac{T}{2}$ переходный процесс практически успевал закончиться. Для этого целесообразно брать

$$T = (4 \div 6) t_y, \quad (9.9)$$

где t_y предварительно определяется по формулам (9.3) и (9.5). Для вычисления переходной характеристики удобнее перейти к нормированному времени

$$\nu = \frac{t}{T}, \quad (9.10)$$

преобразовав формулу (9.7) к виду

$$h(\nu) = \nu + \sum_{k=1}^n K_a \left(\frac{k\pi}{T} \right) \psi_k(\nu) \quad (9.11)$$

и воспользовавшись приведенными в табл. 9.1 значениями функции

$$\psi_k(\nu) = \frac{2 \sin k\pi\nu}{k\pi}. \quad (9.12)$$

В каждом конкретном случае при вычислениях видно, какое число членов ряда n следует использовать для получения желаемой точности. Кроме того, точность вычислений зависит от выбора временного интервала T . Правильность выбора можно проверить, рассчитав несколько контрольных точек переходной характеристики для значений $T' = 2T$ и $\nu' = \frac{1}{2}\nu$. Сопоставляя их с данными основного расчета (для T и соответствующего значения ν) по величине расхождения результатов можно судить о достигнутой точности. При недостаточной точности повторяют весь расчет для большего значения T . Увеличивая число используемых членов ряда (9.11) и временной интервал T , можно получить любую наперед заданную точность вычислений. Причем, вследствие достаточно быстрой сходимости ряда, обычно достаточно использовать не более 6—10 его первых членов.

2. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Цель предварительного расчета широкополосных усилителей — выбор типа схемы, числа каскадов и определение основных показателей, входящих в состав усилителя одиночных каскадов, обеспечивающих заданное усиление сигналов определенной формы при допустимой степени их искажений. На практике встречаются следующие способы задания исходных данных для расчета усилителя.

1. Задано необходимое общее усиление усилителя и общая его полоса пропускания (или время установления переходной характеристики). Конкретно обычно задаются верхняя F_v и нижняя F_n

Таблица 9.1

Значения функции $\psi_k(\nu)$

$k \backslash \nu$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0,02	0,0400	0,0399	0,0398	0,0396	0,0393	0,0390	0,0387	0,0383	0,0379	0,0374
0,04	0,0798	0,0792	0,0781	0,0767	0,0748	0,0726	0,0701	0,0672	0,0639	0,0605
0,06	0,1193	0,1172	0,1137	0,1089	0,1030	0,0960	0,0881	0,0794	0,0702	0,0605
0,08	0,1581	0,1533	0,1453	0,1344	0,1211	0,1059	0,0893	0,0720	0,0505	0,0374
0,10	0,1967	0,1871	0,1717	0,1514	0,1274	0,1009	0,0736	0,0468	0,0219	0,0000
0,12	0,2344	0,2179	0,1921	0,1588	0,1211	0,0818	0,0438	0,0100	-0,0176	-0,0374
0,14	0,2711	0,2452	0,2055	0,1563	0,1030	0,0511	0,0057	-0,0293	-0,0516	-0,0605
0,16	0,3067	0,2687	0,2117	0,1440	0,0748	0,0133	-0,0335	-0,0613	-0,0695	-0,0605
0,18	0,3411	0,2880	0,2106	0,1227	0,0393	-0,0264	-0,0663	-0,0783	-0,0658	-0,0374
0,20	0,3742	0,3027	0,2018	0,0936	0,0000	-0,0624	-0,0865	-0,0757	-0,0416	0,0000
0,22	0,4058	0,3126	0,1860	0,0586	-0,0393	-0,0896	-0,0902	-0,0545	-0,0044	0,0374
0,24	0,4358	0,3177	0,1636	0,0200	-0,0748	-0,1042	-0,0768	-0,0198	0,0341	0,0605
0,26	0,4640	0,3177	0,1353	-0,0200	-0,1030	-0,1042	-0,0487	0,0198	0,0620	0,0605
0,28	0,4906	0,3126	0,1022	-0,0586	-0,1211	-0,0896	-0,0114	0,0545	0,0706	0,0374
0,30	0,5151	0,3027	0,0656	-0,0936	-0,1274	-0,0624	0,0281	0,0757	0,0572	0,0000
0,32	0,5375	0,2880	0,0266	-0,1227	-0,1211	-0,0264	0,0623	0,0782	0,0260	-0,0374
0,34	0,5580	0,2687	-0,0133	-0,1440	-0,1030	0,0133	0,0846	0,0613	-0,0132	-0,0605
0,36	0,5761	0,2452	-0,0528	-0,1563	-0,0748	0,0511	0,0908	0,0293	-0,0484	-0,0605
0,38	0,5920	0,2179	-0,0904	-0,1588	-0,0393	0,0818	0,0797	-0,0100	-0,0685	-0,0374
0,40	0,6054	0,1871	-0,1247	-0,1514	0,0000	0,1009	0,0535	-0,0468	-0,0673	0,0000
0,42	0,6166	0,1533	-0,1547	-0,1344	0,0393	0,1059	0,0170	-0,0720	-0,0451	0,0374
0,44	0,6253	0,1172	-0,1792	-0,1089	0,0748	0,0960	-0,0226	-0,0794	-0,0089	0,0605
0,46	0,6317	0,0792	-0,1973	-0,0767	0,1030	0,0726	-0,0580	-0,0672	0,0301	0,0605
0,48	0,6353	0,0399	-0,2084	-0,0396	0,1211	0,0390	-0,0823	-0,0383	0,0597	0,0374
0,50	0,6366	0,0000	-0,2122	0,0000	0,1274	0,0000	-0,0910	0,0000	0,0707	0,0000

Продолжение табл. 9.1

<i>k</i>	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
0,02	0,0369	0,0363	0,0357	0,0350	0,0343	0,0336	0,0327	0,0320	0,0312	0,0302
0,04	0,0569	0,0532	0,0489	0,0447	0,0403	0,0360	0,0316	0,0273	0,0229	0,0187
0,06	0,0507	0,0411	0,0312	0,0220	0,0131	0,0050	-0,0024	-0,0088	-0,0143	-0,0187
0,08	0,0213	0,0067	-0,0061	-0,0167	-0,0249	-0,0307	-0,0338	-0,0348	-0,0334	-0,0302
0,10	-0,0179	-0,0314	-0,0396	-0,0423	-0,0429	-0,0378	-0,0302	-0,0208	-0,0104	0,0000
0,12	-0,0489	-0,0523	-0,0481	-0,0384	-0,0249	-0,0099	0,0047	0,0170	0,0258	0,0302
0,14	-0,0575	-0,0450	-0,0262	-0,0057	0,0131	0,0272	0,0348	0,0353	0,0294	0,0187
0,16	-0,0396	-0,0133	0,0122	0,0311	0,0403	0,0391	0,0288	0,0130	-0,0042	-0,0187
0,18	-0,0036	0,0256	0,0429	0,0451	0,0343	0,0147	-0,0070	-0,0242	-0,0324	-0,0302
0,20	0,0340	0,0507	0,0466	0,0268	0,0000	-0,0234	-0,0355	0,0337	-0,0197	0,0000
0,22	0,0561	0,0482	0,0208	-0,0113	-0,0343	-0,0397	-0,0272	-0,0044	0,0180	0,0302
0,24	0,0524	0,0195	-0,0180	-0,0412	-0,0403	-0,0192	0,0093	0,0299	0,0329	0,0187
0,26	0,0247	-0,0196	-0,0456	-0,0412	-0,0131	0,0192	0,0362	0,0299	0,0063	-0,0187
0,28	-0,0144	-0,0482	-0,0443	-0,0113	0,0249	0,0397	0,0256	-0,0044	-0,0283	-0,0302
0,30	-0,0469	-0,0507	-0,0151	0,0268	0,0424	0,0234	-0,0116	-0,0337	-0,0271	-0,0302
0,32	-0,0578	0,0256	0,0236	0,0451	0,0249	-0,0147	0,0367	-0,0242	0,0082	0,0302
0,34	-0,0422	0,0133	0,0475	0,0311	-0,0131	-0,0391	-0,0238	0,0130	0,0332	0,0187
0,36	-0,0073	0,0450	0,0413	-0,0057	-0,0403	-0,0272	0,0138	0,0353	0,0161	-0,0187
0,38	0,0310	0,0523	0,0092	-0,0384	-0,0343	0,0099	0,0370	0,0170	-0,0214	-0,0302
0,40	0,0550	0,0314	-0,0288	0,0423	0,0000	0,0378	0,0220	0,0208	-0,0318	0,0000
0,42	0,0539	-0,0067	-0,0486	-0,0167	0,0343	0,0307	-0,0159	-0,0348	-0,0021	0,0302
0,44	0,0279	-0,0411	-0,0378	0,0220	0,0403	-0,0050	-0,0372	-0,0088	0,0303	0,0187
0,46	-0,0109	-0,0532	0,0031	0,0447	0,0131	-0,0360	-0,0200	0,0273	0,0244	-0,0187
0,48	-0,0446	-0,0365	0,0335	0,0350	-0,0249	-0,0336	0,0180	0,0320	-0,0123	-0,0302
0,50	-0,0579	0,0000	0,0490	0,0000	-0,0424	0,0000	0,0374	0,0000	-0,0335	0,0000

граничные частоты полосы пропускания, отсчитываемые на уровне $\frac{1}{M}$, где M — допустимый коэффициент частотных искажений.

2. Заданы общее усиление усилителя, форма и время установления сигнала на входе $t_{y. \text{вх}}$ и допустимое возрастание времени установления сигнала на выходе $t_{y. \text{вых}}$ (или $\alpha = \frac{t_{y. \text{вых}}}{t_{y. \text{вх}}}$), а также допустимые величина выбросов ϵ и завал плоской части импульсов G .

3. Заданы общее усиление, форма входного сигнала, допустимая величина выбросов ϵ и предъявляется требование, чтобы усилитель не увеличивал времени установления (длительности фронта сигнала), или иначе, чтобы обеспечивалось равенство $t_{y. \text{вых}} = t_{y. \text{вх}}$.

Большинство схем используемых на практике и рассматриваемых ниже усилителей имеют комплексное выражение коэффициента усиления одиночного каскада в области средних и высоких частот, которое можно представить в общем виде следующей формулой:

$$K = K_0 \frac{1 + jx a_1 + (jx)^2 a_2}{1 + jx b_1 + (jx)^2 b_2 + (jx)^3 b_3}, \quad (9.13)$$

где

$$K_0 = S_0 R_{\text{экв}} \quad (9.14)$$

— усиление каскада на средних частотах полосы пропускания; $R_{\text{экв}}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки, включающее входное сопротивление следующего каскада;

$$x = \omega \left(\tau \frac{1}{r_0} + S_0 r_0 C_{\text{бк}} \right) R_{\text{экв}} \quad (9.15)$$

— нормированное значение частоты ω ; a_i и b_i — безразмерные коэффициенты, зависящие от типа схемы и величин ее элементов.

Так, в частности, встречаются усилители с простейшей формой частотной характеристики

$$K = K_0 \frac{1}{1 + jx b_1} \quad (9.16)$$

и усилители с частотными характеристиками второго порядка

$$K = K_0 \frac{1 + jx a_1}{1 + jx b_1 + (jx)^2 b_2}. \quad (9.17)$$

Наиболее простыми, удобными в изготовлении и налаживании являются усилители с простейшей частотной характеристикой (9.16).

Однако построенные на их основе многокаскадные усилители должны содержать большее число каскадов по сравнению с другими типами. Применяя усилители с частотными характеристиками второго порядка (9.17), можно сократить число каскадов, хотя налаживание их сложнее и они более критичны в отношении влияния отклонения параметров от расчетных. Усилители с более сложными частотными характеристиками обычно не дают существенного выигрыша в числе каскадов, слишком сложны в налаживании и критичны к разбросу параметров. Поэтому прежде всего следует стремиться использовать усилители с простейшими частотными характеристиками. Усилители с частотными характеристиками второго порядка следует применять только тогда, когда важен выигрыш в числе каскадов или когда требуется построить усилитель, не увеличивающий длительности фронта сигнала. Для того же, чтобы максимально использовать усилительную способность всех каскадов, их параметры следует делать идентичными.

Предварительный расчет усилителя на резисторах при заданном значении верхней граничной частоты F_v , отсчитываемой на уровне $1/M$. Усилители на резисторах имеют частотную характеристику простейшего вида (9.16). Но они малоэффективны при использовании в широкополосных усилителях, так как в них полоса пропускания не может быть сделана шире, чем

$$F_v = \frac{\sqrt[n]{M^2 - 1}}{2\pi\tau}, \quad (9.18)$$

где τ — постоянная времени выбранных транзисторов; n — число каскадов.

Поэтому схему на резисторах целесообразно использовать только при не слишком широкой полосе и в случае применения высокочастотных транзисторов с малой постоянной времени τ .

Необходимое число каскадов удобнее всего определять путем проб, воспользовавшись формулой

$$K_{\text{общ}} = \left\{ S_0 r_0 \left[\frac{\sqrt[n]{M^{2n} - 1}}{2\pi F_v (\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{БК}})} - 1 \right] \right\}^n, \quad (9.19)$$

связывающей общий коэффициент усиления с заданной полосой пропускания. Необходимо подобрать такое минимальное значение n , при котором общее усиление окажется не менее заданного. При этом следует проверить выполнение другого условия:

$$K_{\text{общ}} < \left(\frac{S_0}{g} \right)^n = (h_{21})^n, \quad (9.20)$$

которое учитывает тот факт, что максимальное усиление каскада даже при узкой полосе не может быть сделано большим величины h_{21} . Окончательно число каскадов должно быть взято равным большему из значений n , определяемых выражениями (9.19) и (9.20). Если выражение, стоящее в квадратных скобках формулы (9.19), получается отрицательным, данный тип транзисторов в усилителе на резисторах не в состоянии обеспечить заданную полосу пропускания. Тогда следует взять другой тип транзисторов (более высокочастотный транзистор с меньшей величиной постоянной времени τ) или отказаться от применения схемы на резисторах и использовать другую более эффективную схему. Аналогично следует поступать и тогда, когда расчетное число каскадов n получается неприемлемо большим.

После определения числа каскадов необходимо вычислить полосу пропускания одиночного каскада, отсчитываемую на уровне 0,7,

$$F_{в1} = \frac{F_{в}}{\sqrt[n]{M^2 - 1}}, \quad (9.21)$$

по которой затем будут рассчитывать элементы схемы. Составив принципиальную схему усилителя и подсчитав число конденсаторов, оказывающих влияние на частотную характеристику в области низких частот n_n , вычисляют допустимый коэффициент частотных искажений на граничной частоте $F_{в}$, приходящийся на каждый такой конденсатор,

$$M_{нс} = \sqrt[n_n]{M}. \quad (9.22)$$

На этом предварительный расчет усилителя можно считать законченным.

Предварительный расчет других схем усилителей с простейшей частотной характеристикой по заданной полосе на уровне $1/M$. Этот расчет отличается от предыдущего только тем, что вместо (9.19) необходимо пользоваться формулой

$$K_{общ} = \left[S_0 r_6 \frac{\sqrt[n]{M^2 - 1}}{2\pi F_{в} (\tau + S_0 r_6^2 C_{6к})} \right]^n. \quad (9.23)$$

Остальные операции расчета и их последовательность остаются такими же, как и для усилителя на резисторах.

Если предполагается выполнить усилитель с максимально плоской частотной характеристикой второго порядка, то формулу (9.19) заменяют выражением

$$K_{общ} = \left[S_0 r_6 \frac{\sqrt[4]{\sqrt[n]{M^2 - 1}}}{2\pi F_{в} (\tau + S_0 r_6^2 C_{6к})} \right]^n. \quad (9.24)$$

Для облегчения пользования формулами (9.19), (9.21), (9.23), (9.24) в табл. 9.2 приведены значения $\sqrt[n]{\sqrt{M^2 - 1}}$, вычисленные для разных величин коэффициента частотных искажений M и различного числа каскадов n .

Предварительный расчет усилителя с простейшей частотной характеристикой по заданному усилению и допустимому возрастанию длительности фронта. Рассмотрим два наиболее характерных типа входных сигналов с экспоненциальной (рис. 9.2, а) и трапецидальной формой фронта (рис. 9.2, б).

Таблица 9.2

Значения $\sqrt[n]{\sqrt{M^2 - 1}}$

$n \backslash M$	1	2	3	4	5	6	7	8
2	1,73	1	0,76	0,64	0,56	0,51	0,47	0,44
$\sqrt{3}$	1,41	0,85	0,66	0,56	0,5	0,45	0,41	0,38
$\sqrt{2}$	1	0,64	0,51	0,43	0,39	0,35	0,32	0,3
1,3	0,83	0,55	0,43	0,38	0,33	0,3	0,28	0,26
1,2	0,66	0,45	0,36	0,31	0,27	0,25	0,23	0,22
1,1	0,46	0,32	0,25	0,22	0,2	0,18	0,16	0,15

Передаточная функция многокаскадного усилителя с входным экспоненциальным сигналом

$$u_{\text{вх}} = U_c \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}} \right) \quad (9.25)$$

имеет вид

$$\dot{P}(jx) = \frac{1}{1 + jxA} \left(\frac{1}{1 + jxb_1} \right)^n, \quad (9.26)$$

где

$$A = \frac{\tau_c}{\tau} \cdot \frac{r_6}{R_{\text{ЭКВ}}}. \quad (9.27)$$

С помощью корреляционного метода можно вычислить время установления на входе и на выходе усилителя, а также найти время установления переходной характеристики одиночного каскада t_{y1} . О величине искажений сигнала можно судить по степени возрастания его времени установления в процессе усиления

$$\alpha = \frac{t_{y \text{ Вых}}}{t_{y \text{ Вх}}}. \quad (9.28)$$

Задаваясь в каждом конкретном случае допустимой величиной α , можно получить соотношение, связывающее время установления входного сигнала $t_{y.вх}$ с временем установления переходной характеристики одиночного каскада t_{y1} для произвольного числа каскадов:

$$\frac{t_{y.вх}}{t_{y1}} = N(n) = \frac{1}{\alpha} \sqrt{(2n-1) + \frac{4n}{\alpha^2 - 1}}. \quad (9.29)$$

По этой формуле можно определить, во сколько раз время установления одиночного каскада рассчитываемого усилителя t_{y1} должно отличаться от $t_{y.вх}$, чтобы время установления сигнала на выходе возросло не более, чем в α раз. Результаты вычисления отношения $N(n)$ при разных значениях α и различном числе каскадов n для входного сигнала с экспоненциальным фронтом приведены в табл. 9.3.

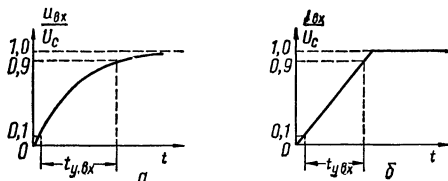


Рис. 9.2. Формы фронтальной части входных сигналов:
а — экспоненциальная; б — трапецидальная.

Поступая аналогично, для сигнала с трапецидальным фронтом (рис. 9.2, б) можно получить

$$\frac{t_{y.вх}}{t_{y1}} = N(n) = \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{(2n+1) \operatorname{tg} \frac{1,15}{\alpha} - \frac{2,3}{\alpha}}{\frac{2,3}{\alpha} - \operatorname{tg} \frac{1,15}{\alpha}}}. \quad (9.30)$$

Таблица 9.3

Значения $N(n)$ для сигнала с экспоненциальным фронтом

$\alpha \backslash n$	1	2	3	4	5	6
1,1	4,0	5,8	7,2	8,2	9,3	10,2
1,25	2,3	3,3	4,1	4,8	5,3	5,9
1,5	1,4	2,0	2,6	3,0	3,3	3,7
2,0	0,76	1,2	1,5	1,75	2,0	2,2
3,0	0,41	0,67	0,85	1,0	1,1	1,2

Результаты вычисления $N(n)$ по этой формуле приведены в табл. 9.4.

Пользуясь связью между временем установления одиночного каскада и его коэффициентом усиления, можно получить соотно-

Значения $N(n)$ для сигнала с трапецидальным фронтом

$\alpha \backslash n$	1	2	3	4	5	6
1,1	2,6	3,8	4,7	5,5	6,1	6,7
1,25	1,6	2,4	2,9	3,5	3,9	4,3
1,5	1,0	1,6	2,0	2,3	2,6	2,9
2,0	0,6	1,0	1,3	1,5	1,7	1,9
3,0	0,37	0,6	0,78	0,95	1,1	1,2

шение, которое дает возможность методом проб найти необходимое число каскадов усилителя из выражения

$$K_{\text{общ}} = \left\{ S_0 r_0 \left[\frac{0,54 t_{y \text{ вх}}}{(\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{бк}}) N(n)} - 1 \right] \right\}^n \quad (9.31)$$

для схемы на резисторах и

$$K_{\text{общ}} = \left[S_0 r_0 \frac{0,54 t_{y \text{ вх}}}{(\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{бк}}) N(n)} \right]^n \quad (9.32)$$

для прочих усилителей с простейшей формой частотных характеристик. При этом расчете также следует проверять выполнение условия (9.20), причем отрицательная величина выражения, стоящего в квадратных скобках (9.31), свидетельствует о невозможности применения схемы на резисторах с использованием выбранных транзисторов.

Установив окончательно необходимое число каскадов n рассчитываемого усилителя, по соответствующему значению $N(n)$ находят время установления одиночного каскада

$$t_{y1} = \frac{t_{y \text{ вх}}}{N(n)}, \quad (9.33)$$

которое необходимо для выполнения последующего расчета элементов схемы. Затем составляют полную принципиальную схему усилителя, подсчитывают количество конденсаторов n_n , влияющих на завал плоской части сигналов, и по общему допустимому завалу G находят величину завала, приходящуюся на один такой конденсатор:

$$G_1 = \frac{G}{n_n}. \quad (9.34)$$

Предварительный расчет усилителя, не меняющего длительности фронта сигналов. Такой усилитель обязательно должен иметь частотную характеристику не ниже второго порядка с максимумом в области высоких частот.

Если сигнал на входе усилителя имеет спектральную плотность $\dot{U}(jx)$, где x — нормированное значение частоты (9.15), то с помощью корреляционного метода его время установления определяется как

$$t_{y \text{ вх}} = (\tau + S_0 r_0^2 C_{0к}) \frac{R_{\text{СКВ}}}{r_0} \cdot \frac{1,85}{x_1}, \quad (9.35)$$

в котором x_1 — наименьший положительный корень уравнения

$$\frac{\partial}{\partial x} \{x^3 [U(x)]^2\} = 0, \quad (9.36)$$

а $U(x)$ — модуль спектральной плотности $\dot{U}(jx)$. Аналогично можно вычислить время установления сигнала на выходе усилителя, воспользовавшись уравнением

$$\frac{\partial}{\partial x} \{x^3 [U(x)]^2 \cdot [K_1(x)]^{2n}\} = 0. \quad (9.37)$$

Приравнивая величины $t_{y \text{ вх}} = t_{y \text{ вых}}$, можем найти условие, при котором усилитель не меняет длительности фронта:

$$\frac{\partial}{\partial x} \{[K_1(x)]^2\}_{x=x_1} = 0. \quad (9.38)$$

Иначе говоря, такой усилитель должен иметь максимум частотной характеристики на частоте x_1 , соответствующей времени установления входного сигнала (9.35), т. е. располагается на частоте

$$\omega_1 = \frac{1,85}{t_{y \text{ вх}}}. \quad (9.39)$$

Поэтому для проведения предварительного расчета необходимо сначала вычислить частоту (9.39), на которой частотная характеристика усилителя должна иметь максимум. Для усилителей с частотными характеристиками второго порядка этот максимум обычно имеет место при значениях x , близких к 0,5. Приняв $x_1 = 0,5$, получают

$$K_{\text{общ}} = \left(0,27 S_0 r_0 \frac{t_{y \text{ вх}}}{\tau + S_0 r_0^2 C_{0к}}\right)^n \quad (9.40)$$

и требуемое число каскадов

$$n \geq \frac{\lg K_{\text{общ}}}{\lg \left(S_0 r_0 \frac{t_{y \text{ вх}}}{\tau + S_0 r_0^2 C_{0к}} \right) - 0,57}. \quad (9.41)$$

Берут ближайшее большее целое значение n и проверяют выполнение условия (9.20). Допустимый завал плоской части, проходящий на каждый конденсатор, рассчитывают так же, как и в предыдущих вариантах.

Пример 1. Произвести предварительный расчет усилителя импульсов с длительностью $t_{и} = 2$ мксек, временем установления $t_{у.вх} = 0,1$ мксек, допустимое увеличение длительности фронта при усилении $\alpha = 1,5$ и допустимый завал плоской части $G = 2\%$, форма фронта сигналов на входе — экспоненциальная. Необходимое общее усиление усилителя $K_{общ} = 5 \cdot 10^4$.

Выбираем для использования в усилителе высокочастотные транзисторы типа П415 с параметрами при рабочем токе $i_{0к} = 1$ ма, $S_0 = 40$ ма/в, $h_{21} = 25 \div 100$, $C_{бк} = 10$ пф, $r_6 C_{бк} \leq 500 \cdot 10^{-12}$ сек, $f_{пред} = 120$ Мгц.

Определяем постоянную времени транзистора (1.20)

$$\tau = \frac{S_0}{C_{бк} (4\pi f_{пред})^2} = \frac{0,04}{10^{-11} (4\pi \cdot 120 \cdot 10^6)^2} \approx 0,2 \cdot 10^{-8} \text{ сек}$$

и находим величину сопротивления базы (1.22)

$$r_6 = \frac{(r_6 C_{бк})}{C_{бк}} = \frac{500 \cdot 10^{-12}}{10^{-11}} = 50 \text{ ом.}$$

Усилитель предполагаем делать с простейшей частотной характеристикой и использованием отрицательной обратной связи, т. е. при расчете будем пользоваться формулой (9.32). Для удобства предварительно вычислим входящую в нее величину

$$K_{эkv} = 0,54 S_0 r_6 \frac{t_{у.вх}}{\tau + S_0 r_6^2 C_{бк}} = 0,54 \cdot 0,04 \cdot 50 \frac{10^{-7}}{0,2 \cdot 10^{-8} + 0,04 \cdot 50^2 \cdot 10^{-11}} =$$

$$\frac{216}{36} = 6.$$

Пользуясь табл. 9.4, подбираем число каскадов, которое обеспечивает получение заданного усиления (9.32)

$$K_{общ} = \left[\frac{K_{эkv}}{N(n)} \right]^n$$

Для $n = 3$

$$K_{общ} = \left(\frac{36}{2} \right)^3 = 5,8 \cdot 10^3$$

меньше заданного, а для $n = 4$

$$K_{общ} = \left(\frac{36}{2,3} \right)^4 = 6 \cdot 10^4$$

больше заданного. Проверяем выполнение условия

$$K_{общ} \leq h_{21}^n_{мин} = 25^4 = 4 \cdot 10^5,$$

которому число каскадов $n = 4$ удовлетворяет. Таким образом, останавливаемся на усилителе, содержащем четыре каскада.

Находим время установления одиночного каскада (9.33)

$$t_{y1} = \frac{t_{y. \text{вх}}}{N(n)} = \frac{0,1}{2,3} = 0,044 \text{ мксек.}$$

Полагая, что в каждом каскаде будет содержаться по 2 конденсатора, влияющих на завал плоской части, определяем $n_n = 8$ и

$$G_1 = \frac{G}{n_n} = \frac{0,02}{8} = 0,0025.$$

Добротность транзисторов. При использовании транзисторов в широкополосных усилителях (кроме схемы на резисторах) их пригодность для указанной цели удобно характеризовать добротностью

$$D = K_0 F_{\text{в1}} = \frac{S_0 r_0}{2\pi(\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{бк}})}. \quad (9.42)$$

Иногда пользуются несколько иным понятием добротности, определяя последнюю, как отношение усиления к времени установления:

$$D_t = \frac{K_0}{t_{y1}} = 3,4D. \quad (9.43)$$

Оба соотношения дают возможность легко оценить, какие усиление и полосу пропускания (или усиление и время установления) может обеспечить данный транзистор.

3. УСИЛИТЕЛИ НА РЕЗИСТОРАХ

Простейший широкополосный усилитель с частотной характеристикой вида (9.16) может быть выполнен по схеме на резисторах. Однако недостатком этого усилителя является слабая зависимость полосы пропускания от сопротивления коллекторной нагрузки R_k , в результате чего иногда невозможно получить заданную ширину полосы. Минимальное и максимальное значение верхней граничной частоты одиночного каскада, отсчитываемой на уровне 0,7, получаются соответственно при $R_k \gg \frac{1}{g}$ и $R_k \ll r_0$:

$$\left. \begin{aligned} F_{\text{в1 мин}} &= \frac{gr_0}{2\pi(\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{бк}})}; \\ F_{\text{в1 макс}} &= \frac{1}{2\pi\tau}. \end{aligned} \right\} \quad (9.44)$$

Практически целесообразно применять схему на резисторах только при выполнении условия

$$2\pi F_{\text{в1}}\tau \leq 0,2 \div 0,3, \quad (9.45)$$

или, в случае расчета по заданной длительности фронта,

$$\tau \leq (0,1 \div 0,2) t_{y1}. \quad (9.46)$$

Если полосу требуется сделать уже, чем следует из (9.44), необходимо выбрать другой тип транзистора с большей величиной постоянной времени τ или применить шунтирование нагрузки емкостью.

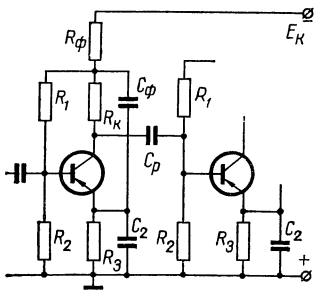


Рис. 9.3. Принципиальная схема широкополосного усилителя на резисторах.

Схема усилителя на резисторах может сочетаться с большинством схем питания и стабилизации режима, рассмотренных в гл. 2 и 3. В частности, если не предъявляются требования особо жесткой стабильности режима работы, наиболее целесообразно выполнять усилитель с однокаскадной стабилизацией по схемам рис. 2.8 и 2.9. Могут также использоваться и двухкаскадные схемы стабилизации (рис. 2.10 и 2.11). Последние более выгодны еще и тем, что содержат меньшее число конденсаторов, влияющих на частотную характеристику в области низких частот.

Один из распространенных вариантов схем усилителей на резисторах показан на рис. 9.3. Стабилизация режима осуществляется в нем по схеме рис. 2.9. Конденсатор развязывающего фильтра питания $C_{\text{ф}}$ включен на эмиттер для снижения влияния эмиттерного конденсатора C_2 на температурную стабильность коэффициента усиления.

Основным моментом расчета схемы является определение необходимой величины сопротивления резистора коллекторной нагрузки $R_{\text{к}}$. Если из предварительного расчета известна верхняя граничная частота одиночного каскада $F_{\text{в1}}$, максимальная допустимая величина сопротивления $R_{\text{к}}$ определяется по формуле

$$R_{\text{к, макс}} = r_{\text{б}} \frac{1 - 2\pi F_{\text{в1}}\tau}{2\pi F_{\text{в1}}(\tau + S_0 r_{\text{б}}^2 C_{\text{бк}}) - gr_{\text{б}}}, \quad (9.47)$$

а если известно время установления одиночного каскада t_{y1} , то по формуле

$$R_{\text{к, макс}} = r_{\text{б}} \frac{t_{y1} - 1,85\tau}{1,85(\tau + S_0 r_{\text{б}}^2 C_{\text{бк}}) - gr_{\text{б}} t_{y1}}. \quad (9.48)$$

При расчете по этим формулам значение $R_{к. макс}$ может получиться отрицательным. Если отрицательными окажутся числители этих выражений, выбранный транзистор в схеме на резисторах не может обеспечить получение заданных показателей. При отрицательных величинах знаменателей можно взять любую величину $R_{к}$, но реальная полоса пропускания окажется шире заданной, а время установления — меньше заданного. Обычно последний случай является практически приемлемым, так как частотные и фазовые искажения или искажения фронта сигнала получаются менее допустимых. В случае необходимости полосу можно уменьшить, шунтируя нагрузку дополнительной емкостью.

Далее следует проверить, является ли найденное значение $R_{к}$ приемлемым с точки зрения обеспечения режима питания. Необходимо, чтобы падение постоянного напряжения на этом сопротивлении

$$i_{0к}R_{к} \leq E_{к} - [u_{0к} + i_{0к}(R_{з} + R_{ф}) + i_{п}R_{ф}], \quad (9.49)$$

где $i_{п}$ — ток потенциометра R_1, R_2 .

При слишком большой величине сопротивления $R_{к}$, определяемой из (9.47) или (9.48), последнее необходимо уменьшить до значения, удовлетворяющего условию (9.49). После окончательного уточнения величины сопротивления $R_{к}$, можно подсчитать эквивалентное сопротивление нагрузки

$$\frac{1}{R_{эқв}} = \frac{1}{R_{к}} + g \quad (9.50)$$

и определить усиление каскада по напряжению

$$K_0 = S_0 R_{эқв}. \quad (9.51)$$

При необходимости подсчитывают постоянную времени для верхних частот

$$\tau_{в} = \left[\tau \left(\frac{1}{R_{к}} + \frac{1}{r_0} \right) + S_0 r_0 C_{бк} \right] R_{эқв} \quad (9.52)$$

и определяют фактические значения

$$F_{в1} = \frac{1}{2\pi\tau_{в}} \text{ и } t_{y1} = 1,85\tau_{в}. \quad (9.53)$$

Емкость разделительного конденсатора находят по нижней граничной частоте или по допустимому завалу плоской части G_1 и длительности импульсов t_n

$$\left. \begin{aligned} C_p &= \frac{1}{2\pi F_n R_k \sqrt{M_{нс}^2 - 1}}, \\ \text{или} \\ C_p &= \frac{t_n}{G_1 R_k} = \frac{n_n t_n}{G R_k}. \end{aligned} \right\} \quad (9.54)$$

Последние формулы дают приемлемую точность при $R_k < R_t$. Если это условие не соблюдается, то вместо $\frac{1}{R_k}$ следует подставлять

$$\frac{1}{R'_k} = \frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_t}.$$

Частотная характеристика усилителя на резисторах в области низких частот имеет простейшую форму и описывается выражением

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\tau_p)^2}}},$$

где

$$\tau_p = \frac{C_p}{\frac{1}{R_t} + \frac{1}{R_k}}$$

— постоянная времени разделительной цепи.

Качество воспроизведения низких частот улучшается с увеличением сопротивления R_k , следовательно, его целесообразно делать возможно большим, учитывая лишь ограничения (9.47), (9.48) и (9.49). Остальные элементы относятся к схеме стабилизации режима и рассчитываются по методике, изложенной в гл. 2.

4. УСИЛИТЕЛИ С КОМПЕНСАЦИЕЙ

Невозможность полностью реализовать добротность транзистора в схеме на резисторах обусловлена неблагоприятным характером частотной зависимости входной проводимости \dot{Y} (1.13). Так как

входная проводимость следующего транзистора входит в качестве основного элемента в нагрузку предыдущего каскада, ее неравномерность в диапазоне частот обуславливает ухудшение частотной характеристики и не дает возможность получить широкую полосу пропускания. Для устранения этого явления можно использовать схему компенсации неравномерности входной проводимости.

Схема усилителя с компенсацией (рис. 9.4) отличается от усилителя на резисторах тем, что параллельно входу следующего каскада включают компенсирующую цепочку RL . С помощью конденсатора C_1 присоединяют нижний конец компенсирующей цепоч-

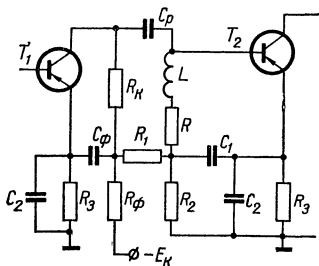


Рис. 9.4. Принципиальная схема усилителя с компенсацией.

ки к эмиттеру транзистора T_2 . На средних и высоких частотах конденсатор C_1 практически не влияет на форму частотной характеристики. На низких частотах этот конденсатор увеличивает полное сопротивление в цепи базы второго транзистора и тем осуществляет коррекцию частотной характеристики. База транзистора T_2 питается от делителя R_1, R_2 через компенсирующую цепочку, что устраняет шунтирование входа второго каскада этими сопротивлениями.

Подбором постоянной времени компенсирующей цепочки можно добиться получения простейшей формы частотной характеристики (9.16) или получить частотную характеристику второго порядка (9.17). Для построения широкополосных усилителей практический интерес представляют оба случая, причем, при простейшей форме частотной характеристики усилитель оказывается малочувствительным к влиянию разброса параметров и изменений режима работы. Последнее является ценным при серийном производстве и при создании многоканальных усилителей с идентичными характеристиками.

Для получения простейшей частотной характеристики (9.16) постоянную времени компенсирующей цепочки $\tau_L = \frac{L}{R}$ необходимо взять равной постоянной времени транзистора τ . Выполнив это условие и обозначив

$$\frac{1}{R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{1}{R} + g, \quad (9.55)$$

получим:

$$F_{\text{ВЛ}} = \left. \begin{array}{l} K_0 = S_0 R_{\text{ЭКВ}}; \\ \frac{1}{2\pi(\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{БК}})} \cdot \frac{r_0}{R_{\text{ЭКВ}}} \end{array} \right\} \quad (9.56)$$

При этом, уменьшая $R_{\text{ЭКВ}}$, верхнюю граничную частоту полосы пропускания можно сделать сколь угодно большой. Однако при этом пропорционально уменьшается усиление K_0 . Такой результат полностью аналогичен получаемому в ламповых усилителях на резисторах при уменьшении их сопротивления нагрузки. Так как усилители с компенсацией могут иметь различные частотные характеристики, рассмотрим некоторые варианты их расчета.

Вариант расчета для получения простейшей частотной характеристики. Элементы схемы можно однозначно рассчитать по найденным в предварительном расчете значениям $F_{\text{ВЛ}}$ или t_{y1} . Сначала

следует найти необходимое значение эквивалентного сопротивления нагрузки

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{экв}} &= \frac{r_0}{2\pi F_{\text{вл}} (\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{бк}})}, \\ \text{или} \\ R_{\text{экв}} &= 0,54 \frac{r_0^4 y_1}{\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{бк}}}. \end{aligned} \right\} \quad (9.57)$$

Затем находят величины элементов схемы:

$$R = \frac{R_{\text{экв}}}{1 - gR_{\text{экв}}}; \quad (9.58)$$

$$L = \tau R. \quad (9.59)$$

Если величина R окажется отрицательной, то это значит, что реальная полоса получается шире заданной, и применять схему с компенсацией не нужно. Можно применить усилитель на резисторах.

Вариант расчета для получения максимально плоской частотной характеристики. Величину эквивалентного сопротивления нагрузки определяют из условия

$$R_{\text{экв}} = \frac{r_0 \sqrt[4]{\frac{n}{VM^2} - 1}}{2\pi F_{\text{в}} (\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{бк}})}. \quad (9.60)$$

Если она удовлетворяет условию

$$R_{\text{экв}} \leq \frac{0,5}{g}, \quad (9.61)$$

то ее используют для дальнейших расчетов. В противном случае получить максимально плоскую частотную характеристику невозможно и применять схему с компенсацией при использовании данного транзистора не нужно. Далее вычисляют коэффициенты:

$$b_1 = 1 + \frac{r_0}{R_{\text{экв}}} \cdot \frac{\tau}{\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{бк}}}; \quad (9.62)$$

$$a_1 = \sqrt{1 + b_1^2} - 1 \quad (9.63)$$

и величины элементов схемы: R по формуле (9.58) и

$$L = a_1 R (\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{бк}}) \frac{R_{\text{экв}}}{r_0}. \quad (9.64)$$

Вариант расчета для случая усилителя, не меняющего длительности фронта. Необходимую величину эквивалентного сопротивления нагрузки определяют по формуле

$$R_{\text{экв}} = \frac{(0,2 \div 0,25) r_{\text{бт.вк}}}{\tau + S_0 r_0^2 C_{\text{бк}}}, \quad (9.65)$$

проверяют выполнение условия (9.61), вычисляют коэффициенты: b_1 по формуле (9.62) и

$$a_1 = (1,1 \div 1,2) (\sqrt{1 + b_1^2} - 1), \quad (9.66)$$

а затем находят R по формуле (9.58) и L по формуле (9.64).

Расчет усилителя с компенсацией для области низких частот. Используя корректирующие свойства цепочки RC_1 в области низких частот, можно получить простейшую или максимально плоскую частотную характеристику:

$$\left. \begin{aligned} \frac{K}{K_0} &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{d}{\omega\tau_p}\right)^2}}; \\ \frac{K}{K_0} &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{d}{\omega\tau_p}\right)^2 \frac{1}{1 + (1 - d^2)(\omega\tau_p)^2}}} \end{aligned} \right\} \quad (9.67)$$

где

$$d = gR_{\text{экв}} = \frac{gR}{1 + gR}; \quad (9.68)$$

$$\tau_p = \frac{C_p}{\frac{1}{R_l} + \frac{1}{R_k}}. \quad (9.69)$$

Простейшая форма частотной характеристики получается при выполнении равенства

$$C_1 R = \tau_p, \quad (9.70)$$

а уплощенная при

$$C_1 R = \tau_p \sqrt{1 - d^2}. \quad (9.71)$$

Если задана нижняя граничная частота и найдена величина $M_{\text{нс}}$ (9.22), то в обоих рассматриваемых случаях вычисляют величину постоянной времени разделительной цепочки

$$\tau_p = \frac{d}{2\pi F_{\text{н}} \sqrt{M_{\text{нс}}^2 - 1}}. \quad (9.72)$$

При расчете по допустимому завалу плоской части импульса G_1 (9.34) эту постоянную времени вычисляют по формуле

$$\tau_p = d \frac{t_n}{G_1}. \quad (9.73)$$

Далее, исходя из условия (9.49), определяют максимальную допустимую величину сопротивления резистора R_K и рассчитывают емкость разделительного конденсатора

$$C_p = \tau_p \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_K} \right) \approx \frac{\tau_p}{R_K}. \quad (9.74)$$

Корректирующий конденсатор C_1 для случая простейшей частотной характеристики рассчитывается по формуле

$$C_1 = \frac{\tau_p}{R}, \quad (9.75)$$

а для случая уплощенной характеристики — по формуле

$$C_1 = \frac{\tau_p}{R} \sqrt{1 - d^2}. \quad (9.76)$$

Определение величин остальных элементов относится к расчету питания и температурной стабилизации.

Пример 2. Рассчитать каскад усилителя с компенсацией по данным предварительного расчета, полученным в примере 1.

Вычисляем эквивалентное сопротивление нагрузки (9.57)

$$R_{\text{экр}} = 0,54 \frac{r_{\sigma} t_{y1}}{\tau + S_0 r_{\sigma}^2 C_{\text{БК}}} = 0,54 \frac{50 \cdot 4,4 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot 10^{-9} + 0,04 \cdot 50^2 \cdot 10^{-11}} = 400 \text{ ом}$$

и находим параметры компенсирующей цепочки (9.58) и (9.59):

$$R = \frac{R_{\text{экр}}}{1 - gR_{\text{экр}}} = \frac{400}{1 - 1,6 \cdot 10^{-3} \cdot 400} = 1,1 \text{ ком};$$

$$L = \tau R = 2 \cdot 10^{-9} \cdot 1100 = 2,2 \cdot 10^{-6} \text{ гн.}$$

Определяем постоянную времени разделительной цепи (9.73)

$$\tau_p = gR_{\text{экр}} \frac{t_n}{G_1} = 1,6 \cdot 10^{-3} \cdot 400 \frac{2 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 10^{-4}} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ сек.}$$

Выбираем в соответствии с (9.49) $R_K = 5,1 \text{ ком}$ и вычисляем емкость разделительного конденсатора (9.74)

$$C_p \approx \frac{\tau_p}{R_K} = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{5,1 \cdot 10^3} = 0,1 \text{ мкф.}$$

Находим емкость корректирующего конденсатора (9.75)

$$C_1 = \frac{\tau_p}{R} = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{1100} = 0,5 \text{ мкф.}$$

5. УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Применяя отрицательную обратную связь, можно также создавать широкополосные усилители и полностью реализовать в них добротность транзисторов. Подбирая цепи обратной связи, можно получать простейшие частотные характеристики и частотные характеристики высших порядков. Однако в многокаскадных усилителях, вследствие взаимного влияния каскадов и критичности подбора элементов цепей обратной связи, практически трудно реализовать характеристики сложной формы. Поэтому целесообразно применять усилители с обратной связью, имеющие частотные характеристики простейшего вида (9.16).

Усилитель с обратной связью параллельного типа. Вариант схемы такого усилителя показан на рис. 9.5. Здесь обратной связью через сопротивление $Z_{o.c}$ охвачен второй каскад на транзисторе T_2 .

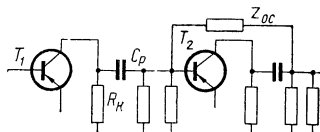


Рис. 9.5. Принципиальная схема усилителя с отрицательной обратной связью параллельного типа.

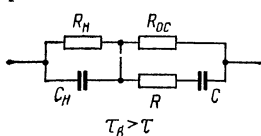
Так как сопротивление постоянному току цепочки обратной связи $Z_{o.c}$ обычно достаточно велико, ее можно включать между каскадами без разделительного конденсатора. Рассматриваемый усилитель легко сочленяется с любой из описанных в гл. 2 схем стабилизации режима. В связи с этим на рис. 9.5 не показаны остальные элементы цепей питания и стабилизации.

Хотя в схеме (рис. 9.5) обратной связью охвачен второй каскад, обратная связь влияет на усиление по напряжению первого каскада на транзисторе T_1 . Это обстоятельство обусловлено тем, что ток через цепочку обратной связи $Z_{o.c}$ течет под воздействием усиленного вторым транзистором напряжения и дополнительно нагружает транзистор T_1 . Если же рассматривать усиление по току, то параллельная обратная связь влияет на усиление второго каскада, так как цепь обратной связи увеличивает его входной ток.

Для того, чтобы в многокаскадном усилителе частотные характеристики всех каскадов получались идентичными и определялись выражением (9.16), необходимо специально подобрать сопротивление обратной связи $Z_{o.c}$. Следует также подчеркнуть, что для

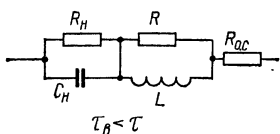
получения хорошей формы частотной характеристики на низких частотах сопротивление обратной связи должно включаться только между базами транзисторов (так, как показано на рис. 9.5). При включении этого сопротивления между коллекторами форма частотной характеристики в области низких частот будет существенно ухудшена.

Рассчитывают усилитель с обратной связью в следующем порядке. Вычислив предварительно по заданным значениям $F_{в1}$ или



t_{y1} постоянную времени усилителя в области высоких частот

$$\tau_{в} = \frac{1}{2\pi F_{в1}}, \text{ или } \tau_{в} = 0,54 t_{y1}, \quad (9.77)$$



в зависимости от соотношения между $\tau_{в}$ и постоянной времени транзистора τ используют одну из схем цепочек обратной связи, показанных на рис. 9.6. Величины входящих в эти цепочки элементов рассчитывают по формулам:

Рис. 9.6. Схемы корректирующих цепочек обратной связи.

$$R_{\text{ЭКВ}} = r_{б} \frac{\tau_{в}}{\tau + S_0 r_{б}^2 C_{бк}}; \quad (9.78)$$

$$R_{о.с} = K_{20} \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1 - g R_{\text{ЭКВ}}}; \quad (9.79)$$

для случая $\tau_{в} > \tau$

$$\left. \begin{aligned} R &= R_{о.с} \frac{\tau}{\tau_{в} - \tau}; \\ C &= \frac{\tau_{в} - \tau}{R_{о.с}}; \end{aligned} \right\} \quad (9.80)$$

для случая $\tau_{в} < \tau$

$$\left. \begin{aligned} R &= R_{о.с} \frac{\tau - \tau_{в}}{\tau_{в}}; \\ L &= (\tau - \tau_{в}) R_{о.с}. \end{aligned} \right\} \quad (9.81)$$

Здесь K_{20} — усиление второго каскада на средних частотах.

Если сопротивление $R_{о.с}$ (9.79) окажется отрицательным, усилитель даже без всякой обратной связи будет иметь полосу пропускания более широкую, чем задано, и его можно выполнить по схеме на резисторах. При частном значении $\tau_{в} = \tau$ вид цепочки обратной связи упрощается: она состоит только из одного резистора $R_{о.с}$, сопротивление которого определяется по формуле (9.79).

Для обеспечения простейшей формы частотной характеристики в области низких частот

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_H}\right)^2}} \quad (9.82)$$

и для получения идентичных характеристик всех каскадов служат элементы R_H и C_H цепочки обратной связи (рис. 9.6). Определив необходимое значение постоянной времени усилителя для области низких частот

$$\left. \begin{aligned} \tau_H &= \frac{1}{2\pi F_H \sqrt{M_{HC}^2 - 1}}, \\ \text{или} \quad \tau_H &= \frac{t_H}{G_I} \end{aligned} \right\} \quad (9.83)$$

и выбрав, исходя из условия (9.49), допустимую величину сопротивления резистора коллекторной нагрузки R_K , находят величины остальных элементов схемы:

$$\left. \begin{aligned} C_P &= \frac{\tau_H g}{1 + \frac{R'_K}{R_{ЭКВ}}}; \\ R_H &= \frac{R_{0.c} + K_{20} R'_K}{g R'_K}; \\ C_H &= \frac{\tau_H}{R_H}, \end{aligned} \right\} \quad (9.84)$$

где $\frac{1}{R'_K} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_K}$.

Если цепочку обратной связи $Z_{0.c}$ включить не между базами, а между коллекторами, то частотная характеристика в области низких частот будет иметь сложную форму. При этом в принципе можно подобрать такую цепочку обратной связи, которая обеспечит коррекцию низких частот и получение уплощенной частотной характеристики. Однако подбор величин ее элементов весьма критичен, а схема оказывается чувствительной к влиянию разброса параметров. Поэтому при серийном производстве целесообразнее использовать схему рис. 9.5 и обеспечивать получение только простейшей частотной характеристики (9.82).

Пример 3. Рассчитать по тем же данным, что и в примере 2, усилитель с параллельной обратной связью (рис. 9.5).

Определив, как и в предыдущем примере, $R_{\text{экв}} = 400 \text{ ом}$ (9.57) и учитывая, что все каскады должны быть идентичными, находим

$$K_{20} = S_0 R_{\text{экв}} = 0,04 \cdot 400 = 16.$$

Определяем сопротивление обратной связи (9.79)

$$R_{\text{о. с}} = K_{20} \frac{R_{\text{экв}}}{1 - gR_{\text{экв}}} = 16 \frac{400}{1 - 1,6 \cdot 10^{-3} \cdot 400} \approx 18 \text{ ком}$$

и постоянную времени усилителя для области высоких частот (9.77)

$$\tau_{\text{в}} = 0,54t_{y1} = 0,54 \cdot 0,044 \cdot 10^{-6} = 0,024 \cdot 10^{-6} \text{ сек.}$$

Так как эта постоянная времени оказывается большей, чем τ , цепочка обратной связи должна состоять из сопротивлений и емкости (рис. 9.6). Вычисляем величины ее элементов (9.80):

$$R = R_{\text{о. с}} \frac{\tau}{\tau_{\text{в}} - \tau} = 18 \frac{0,002}{0,024 - 0,002} = 1,6 \text{ ком};$$

$$C = \frac{\tau_{\text{в}} - \tau}{R_{\text{о. с}}} = \frac{24 \cdot 10^{-9} - 2 \cdot 10^{-9}}{18 \cdot 10^3} = 1,2 \text{ нф.}$$

Такую малую емкость можно не ставить в цепь обратной связи и ограничиться одним лишь сопротивлением $R_{\text{о. с}}$.

Для расчета элементов, влияющих на работу усилителя в области низких частот, определяем постоянную времени (9.83)

$$\tau_{\text{н}} = \frac{t_{\text{н}}}{G_1} = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{0,0025} = 8 \cdot 10^{-4} \text{ сек.}$$

Выбрав, как и в предыдущем примере, $R_{\text{к}} = 5,1 \text{ ком}$ и приближенно считая $R'_{\text{к}} \approx R_{\text{к}} = 5,1 \text{ ком}$, находим:

$$C_{\text{п}} = \frac{\tau_{\text{н}} g}{1 + \frac{R'_{\text{к}}}{R_{\text{экв}}}} = \frac{8 \cdot 10^{-4} \cdot 1,6 \cdot 10^{-3}}{1 + \frac{5,1 \cdot 10^3}{400}} \approx 0,1 \text{ мкф};$$

$$R_{\text{н}} = \frac{R_{\text{о. с}} + K_{20} R'_{\text{к}}}{g R'_{\text{к}}} = \frac{18 \cdot 10^3 + 16 \cdot 5,1 \cdot 10^3}{1,6 \cdot 10^{-3} \cdot 5,1 \cdot 10^3} \approx 12 \text{ ком};$$

$$C_{\text{н}} = \frac{\tau_{\text{н}}}{R_{\text{н}}} = \frac{8 \cdot 10^{-4}}{12 \cdot 10^3} = 0,068 \text{ мкф.}$$

Усилитель с обратной связью последовательного типа. Одна из наиболее легко реализуемых схем широкополосных усилителей с отрицательной обратной связью показана на рис. 9.7. В этом усилителе обратная связь осуществляется с помощью сопротивления обратной связи $Z_{\text{о. с}}$, включенного последовательно в цепь эмиттера, причем в образовании петли обратной связи участвует также выходное сопротивление предыдущего каскада. Рассматриваемый усилитель легко сочленяется с любой из описанных в

гл. 2 схем стабилизации режима. Подбором сопротивления обратной связи $\dot{Z}_{o.c}$ в нем можно добиться повторяемости свойств каскадов, получить простейшую частотную характеристику (9.16) или частотную характеристику второго порядка (9.17).

Схему для получения простейшей частотной характеристики рассчитывают в следующем порядке. По известным из предварительного расчета значениям $F_{в1}$ или t_{y1} определяют с помощью соотношения (9.57) величину эквивалентного сопротивления нагрузки $R_{эkv}$ и находят допустимую величину сопротивления коллекторного резистора R_k (9.49). Далее рассчитывают сопротивление обратной связи

$$R_{o.c} = R_k \frac{1 - gR_{эkv}}{S_0 R_{эkv}}. \quad (9.85)$$

В области низких частот характеристика усилителя имеет простейший вид (9.82). Определив по формуле (9.83) постоянную времени τ_n , находят необходимую величину емкости разделительного конденсатора

$$C_p = \tau_n \frac{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_k}}{1 + h_{21} \frac{R_{o.c}}{R_k}}. \quad (9.86)$$

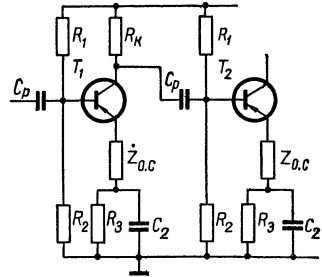


Рис. 9.7. Принципиальная схема усилителя с отрицательной обратной связью последовательного типа.

Рассмотрим случай получения частотной характеристики второго порядка, так как в этом отношении схема рис. 9.7 является наиболее эффективной и может давать в точности такие же результаты, как и ламповая схема с простой высокочастотной коррекцией. При использовании в качестве сопротивления обратной связи $\dot{Z}_{o.c}$ параллельно включенных резистора $R_{o.c}$ и конденсатора $C_{o.c}$ частотная характеристика усилителя имеет вид

$$\dot{K} = K_0 \frac{1 + jx a_1}{1 + jx + (jx)^2 a_1} \quad (9.87)$$

или по модулю

$$\frac{K}{K_0} = \sqrt{\frac{1 + a_1^2 x^2}{1 + (1 - 2a_1)x^2 + a_1^2 x^4}}, \quad (9.88)$$

где x — нормированная частота (9.15);

$$a_1 = \frac{C_{o.c} R_{o.c}}{\tau + S_0 r_0^2 C_{бк}} \cdot \frac{r_6}{R_{эkv}} \quad (9.89)$$

— коэффициент коррекции. Значение $a_1 = 0,41$ обеспечивает получение максимально плоской частотной характеристики, а значение $a_1 = 0,32$ дает наиболее линейную фазовую характеристику.

При необходимости рассчитать многокаскадный усилитель с максимально плоской частотной характеристикой по заданной общей полосе пропускания F_B и найденному в предварительном расчете числу каскадов n находят необходимое эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R_{\text{экв}} = r_6 \frac{0,22 \sqrt[4]{\frac{n}{\sqrt{M^2 - 1}}}}{F_B}, \quad (9.90)$$

а затем вычисляют сопротивление резистора обратной связи $R_{o.c}$ (9.85) и емкость конденсатора обратной связи

$$C_{o.c} = a_1 (\tau + S_0 r_6^2 C_{\text{брк}}) \frac{R_{\text{экв}}}{r_6 R_{o.c}}, \quad (9.91)$$

включаемых параллельно в качестве сопротивления обратной связи $Z_{o.c}$ в цепь эмиттера. В выражение (9.91) в данном случае следует подставлять $a_1 = 0,41$, соответствующее получению уплощенной частотной характеристики.

Схема с обратной связью последовательного типа (рис. 9.7) является наиболее целесообразной для использования в усилителях, не меняющих длительности фронта усиливаемых сигналов. Для этого, как указывалось выше, нормированная частотная характеристика (9.88) должна иметь максимум на частоте

$$x_1 = \frac{1,85 (\tau + S_0 r_6^2 C_{\text{брк}}) R_{\text{экв}}}{r_6 t_{y. \text{вх}}}. \quad (9.92)$$

Величина и положение этого максимума зависят от значения коэффициента коррекции a_1 :

$$x_1 = \frac{\sqrt{-1 + \sqrt{a_1^2 + 2a_1}}}{a_1}. \quad (9.93)$$

Для того, чтобы транзистор в усилителе использовался достаточно эффективно и чтобы на вершине сигнала не появлялись выбросы, значения коэффициента коррекции следует выбирать в пределах $a_1 = 0,45 \div 0,5$.

Решая выражения (9.92) и (9.93) относительно эквивалентного сопротивления нагрузки, получаем

$$R_{\text{экв}} = 0,54 \frac{r_6 t_{y. \text{вх}} \sqrt{-1 + \sqrt{a_1^2 + 2a_1}}}{a_1 (\tau + S_0 r_6^2 C_{\text{брк}})}. \quad (9.94)$$

Чтобы оценить величину получающихся выбросов, необходимо с помощью выражения (9.93) найти соответствующее максимуму частотной характеристики значение x_1 и вычислить в этой точке ординату частотной характеристики $\frac{K_{\text{макс}}}{K_0}$ (9.88) для выбранного значения коэффициента коррекции a_1 . Величину возникающих выбросов оценивают по формулам:

$$\epsilon = \frac{1}{2} \left[0,9 \left(\frac{K_{\text{макс}}}{K_0} \right)^n - 1 \right] \quad (9.95)$$

для фронта экспоненциальной формы и

$$\epsilon = \frac{1}{2} \left[1,08 \left(\frac{K_{\text{макс}}}{K_0} \right)^n - 1 \right] \quad (9.96)$$

для трапецидального фронта сигнала на входе. Из этих формул следует, что при трапецидальной форме фронта на вершине сигнала в рассматриваемом случае обязательно появляются выбросы. При экспоненциальном фронте входного сигнала выбросы могут отсутствовать, о чем свидетельствуют отрицательные значения ϵ , получаемые из выражения (9.95). Если при расчете величина выбросов окажется больше допустимой, следует несколько уменьшить значение коэффициента коррекции a_1 и повторить все вычисления. Затем находят величины параметров цепочки обратной связи $R_{o.c}$ (9.85) и $C_{o.c}$ (9.91) для окончательно выбранного коэффициента коррекции a_1 .

Расчет элементов схемы, влияющих на работу усилителя в области низких частот, заключается в определении емкостей разделительного и блокирующего конденсаторов. Для этого вычисляют постоянную времени τ_n (9.83) и находят емкость разделительного конденсатора C_p (9.86). Емкость блокирующего конденсатора цепи стабилизации режима рассчитывают в соответствии с изложенным в гл. 2. Для этого, если заданы длительность импульсов t_n и допустимый завал плоской части G_1 , из выражений (9.83) следует определить соответствующую им нижнюю граничную частоту полосы пропускания F_n .

Пример 4. Рассчитать каскад усилителя, не меняющего длительности фронта входного сигнала $t_{y.вх} = 0,1$ мксек.

Наиболее целесообразной для этого является схема усилителя с последовательной обратной связью (рис. 9.7). Выбираем транзистор типа ГТЗ08А, работающий в исходном режиме $i_{0к} = 3$ ма, $u_{0к} = 4$ в, э. д. с. источника питания $E_k = 12$ в. Параметры транзистора в исходном режиме работы: $S_0 = 100$ ма/в, $g = 4 \cdot 10^{-3}$ сим, $\tau = 10^{-8}$ сек, $r_g = 60$ ом, $C_{0к} = 8$ пф.

Выбираем величину коэффициента коррекции $a_1 = 0,5$ и определяем необходимую величину эквивалентного сопротивления нагрузки (9.94)

$$R_{\text{экр}} = 0,54 \frac{r_6 t_{\text{у. вх}} \sqrt{-1 + \sqrt{a_1^2 + 2a_1}}}{a_1 (\tau + S_0 r_6^2 C_{\text{бк}})} =$$

$$= 0,54 \frac{60 \cdot 10^{-7} \sqrt{-1 + \sqrt{0,5^2 + 2 \cdot 0,5}}}{0,5 (10^{-8} + 0,1 \cdot 60^2 \cdot 8 \cdot 10^{-12})} = 175 \text{ ом.}$$

Приняв, что избыточное напряжение питания поровну распределяется между резисторами коллекторной нагрузки R_K и стабилизации режима R_S , находим

$$R_K = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_K - u_{0\text{к}}}{i_{0\text{к}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{12 - 4}{3 \cdot 10^{-3}} = 1,3 \text{ ком.}$$

Вычисляем величину сопротивления резистора обратной связи

$$R_{\text{о. с}} = R_K \frac{1 - g R_{\text{экр}}}{S_0 R_{\text{экр}}} = 1,3 \frac{1 - 4 \cdot 10^{-3} \cdot 175}{0,1 \cdot 175} = 22 \text{ ом}$$

и емкость конденсатора обратной связи

$$C_{\text{о. с}} = a_1 (\tau + S_0 r_6^2 C_{\text{бк}}) \frac{R_{\text{экр}}}{r_6 R_{\text{о. с}}} =$$

$$= 0,5 (10^{-8} + 0,1 \cdot 60^2 \cdot 8 \cdot 10^{-12}) \frac{175}{60 \cdot 22} = 820 \text{ пф.}$$

По заданным длительности импульса t_n и допустимому завалу плоской части G_1 могут быть рассчитаны постоянная времени τ_n (9.83) и емкость разделительного конденсатора C_p (9.86), что не вызывает затруднений.

Проверяем величину выбросов на вершине сигнала, получающихся на выходе усилителя (для определенности считаем, что весь усилитель содержит 3 идентичных каскада). Предварительно находим значение нормированной частоты, на которой частотная характеристика имеет максимум (9.93):

$$x_1 = \frac{\sqrt{-1 + \sqrt{a_1^2 + 2a_1}}}{a_1} = \frac{\sqrt{-1 + \sqrt{0,5^2 + 2 \cdot 0,5}}}{0,5} = 0,7$$

и вычисляем ординату частотной характеристики в этой точке (9.88)

$$\frac{K_{\text{макс}}}{K_0} = \sqrt{\frac{1 + a_1^2 x^2}{1 + (1 - 2a_1) x^2 + a_1^2 x^4}} =$$

$$= \sqrt{\frac{1 + 0,5^2 \cdot 0,7^2}{1 + (1 - 2 \cdot 0,5) \cdot 0,7^2 + 0,5^2 \cdot 0,7^4}} = 1,03.$$

Если входной сигнал имеет фронт экспоненциальной формы, то по формуле (9.95) находим

$$\epsilon = \frac{1}{2} \left[0,9 \left(\frac{K_{\text{макс}}}{K_0} \right)^n - 1 \right] = \frac{1}{2} [0,9 \cdot 1,03^3 - 1] < 0.$$

Так как значение ϵ получилось отрицательным, выбросов не будет. Если же входной сигнал имеет трапецевидальную форму, в соответствии с (9.96) величина выбросов составит около 10%.

6. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Выходные каскады широкополосных усилителей обычно служат для сочленения усилительного тракта с нагрузкой, которой может быть кабельная линия передачи, электроннолучевая трубка, ламповый каскад или какое-либо другое устройство, использующее усиленный сигнал. Характерной особенностью этих каскадов является то, что их нагрузка чаще всего имеет сравнительно большое сопротивление и емкостный характер или же представляет входное сопротивление кабельной линии. При высокоомной нагрузке на работу усилителя существенно влияет внутренняя обратная связь через коллекторную емкость $C_{\text{бк}}$. Ее действие сводится к дополнительному шунтированию на высоких частотах нагрузки предварительного усилителя и к ухудшению формы его частотной характеристики. Это обстоятельство должно быть учтено при расчете предоконечного каскада. Иногда целесообразно принять меры по устранению этого шунтирования. Последнее может быть достигнуто специальной коррекцией на входе оконечного каскада либо развязыванием высокоомной нагрузки от остального усилителя с помощью эмиттерного повторителя или каскадной схемы.

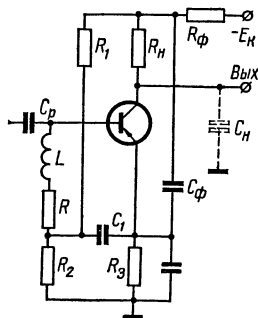


Рис. 9.8. Принципиальная схема выходного каскада широкополосного усилителя с высокоомной нагрузкой.

Выходной каскад с высокоомной нагрузкой. Простейшая схема выходного каскада широкополосного усилителя с высокоомной нагрузкой показана на рис. 9.8. Нагрузка транзистора состоит из включенного в цепь коллектора резистора $R_{\text{н}}$ и паразитной емкости $C_{\text{н}}$. Стабилизация режима в этом каскаде может осуществляться по схемам рис. 2.8 или 2.9. Максимальная амплитуда выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при симметричных относительно нуля сигналах не может быть получена большей, чем исходное коллекторное напряжение $u_{\text{ок}}$. Это следует учитывать при выборе э. д. с. источника питания $E_{\text{к}}$ и исходного режима работы. Последний выбирается в соответствии с изложенным в § 2 и 4 гл. 2.

Распределение напряжения питания между участками схемы для симметричных сигналов должно удовлетворять условиям:

$$\left. \begin{aligned} E_k &= u_3 + u_{0k} + U_{\text{вых}} + (i_{0k} + i_p) R_{\phi}; \\ u_{0k} &\geq 1,2U_{\text{вых}}; \\ u_3 + u_{0k} + U_{\text{вых}} &\leq 0,8u_{k. \text{ макс.}} \end{aligned} \right\} \quad (9.97)$$

Если усиливаемые сигналы однополярны, то вместо u_{0k} в (9.97) следует подставлять $u_{k. \text{ мин.}}$. Здесь $U_{\text{вых}}$ — максимально необходимая амплитуда выходного напряжения.

Схема выходного каскада (рис. 9.8) может использоваться в усилителях с умеренно широкой полосой пропускания. Для оценки возможности ее применения служит неравенство

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} F_{\text{в1}} &\leq \frac{10^{-8}}{r_0 C_{\text{бк}}} \\ \text{или} \quad \frac{U_{\text{вых}}}{t_{y1}} &\leq \frac{3 \cdot 10^{-8}}{r_0 C_{\text{бк}}} \end{aligned} \right\} \quad (9.98)$$

Так как выходное напряжение и полоса пропускания зависят от сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$, для получения заданных значений $F_{\text{в1}}$ и $U_{\text{вых}}$ необходимо еще подобрать величину исходного тока транзистора, пользуясь неравенством

$$i_{0k} \geq \frac{U_{\text{вых}} F_{\text{в1}} C_{\text{н}}}{1 - 400 U_{\text{вых}} F_{\text{в1}} r_0 C_{\text{бк}}} \quad (9.99)$$

В выражения (9.98) и (9.99) все величины следует подставлять в основных единицах (герцах, вольтах, фарадах и омах).

После выбора исходного режима работы рассчитывают сопротивление резистора нагрузки

$$R_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi F_{\text{в1}} (C_{\text{н}} + S_0 r_0 C_{\text{бк}})} \quad (9.100)$$

проверяют правильность выбранного режима и обеспечение заданного выходного напряжения $U_{\text{вых}}$. Влияние внутренней обратной связи через коллекторную емкость $C_{\text{бк}}$ сказывается на величине входной проводимости оконечного каскада

$$Y_{\text{вх}} = Y + \frac{j\omega C_{\text{бк}} K_{\text{РВХ}}}{1 + j\omega\tau} \quad (9.101)$$

где

$$\dot{K}_{\text{вых}} = \frac{\dot{S}R_H}{1 + j\omega(C_H + S_0 r_0 C_{\text{бк}})R_H} \quad (9.102)$$

— усиление этого каскада.

Так как проводимость $\dot{Y}_{\text{вх}}$ входит в состав нагрузки предоконечного каскада и очень неравномерна в диапазоне частот, необходимо на входе оконечного каскада компенсировать неравномерность $\dot{Y}_{\text{вх}}$, включая параллельно входу компенсирующую цепочку RL , для которой необходимо выполнение условий:

$$\left. \begin{aligned} R &= \frac{C_H R_H - \tau}{S_0 R_H C_{\text{бк}}} + r_0; \\ L &= R(C_H + S_0 r_0 C_{\text{бк}})R_H. \end{aligned} \right\} \quad (9.103)$$

В этом случае предоконечный каскад будет иметь частотную характеристику простейшего типа (9.16) с граничной частотой $F_{\text{вл}}$, определяемой соотношениями (9.55) и (9.56) для значения сопротивления R , вычисленного по формуле (9.103).

Выходные каскады с эмиттерным повторителем. Если нагрузка имеет емкость значительной величины ($C_H > 30 \div 50 \text{ нф}$), в качестве выходного каскада целесообразно применять эмиттерный повторитель. Благодаря наличию глубокой отрицательной обратной связи он малочувствителен к шунтирующему действию емкости нагрузки C_H и хорошо защищает предшествующий каскад от влияния этой емкости. Так как эмиттерный повторитель не дает усиления по напряжению ($K_{\text{вых}} \approx 1$), заданную амплитуду выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ обеспечивает предоконечный каскад, который в указанном случае должен выполняться по схеме с высокоомной нагрузкой (рис. 9.8). Поэтому получение максимально возможного

произведения $U_{\text{вых}}F_{\text{вл}}$ или отношения $\frac{U_{\text{вых}}}{t_{\text{yl}}}$ также будет ограничиваться выполнением условий (9.98). С этой точки зрения применение эмиттерного повторителя выигрыша не дает. Однако, вследствие ослабления влияния паразитной емкости нагрузки C_H эмиттерным повторителем, исходный ток предоконечного каскада может быть взят значительно меньшим, чем следует из (9.99) для случая, когда емкость C_H непосредственно шунтирует коллекторное сопротивление выходного каскада по схеме рис. 9.8.

Коэффициент усиления эмиттерного повторителя

$$\dot{K} = \frac{\dot{S} + \dot{Y}}{\dot{S} + \dot{Y} + \dot{Y}_i + \dot{Y}_H} \quad (9.104)$$

остается близким к единице практически во всем диапазоне рабочих частот, а его входная проводимость, являющаяся составной частью нагрузки предоконечного каскада,

$$Y_{вх} = \frac{Y}{1 + \frac{\dot{S} + Y}{Y_s + Y_H}} \quad (9.105)$$

имеет большую неравномерность на различных частотах, но невелика по абсолютной величине. Для случая, когда нагрузка выходного каскада состоит из сопротивления R_H и емкости C_H ,

$$Y_{вх} \approx \frac{1}{h_{21}R_H} + \frac{j\omega C_H}{h_{21}} + (j\omega)^2 \tau \left(\frac{C_H}{S_0 r_6} + C_{6к} \right). \quad (9.106)$$

Иначе говоря, включение эмиттерного повторителя как бы уменьшает в h_{21} раз влияние полной проводимости нагрузки на коллекторную цепь предоконечного усилителя. Но при емкостном характере нагрузки $Y_{вх}$ содержит отрицательную активную составляющую, что свидетельствует о потенциальной возможности самовозбуждения на высоких частотах. Для предотвращения самовозбуждения на входе эмиттерного повторителя нельзя включать индуктивности. Возникшее самовозбуждение может быть устранено включением последовательно в цепь базы резистора с сопротивлением несколько десятков ом.

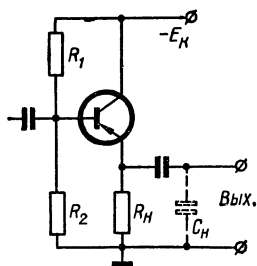


Рис. 9.9. Схема эмиттерного повторителя, работающего на емкостную нагрузку.

Чтобы зависящая от частоты входная проводимость эмиттерного повторителя существенно не влияла на частотную характеристику предоконечного каскада, проводимость остальных элементов его нагрузки должна значительно превышать величину входной проводимости (9.106). Обычно это условие удается выполнить без больших затруднений, так как по абсолютной величине входная проводимость эмиттерного повторителя невелика.

Схема эмиттерного повторителя, работающего на нагрузку со значительной паразитной емкостью C_H , показана на рис. 9.9. Резистор нагрузки R_H , включенный в цепь эмиттера, одновременно применяется для температурной стабилизации режима. Разделительный конденсатор C_p предотвращает попадание на элементы нагрузки постоянного напряжения, образующегося на резисторе R_H за счет протекания через него постоянной составляющей тока эмиттера. Если величина сопротивления резистора R_H недостаточна для обеспечения заданной стабильности режима, в цепь эмиттера можно

включить, как и в обычном усилителе (см. рис. 2.8), дополнительную цепочку стабилизации $R_3 C_2$.

Хотя частотная характеристика эмиттерного повторителя мало зависит от сопротивления нагрузки R_H и равномерна в очень широком интервале частот, для устранения специфических искажений усиливаемых сигналов величина этого сопротивления должна выбираться строго определенным образом. Дело в том, что паразитная емкость C_H , зарядившись во время пика эмиттерного тока, может запирать транзистор, вызывая срезание части сигнала. Для устранения этого нежелательного явления максимально допустимая величина сопротивления резистора R_H должна ограничиваться условием:

$$\left. \begin{aligned} R_H &\leq \frac{1}{(2 \div 3) F_{в1} C_H} \\ \text{или} \\ R_H &\leq \frac{t_{y1}}{(1 \div 2) C_H} \end{aligned} \right\} \quad (9.107)$$

Чтобы при этом обеспечивалась и заданная амплитуда выходного напряжения, исходный рабочий ток транзистора должен выбираться с учетом неравенства

$$i_{0к} \geq 1,2 \frac{U_{\text{ввых}}}{R_H} \quad (9.108)$$

при сигнале, симметричном относительно нуля. При однополярных сигналах возможные пределы изменения коллекторного тока должны удовлетворять условию

$$\Delta i_{к} \geq \frac{U_{\text{ввых}}}{R_H}, \quad (9.109)$$

а исходная рабочая точка выбирается на соответствующем конце динамической характеристики в зависимости от полярности подаваемого на эмиттерный повторитель сигнала.

Рассчитывают предоконечный каскад, предшествующий эмиттерному повторителю, так же, как и выходной каскад с высокоомной нагрузкой (рис. 9.8), но нагруженный на уменьшенную паразитную емкость

$$C'_H = \frac{C_H}{h_{21}}. \quad (9.110)$$

Кроме того, проводимость резистора коллекторной нагрузки предоконечного каскада $\frac{1}{R'_H}$ должна, по крайней мере, в несколько раз превосходить входную проводимость эмиттерного повторителя

(9.106) в пределах полосы пропускания всего усилительного тракта.

Работа эмиттерного повторителя на кабельную линию. При необходимости передавать усиленные сигналы по кабелю выходной каскад также должен выполняться по схеме эмиттерного повторителя. Возможны два варианта работы эмиттерного повторителя на кабельную линию, схемы которых показаны на рис. 9.10. Если длина кабеля не превосходит нескольких метров, можно использовать схему (рис. 9.10, а), в которой эмиттерный повторитель нагружен на несогласованный (разомкнутый на конце) кабель. В этом случае кабельная линия ведет себя как некоторая паразитная емкость

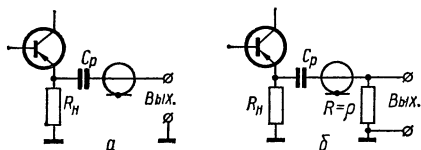


Рис. 9.10. Схемы эмиттерных повторителей, работающих на кабельную линию:

а — разомкнутую на конце; б — согласованную.

выходной конец кабеля нагружают на резистор (рис. 9.10, б), сопротивление которого равно волновому сопротивлению кабеля:

$$R = \rho. \quad (9.112)$$

В этом случае кабель ведет себя как активное сопротивление равное ρ . Но так как последнее обычно мало и не превышает 100 ом, получить большую амплитуду сигнала на выходе не удастся. Для увеличения этой амплитуды после кабеля приходится ставить дополнительный усилитель. Разделительные конденсаторы в схемах рис. 9.10 служат для предотвращения передачи по кабелю постоянного напряжения с резистора R_n и шунтирования последнего по постоянному току последующими элементами схемы.

Выходной каскад широкополосного усилителя по каскадной схеме. Наилучшие результаты при использовании в выходных каскадах широкополосных усилителей дает каскадная схема. В ней внутренняя обратная связь оказывается ослабленной настолько, что практически не влияет на форму частотной характеристики. Если э. д. с. источника питания E_k имеет достаточную величину, можно использовать каскадную схему с последовательным питанием (рис. 9.11). В этой схеме через оба транзистора протекает общий ток питания. Ток нижнего транзистора T_1 стабилизируется с помощью эмиттерной цепочки $R_1 C_2$, как и в обычных усилителях.

$$C_n = C_0 l, \quad (9.111)$$

где C_0 — погонная емкость кабеля; l — его длина.

Расчет этой схемы не отличается от приведенного выше расчета эмиттерного повторителя, работающего на нагрузку с паразитной емкостью C_n . При большей длине линии передачи вы-

Ток эмиттера верхнего транзистора T_2 всегда равен коллекторному току нижнего, и поэтому стабильность режима верхнего транзистора обеспечивается автоматически. Потенциометрический делитель R_1, R_2, R_3 определяет распределение напряжения питания между транзисторами. Коллекторное напряжение транзистора T_1 практически равно падению напряжения на резисторе R_2 :

$$u_{0к1} \approx i_{п}R_2, \quad (9.113)$$

а напряжение на транзисторе T_2

$$u_{0к2} = i_{п}R_1 - i_{0к}R_n. \quad (9.114)$$

Блокирующий конденсатор C_6 служит для закорачивания базы транзистора T_2 по переменному току на корпус. Его емкость выбирается исходя из условия

$$C_6 \gg \frac{g}{2\pi F_n}. \quad (9.115)$$

Если э. д. с. источника питания E_k недостаточно велика, можно использовать схему параллельного питания (рис. 2.11), в которой вместо резистора R_2 будет включено полное сопротивление нагрузки Z_n , включающее и паразитную емкость C_n .

Первый каскад каскодного усилителя нагружен на малое входное сопротивление второго каскада, включенного по схеме с общей базой. Так как первый каскад в результате этого не дает усиления по напряжению ($K_1 \approx 1$), действие обратной связи через емкость $C_{бк}$ сильно ослаблено, и она практически не влияет на работу предшествующего каскада. Во втором каскаде, вследствие включения транзистора по схеме с общей базой, внутренняя обратная связь получается также очень слабой. При использовании в каскодной схеме высокочастотных транзисторов частотная характеристика определяется только параметрами нагрузки.

В более простом варианте каскодного усилителя в коллекторную цепь включается только резистор R_n , а в состав нагрузки входит еще и паразитная емкость C_n . Частотная характеристика такого усилителя имеет простейший вид

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + [\omega(C_n + C_{бк})R_n]^2}}, \quad (9.116)$$

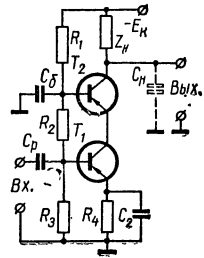


Рис. 9.11. Принципиальная схема каскодного выходного каскада широкополосного усилителя.

а необходимая величина сопротивления резистора

$$\left. \begin{aligned} R_H &= \frac{1}{2\pi F_{в1} (C_H + C_{бк})}, \\ \text{или } R_H &= 0,54 \frac{t_{y1}}{C_H + C_{бк}}. \end{aligned} \right\} \quad (9.117)$$

Некоторый выигрыш в широкополосности каскодного усилителя можно достичь, применив в нагрузке схему высокочастотной коррекции, аналогичную используемой в ламповых усилителях. Включив в коллекторную цепь второго транзистора цепочку, составленную из последовательно соединенных сопротивления R_H и индуктивности L_H , можно получить частотную характеристику вида (9.87), (9.88), где

$$\left. \begin{aligned} x &= \omega (C_H + C_{бк}) R_H; \\ a_1 &= \frac{L_H}{(C_H + C_{бк}) R_H^2}. \end{aligned} \right\} \quad (9.118)$$

При этом можно обеспечить получение максимально плоской частотной характеристики (при $a_1 = 0,41$) или получить выходной каскад с частотной характеристикой, обеспечивающей неизменную длительность фронта.

Для максимально плоской частотной характеристики элементы схемы рассчитываются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} R_H &= \frac{0,25}{F_{в1} (C_{бк} + C_H)}; \\ L_H &= a_1 (C_{бк} + C_H) R_H^2 \end{aligned} \right\} \quad (9.119)$$

при $a_1 = 0,41$.

Для усилителя, не меняющего длительности фронта,

$$R_H = 0,54 \frac{t_{y. \text{вх}} \sqrt{-1 + \sqrt{a_1^2 + 2a_1}}}{a_1 (C_{бк} + C_H)}, \quad (9.120)$$

а индуктивность L_H определяется с помощью формулы (9.119) для выбранного значения a_1 . Исходный коллекторный ток в каскодной схеме должен выбираться в соответствии с условиями (9.108) и (9.109).

7. НАЛАЖИВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Вследствие значительного разброса параметров транзисторов, а также в результате других неточностей, допущенных в процессе расчета и изготовления, усилитель может иметь показатели, отличающиеся от заданных. Поэтому в ряде случаев требуется экспериментальная доводка опытного образца, а иногда и настройка в процессе производства изготавливаемых серийно усилителей.

Основные работы по доводке опытного образца, кроме подгонки исходного режима работы, состоят в получении заданной полосы и в исправлении формы частотной характеристики. Могут также потребоваться меры по устранению самовозбуждения многокаскадных усилителей.

В усилителях на резисторах приходится только добиваться получения заданной полосы, так как частотная характеристика имеет простейшую форму и на высоких частотах всегда монотонно снижается. Если полоса пропускания со стороны высоких частот получается недостаточно широкой, то для ее расширения в небольших пределах целесообразно уменьшить исходный рабочий ток $i_{ок}$. Уменьшать для этой цели нагрузочные сопротивления резисторов R_k не следует, так как это приводит к ухудшению частотной характеристики в области низких частот. Для существенного расширения полосы необходимо выбрать другой тип высокочастотных транзисторов с меньшими постоянной времени τ и коллекторной емкостью $C_{бк}$. Так как при проектировании усилителей в большинстве случаев требуется, чтобы полоса пропускания была не уже заданной, расчет и экспериментальную проверку следует делать для транзисторов данного типа с худшими параметрами (с максимальными величинами постоянных времени τ и $r_0 C_{бк}$).

Если не обеспечивается заданная полоса со стороны низких частот, то прежде всего необходимо выяснить причину, которая вызывает сужение полосы. Попеременно увеличивая емкости разделительного конденсатора C_p и конденсатора C_2 , блокирующего эмиттерное сопротивление, определяют, какой из них вызывает сужение полосы. Номинал емкости этого конденсатора и следует увеличить до получения заданного значения F_n . В случае применения двухкаскадной схемы стабилизации режима (рис. 2.10, б и 2.11, б) частотная характеристика в области низких частот может получиться неравномерной, имея провал или резонансный пик. Выравнивание частотной характеристики достигается подбором отношения между величинами шунтирующих емкостей C_2 и C_3 . Резонансный пик обычно устраняется при увеличении емкости конденсатора C_3 , а провал — при увеличении C_p и C_2 .

В усилителях с компенсацией форма частотной характеристики в области высоких частот зависит от постоянной времени компенсирующей цепочки RL , а ширина полосы пропускания от величины сопротивления резистора R . Для расширения полосы последнее необходимо уменьшать. При получении частотной характеристики простейшей формы (9.16) подбор параметров компенсирующей цепочки не является критичным. После подбора величин R и L в опытном образце в выпускаемой серии подстройка этих элементов обычно не нужна. Если в усилителе необходимо получить максимально плоскую частотную характеристику или обеспечить неизменную длительность фронта, то требуется не только более тщательный подбор параметров компенсирующей цепочки, но и подстройка всех выпускаемых образцов усилителей.

Для этой цели компенсирующую индуктивность желательно выполнять с ферритовым подстроечным сердечником. Форму частотной характеристики можно подогнать с помощью свипгенератора визуально для каждого каскада в отдельности или сразу для всего усилителя. Поднятие частотной характеристики на верхних частотах или получение максимума в области верхних частот достигается увеличением индуктивности L . При уменьшении этой индуктивности частотная характеристика становится монотонно спадающей. В области низких частот на полосу пропускания и форму частотной характеристики влияют величины емкостей конденсаторов C_p и C_1 . Для расширения полосы в сторону низких частот емкость C_p следует увеличивать, а подбором емкости конденсатора C_1 устранить пик частотной характеристики на низких частотах и получить ее равномерный ход.

В усилителях с параллельной обратной связью форма частотной характеристики существенно зависит от подбора параметров цепочки обратной связи. Поэтому при доводке опытного образца необходимо тщательно подбирать элементы цепи обратной связи. В этом отношении схема с параллельной обратной связью хуже, чем с последовательной. Для общего расширения полосы в схеме с параллельной обратной связью следует уменьшать сопротивление резистора $R_{o.c.}$, а для исправления формы частотной характеристики в области верхних частот — подбирать величину элементов R и C (или L). Уменьшение емкости конденсатора C вызывает подъем характеристики на высоких частотах, а уменьшение R делает ход частотной характеристики более плавным. Для области низких частот слишком малая емкость конденсатора C_n вызывает появление пика на частотной характеристике, а слишком большая — заваливает характеристику и сужает полосу пропускания.

Для последовательной обратной связи при простейшей форме частотной характеристики необходимая величина полосы пропускания достигается подбором сопротивления резистора обратной связи $R_{o.c.}$. Форма частотной характеристики при этом не зависит от величины указанного сопротивления. Если же необходимо получить максимально плоскую частотную характеристику или сделать усилитель, не меняющий длительности фронта, то требуется тщательный подбор емкости конденсатора обратной связи $C_{o.c.}$. Причем, при серийном производстве необходима индивидуальная подстройка каскадов. Увеличение емкости $C_{o.c.}$ вызывает подъем частотной характеристики на верхних частотах и появление резонансного пика.

В выходных каскадах с высокоомной нагрузкой требуемую полосу пропускания получают подбором типа транзистора, а необходимое значение выходного напряжения $U_{вых}$ обеспечивается увеличением коллекторного тока. Исправление формы частотной характеристики предоконечного каскада достигается уменьшением сопротивления его нагрузки и в необходимых случаях — подбором компенсирующей цепочки. В каскодных схемах с корректирующей индуктивностью L_n для получения нужной формы частотной характеристики требуется подгонка этой индуктивности.

Особо следует остановиться на устранении самовозбуждения в многокаскадных усилителях. Самовозбуждение на высоких частотах устраняется развязыванием цепей питания с помощью развязывающих фильтров, рациональным размещением монтажа, разнесением входных и выходных каскадов усилителя и экранировкой отдельных его частей или даже полностью всего усилителя. Для предотвращения самовозбуждения на входе эмиттерных повторителей не должны включаться цепи, содержащие индуктивности. Помогает также включение резисторов с сопротивлением несколько десятков ом последовательно в цепь базы эмиттерного повторителя. Главной причиной самовозбуждения на высоких частотах остается все же паразитная электростатическая обратная связь, вызванная недостаточной экранировкой и неудачным монтажом.

В многокаскадных усилителях с большим коэффициентом усиления часто возникает самовозбуждение на низких частотах, обусловленное паразитной обратной связью через внутреннее сопротивление источника питания. Особенностью этого типа самовозбуждения является то, что его обычно не устраняют развязывающие фильтры. С увеличением емкости последних понижается только частота генерации, и поэтому фильтры не могут обеспечить эффективной развязки. Надежный способ борьбы с самовозбуждением на низких частотах — разбивка усилителя на две части и питание

их от отдельных источников. Если такой способ окажется неприемлемым, то в отдельных каскадах усилителя заменяют конденсаторы развязывающих фильтров на стабилитроны. При этом, вследствие малого динамического сопротивления последних, обеспечивается развязывание цепи на всех частотах, вплоть до нулевой. Обычно достаточно найти один-два неблагоприятных в отношении самовозбуждения каскадов и произвести в них указанную замену. Наиболее целесообразно попытаться это сделать в первом и последнем каскадах. Чтобы при включении стабилитрона не увеличился уровень собственных шумов усилителя, в развязке первого каскада параллельно со стабилитроном оставляют включенным конденсатор развязывающего фильтра.

Глава 10

УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1. ОСОБЕННОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Усилители постоянного тока широко применяются в технике измерений, медицине и других областях, где необходимо усиливать медленно изменяющиеся сигналы.

Одна из особенностей усилителей этого типа — гальваническая связь между их элементами, нагрузкой и источником сигналов, т. е. в схеме отсутствуют разделительные конденсаторы. Благодаря этому усилители имеют равномерную частотную характеристику вплоть до $f \rightarrow 0$. Однако при непосредственной связи заметно влияет даже небольшая нестабильность входных каскадов и при большом коэффициенте усиления выходное напряжение усилителя постоянного тока медленно изменяется даже при закороченных входных зажимах. Этот дрейф выходного напряжения воспринимается как ложный сигнал и является основным источником погрешностей усилителей постоянного тока, не связанных с внешними электрическими помехами, попадающими на вход. Дрейф обусловлен температурными изменениями режима и параметров элементов усилителя, изменениями питающего напряжения и т. д. Желательно, чтобы дрейф выходного напряжения или приведенная ко входу его эквивалентная величина были возможно меньшими.

Другая особенность усилителей — при отсутствии полезного сигнала выходное напряжение должно быть близким к нулю.

Задача проектирования усилителей постоянного тока — выбор схем и расчет элементов входного каскада, обеспечивающего малый приведенный дрейф напряжения, и оконечного каскада, восстанов-

ливающего нулевой выходной потенциал. При этом обычно задают коэффициент усиления усилителя, входное и выходное сопротивления, величину дрейфа и другие параметры усилителя.

2. ВХОДНЫЕ КАСКАДЫ

Подходы к решению задачи стабилизации усилителей переменного и постоянного токов различны. В усилителях первого типа благодаря возможности использования блокировочных конденсаторов удается обеспечить значительное усиление переменного сигнала при близком к единице коэффициенте усиления постоянного тока и напряжения, в результате чего можно добиться высокой температурной стабильности режима работы и параметров усилителя,

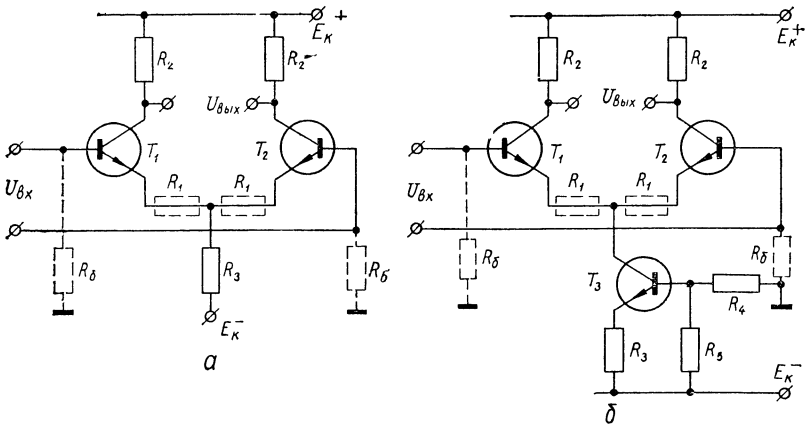


Рис. 10.1. Дифференциальный усилитель с общей эмиттерной нагрузкой:
 а — резистивной; б — динамической (источником неизменного тока).

сохранив высокую усилительную способность по переменному сигналу. В усилителях второго типа такой путь, при котором обычно используется предельно глубокая отрицательная обратная связь по постоянному току, приведет к резкому снижению усилительных свойств. Поэтому стабилизацию усилителей постоянного тока выполняют на основе компенсационных методов, используя в качестве элемента компенсации транзистор, имеющий с основным транзистором возможно более согласованные параметры. Напряжение разбаланса, определяющее степень раскомпенсации каскада, используется как управляющее напряжение отрицательной обратной связи.

При этом удается обеспечить высокую режимную стабильность схемы при значительном коэффициенте усиления постоянного тока.

Таковыми свойствами характеризуются схемы мостового типа и, в частности, широко распространенная параллельно-балансная схема, известная также как дифференциальный усилитель с эмиттерной связью (рис. 10.1, *a*). Схема содержит два транзистора, параметры которых должны быть согласованы, резистивные коллекторные нагрузки и общий эмиттерный резистор R_3 . Входное напряжение может быть подано симметрично (уравновешенно) — между базами транзисторов T_1 , T_2 или несимметрично (неуравновешенно) — между базой транзистора T_1 и общим проводом, с которым в этом случае непосредственно или через соответствующий резистор должна соединяться база транзистора T_2 . Аналогично, выходной сигнал может сниматься симметрично — между коллекторами транзисторов или несимметрично — между коллектором транзистора T_2 и общим проводом, причем в этом случае коллектор транзистора T_1 соединяется с зажимом источника питания E_k .

Характерной особенностью параллельно-балансного каскада (рис. 10.1, *a*) является то, что сопротивление R_3 , существенно влияющее на компенсационные свойства схемы и, следовательно, ее температурную стабильность, практически не сказывается на коэффициенте усиления. Действительно, при подаче на базы транзисторов T_1 и T_2 разностного (противофазного) сигнала коллекторный ток одного из транзисторов соответственно увеличится, другого — уменьшится на ту же величину. В общей эмиттерной цепи эти изменения взаимно компенсируются, и ток через резистор R_3 остается практически неизменным при любом напряжении, что является следствием отсутствия отрицательной обратной связи через резистор R_3 .

При подаче на базы транзисторов T_1 и T_2 синфазного сигнала коллекторные токи транзисторов изменяются в одну сторону. Потенциалы коллекторов практически также изменяются одинаково, и выходной сигнал, равный их разности, отсутствует. В результате суммирования токов на общем эмиттерном резисторе R_3 возрастает отрицательная обратная связь и усиление схемы для синфазного сигнала резко падает. Так как наводимое на входные цепи напряжение помехи большей частью является синфазным, а температурные изменения параметров транзисторов можно привести к некоторому эквивалентному напряжению, действующему как суммарный синфазный сигнал, то в параллельно-балансном каскаде при большом сопротивлении резистора R_3 можно значительно повысить помехоустойчивость и снизить температурную нестабильность режима по сравнению с небалансными схемами.

Для повышения стабильности параметров дифференциальной схемы и расширения динамического диапазона входных сигналов в балансном каскаде вводят отрицательную обратную связь общего типа, например через оконечный каскад усилителя, либо частного типа, например включением резисторов в эмиттеры транзисторов T_1 и T_2 (на рис. 10.1 они показаны штрихами). Эти резисторы уменьшают усиление каскада вследствие увеличения глубины отрицательной обратной связи, поэтому их выбирают небольшими, не более нескольких сотен ом. Без них схема одиночного параллельно-балансного каскада критична в настройке и требует тщательного выравнивания потенциалов баз транзисторов в режиме покоя. Под действием температуры и изменения параметров элементов при значительных по абсолютной величине компенсационных составляющих токов исходные потенциалы баз могут значительно отличаться и это может привести к запиранью одного из транзисторов схемы.

Запиранья транзисторов не произойдет, если добавочные резисторы выбраны из условия

$$R_1 = \Delta u_{б. макс} / i_3, \quad (10.1)$$

где $\Delta u_{б. макс}$ — максимальная разность потенциалов баз транзисторов, обусловленная сигналом и суммарным дрейфом; i_3 — ток покоя каждого транзистора.

Дифференциальный усилитель (рис. 10.1, а) характеризуется следующими параметрами:

коэффициентом усиления синфазного сигнала

$$K_+ \approx \frac{R_2}{2R_3}; \quad (10.2)$$

коэффициентом усиления разностного (противофазного) сигнала

$$K_- \approx \frac{S_0 R_2}{1 + S_0 R_1 + g R_c} \cdot \frac{R_H}{2R_2 + R_H}, \quad (10.3)$$

где R_c и R_H — сопротивления источника сигналов и нагрузки; входным сопротивлением для синфазных сигналов

$$R_{вх+} \approx \frac{1}{g} + (1 + h_{21}) (R_1 + 2R_3); \quad (10.4)$$

входным сопротивлением для разностных сигналов

$$R_{вх-} \approx \frac{1}{g} + (1 + h_{21}) R_1; \quad (10.5)$$

выходным сопротивлением

$$R_{вых} \approx 2R_k. \quad (10.6)$$

Эти приближенные формулы справедливы для полностью симметричной схемы, в которой дрейф выходного напряжения равен нулю.

Способность усилителя выделять полезный сигнал на фоне помех можно определить коэффициентом качества

$$\frac{K_-}{K_+} \approx \frac{2S_0R_3}{1 + S_0R_1 + gR_0} \cdot \frac{R_H}{2R_2 + R_H}, \quad (10.7)$$

максимальное значение которого

$$\left(\frac{K_-}{K_+}\right)_{\max} \approx 2S_0R_3 \quad (10.8)$$

при $S_0 = 30 \text{ ма/в}$, что соответствует коллекторному току $i_{0к} = 1 \text{ ма}$ и $R_3 = 15 \text{ ком}$ достигает 10^3 .

Асимметрия схемы дифференциального усилителя приводит к тому, что снижается усиление разностного сигнала, а при подаче на вход усилителя синфазного сигнала на его выходе появляется напряжение, воспринимаемое как полезное. Неидеальность дифференциального усилителя характеризуют коэффициентом подавления разностного сигнала

$$\begin{aligned} \frac{1}{H_p} = & -\frac{\Delta\left(\frac{1}{S_0} + R_1\right)}{\frac{1}{S_0} + R_1} + \frac{1 + S_0R_1 + 2S_0R_3}{1 + S_0R_1} \times \\ & \times \left(\frac{R_H}{2R_2 + R_H} \cdot \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta h_{21}}{h_{21}^2}\right), \end{aligned} \quad (10.9)$$

показывающим, во сколько раз увеличивается на входе усилителя дифференциальное смещение, обусловленное различием напряжений база — эмиттер $\Delta u_{0э}$ транзисторов дифференциальной пары, и коэффициентом подавления синфазного сигнала

$$\frac{1}{H_c} = \frac{1 + S_0R_1}{1 + S_0R_1 + 2S_0R_3} \left[\frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta\left(\frac{1}{S_0} + R_1\right)}{\frac{1}{S_0} + R_1} + \frac{\Delta h_{21}}{h_{21}^2} \right], \quad (10.10)$$

определяющим отношение входных напряжений разностного и синфазного сигналов, обеспечивающих один и тот же уровень сигнала на выходе. Выражения (10.9) и (10.10) справедливы при сравнительно небольших отклонениях величин элементов, не превышающих 10%.

Из приведенных выражений видно, что сопротивление общего эмиттерного резистора R_3 следует увеличивать, т. е. необходимо, чтобы его величина

$$R_3 \gg \frac{1}{S_0} + \frac{R_c}{h_{21}} = \frac{1}{S_0} (1 + gR_c). \quad (10.11)$$

Величину R_3 ограничивает допустимое падение на нем напряжения источника питания E_k . Можно значительно увеличить эквивалентное эмиттерное сопротивление, используя в качестве R_3 транзистор T_3 (рис. 10.1, б). Его динамическое сопротивление со стороны коллектора может достигать сотен килоом и даже единиц мегом. При этом падение напряжения на общей эмиттерной цепи можно сделать приемлемой величины, выбирая соответствующим образом соотношения элементов делителя R_4 , R_5 .

Транзистор T_3 при включении по схеме рис. 10.1, б является источником тока. Чтобы сделать его неизменным и еще более увеличить эквивалентное динамическое сопротивление общей эмиттерной цепи, вводят дополнительную отрицательную обратную связь по синфазному сигналу через резистор R_3 . Ток источника неизменного тока

$$i_{0кз} \approx \frac{E_k R_5}{R_3 (R_4 + R_5)} - \frac{u_{бэ}}{R_3}, \quad (10.12)$$

а эквивалентное общее эмиттерное сопротивление

$$R_{3экв} \approx \frac{(1 + h_{21}) R_3 (R_4 + R_5)}{g_1 (R_3 R_4 + R_3 R_5 + R_4 R_5)}. \quad (10.13)$$

Это значение и следует подставлять в формулы (10.2)—(10.8) вместо приведенного в них R_3 при определении параметров схемы рис. 10.1, б.

Так как при последовательном включении транзисторов по постоянному току температурная нестабильность режима верхнего транзистора полностью определяется дрейфом, связанным с нижним транзистором, то необходимо принять меры по стабилизации рабочей точки транзистора T_3 . Для этого его цепи смещения выполнены по схеме с тремя резисторами (см. рис. 2.7, а), являющейся эффективной схемой термостабилизации. Кроме того, в цепь базы последовательно с резистором включен в диодном режиме компенсационный транзистор T_4 , параметры которого должны быть идентичны и согласованы по температурным коэффициентам с параметрами транзистора T_3 . Желательно, чтобы транзисторы T_3 и T_4 , подобно транзисторам T_1 и T_2 , составляли подобранную дифференциальную пару.

Изменение коллекторного тока транзистора T_3 , а следовательно, T_1 и T_2 в схеме (рис. 10.1, б) определяется соотношением (2.47), в которое вместо $\Delta u_{б.т}$ следует подставлять $\Delta u_{б.т3} - \Delta u_{б.т4}$. Если транзисторы T_3 и T_4 кремниевые, то в связи с малостью $\Delta I_{к0}$ и малым значением $\Delta u_{б.т} = \Delta u_{б.т3} - \Delta u_{б.т4}$ стабильность источника тока будет весьма высокой. Схемы стабилизации рабочей точки транзисторов (рис. 10.1, б) с диодной компенсацией особенно эффективны при небольшом сопротивлении резистора R_3 и малых коллекторных токах.

В реальных условиях режимная балансировка дифференциальной схемы (рис. 10.1) нарушается. Одной из важных причин разбалансировки является несогласованность напряжений $u_{б3}$ транзисторов T_1 и T_2 , проявляющаяся в том, что при равных напряжениях на эмиттерном переходе коллекторные токи транзисторов оказываются неравными. Другими важными факторами разбалансировки являются вызванное базовым током падение напряжения на внутреннем и внешних базовых резисторах, разброс параметров транзисторов, а также разброс сопротивлений коллекторных нагрузок. Степень разбалансировки можно характеризовать величиной эквивалентного входного компенсирующего напряжения $u_{см} = \Delta u_{вх0}$, которое нужно подать на вход, чтобы получить $u_{вых} = 0$.

Если бы компенсирующее напряжение $\Delta u_{вх0}$ оставалось постоянным, то выбрав соответствующими сопротивления резисторов цепей баз транзисторов T_1 и T_2 , можно было бы обеспечить условия компенсации, при которых $u_{вых} = 0$. Однако из-за несогласованности температурных коэффициентов элементов входное компенсирующее напряжение изменяется с изменением температуры: изменение его величины при изменении температуры на 1°C и является эквивалентным входным дрейфом.

Напряжение смещения нуля

$$u_{см} \approx \frac{(R_c + r_б) i_{0к3}}{1 + h_{21}} \left(-\frac{\Delta i_б}{i_б} - \frac{\Delta R_c}{R_c} \right) + \Delta u_{б3} + \left(\frac{1}{S_0} + R_1 \right) i_{0к3} \left[\frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta \left(\frac{1}{S_0} + R_1 \right)}{\frac{1}{S_0} + R_1} + \frac{\Delta h_{21}}{h_{21}^2} \right], \quad (10.14)$$

где $r_б$ — распределенное сопротивление области базы транзистора. Оно будет особенно большим при большом сопротивлении источника сигналов R_c (полном приведенном сопротивлении между базой транзистора и общим проводом), малом коэффициенте усиления h_{21} транзистора и при значительных разбросах величин элементов.

Температурный дрейф напряжения смещения $u_{др} = \partial u_{см} / \partial T$ при $R_1 = R_0 = 0$

$$u_{др} \approx \frac{k}{q} \left(\frac{\Delta w}{w} + \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta S_0}{S_0} + \frac{\Delta h_{21}}{h_{21}^2} \right), \quad (10.15)$$

где $\frac{\Delta w}{w}$ — относительное изменение толщины базы транзисторов.

Для повышения входного сопротивления (уменьшения входного тока) плечи дифференциальной пары выполняют на составных биполярных транзисторах или на полевых транзисторах.

Кроме того, можно использовать специальные так называемые «суппер- β » транзисторы, которые имеют достаточно большой коэффициент усиления при малом коллекторном токе, а следовательно, и малом входном токе. Для увеличения коэффициента усиления разностного сигнала в качестве коллекторных нагрузок входной дифференциальной пары транзисторов можно использовать транзисторы, образующие большую динамическую нагрузку.

3. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

Предоконечные и окончные каскады усилителей постоянного тока обеспечивают преобразование симметричного сигнала, снимаемого с входных дифференциальных каскадов, в несимметричный (неуравновешенный) и восстанавливают нулевой потенциал на выходе, сдвинутый в результате перелопа напряжений между базой и коллектором транзистора входного каскада. При этом выходные каскады не должны ухудшать качество дифференциального усилителя постоянного тока (степень подавления синфазной помехи) и заметно снижать коэффициент усиления по напряжению разностного сигнала. Кроме того, они должны иметь достаточно высокое входное сопротивление, чтобы не шунтировать входные каскады, большое усиление по мощности, широкий динамический диапазон и низкое выходное сопротивление, обеспечивающее усилителю хорошие нагрузочные возможности.

Предоконечные каскады, преобразующие входной симметричный сигнал в несимметричный выходной, обычно строят по параллельно-балансной схеме с уравновешенным входом и неуравновешенным выходом, которую рассчитывают по приведенным выше формулам.

Выходной каскад в зависимости от предъявляемых к усилителю постоянного тока требований выполняют по одно- или двухтактной схеме на транзисторах одинаковой или различной проводимости, и в этом последнем случае удается получить наиболее простые схемные решения окончного каскада.

На рис. 10.2 показан однотактный оконечный каскад, выполненный на транзисторах одного типа проводимости. При расчете каскада сопротивления резисторов R_7 , R_8 и коллекторный ток $i_{0к1}$ транзистора T_6 известны. Следовательно, известно и напряжение сдвига

$$u_0 = E_K^+ - R_7 i_{0к6}, \quad (10.16)$$

которое должен компенсировать оконечный каскад.

Нулевой входной потенциал в оконечном каскаде (рис. 10.2) восстанавливается при помощи делителя, одно из плеч которого

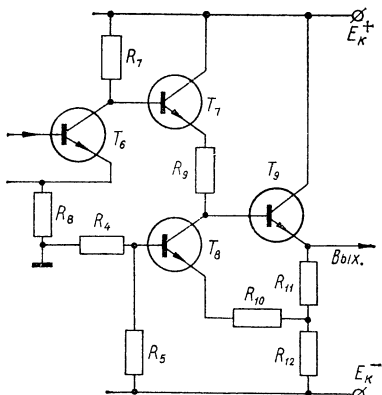


Рис. 10.2. Однотактный оконечный каскад усилителя постоянного тока на транзисторах одного типа проводимости.

образует резистор R_9 , а другое — выходное динамическое сопротивление транзистора T_8 . Транзистор T_7 используется в качестве буферного и устраняет шунтирование предоконечного каскада, а транзистор T_9 обеспечивает требуемое выходное сопротивление усилителя. Транзисторы T_7 и T_9 незначительно компенсируют напряжение сдвига u_0 — всего лишь на уровень $2u_{бэ}$. Основным компенсирующим напряжением является падение напряжения на резисторе R_9 за счет протекающего через него коллекторного тока $i_{0к8}$ транзистора T_8 :

$$u_0 = R_9 i_{0к8} + 2u_{бэ}. \quad (10.17)$$

Использование делителя с динамическим сопротивлением в нижнем плече позволяет компенсировать напряжение сдвига и восстановить нулевой потенциал на выходе оконечного каскада усилителя постоянного тока без ослабления сигнала.

Приравняв правые части соотношений (10.16) и (10.17), получим уравнение режима оконечного каскада

$$E_K^+ - R_7 i_{0к6} - R_9 i_{0к8} - 2u_{бэ} = u_{вых}, \quad (10.18)$$

где

$$i_{0к8} = - \frac{\left(-\frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} + \frac{R_6}{R_4 + R_6} \right) E_K^- + \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} u_{вых} + u_{бэ}}{R_{10} + \frac{R_{11} R_{12}}{R_{11} + R_{12}}}. \quad (10.19)$$

Подставляя значение $i_{0к6}$ в уравнение (10.18), получаем общее уравнение режима оконечного каскада

$$\left(1 - \frac{R_9 R_{12}}{R_{10} R_{11} + R_{10} R_{12} + R_{11} R_{12}}\right) u_{\text{вых}} = E_k^+ - R_7 i_{0к6} + \frac{R_9 \left(\frac{R_5}{R_4 + R_5} - \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \right)}{R_{10} + \frac{R_{11} R_{12}}{R_{11} + R_{12}}} E_k^- + \left(\frac{R_9}{R_{10} + \frac{R_{11} R_{12}}{R_{11} + R_{12}}} - 2 \right) u_{\text{ос}}. \quad (10.20)$$

Максимальная амплитуда напряжения на выходе оконечного каскада определяется источником питания E_k^+ или E_k^- с меньшим напряжением. Полное использование напряжений источников питания будет при $E_k^+ = E_k^-$, когда напряжения поровну распределяются между транзистором T_9 и суммарным сопротивлением, включенным в его эмиттерную цепь. Так как обычно напряжение коллектор — эмиттер транзистора T_6 , определяющее максимальную амплитуду на выходе предоконечного каскада, заметно меньше напряжения источника питания E_k^+ или E_k^- , то для получения максимального выходного динамического диапазона усилителя постоянного тока необходимо, чтобы его оконечный каскад обеспечивал усиление

$$K_{\text{ок}} = \frac{E_k}{u_{кэ6}}, \quad (10.21)$$

где E_k — меньшее из напряжений источников питания E_k^+ или E_k^- .

Чтобы транзисторы однотактного оконечного каскада, имеющие одинаковый тип проводимости с транзистором предоконечного каскада, не увеличивали напряжение сдвига, передача сигнала со входа на выход должна выполняться по эмиттерно-базовым цепям. В этом случае для обеспечения усиления оконечного каскада по напряжению необходимо использовать положительную обратную связь.

Так как коэффициент передачи сигнала от базы к эмиттеру транзисторов T_7 и T_9 близкий к единице, требуемое усиление $K_{\text{ок}}$ оконечного каскада должно обеспечиваться на делителе, состоящем из резистора R_9 и расположенным между его нижним концом и клеммой E_k^- эквивалентного сопротивления $R_{\text{экв}}$, характеризующего входное сопротивление схемы на транзисторах T_8 , T_9 . Коэффициент передачи такого делителя

$$K_{\text{ок}} = \frac{1}{1 + \frac{R_9}{R_{\text{экв}}}} \quad (10.22)$$

может превышать единицу, если сопротивление $R_{\text{экв}}$ отрицательно, и превышает R_9 по абсолютной величине.

Схема на транзисторах T_8, T_9 фактически является преобразователем положительного сопротивления $R_{10}—R_{12}$ в отрицательное. Ее входное сопротивление

$$R_{\text{экв}} \approx - \left(R_{10} + R_{11} + \frac{R_{10}R_{11}}{R_{12}} \right), \quad (10.23)$$

поэтому

$$K_{\text{ок}} = \frac{1}{1 - \frac{R_9}{R_{10} + R_{11} + \frac{R_{10}R_{11}}{R_{12}}}}. \quad (10.24)$$

Отрицательным оказывается также полное эквивалентное сопротивление в эмиттере транзистора T_7

$$R_{97} = R_9 + R_{\text{экв}} = R_9 - R_{10} - R_{11} - \frac{R_{10}R_{11}}{R_{12}} = \frac{R_9}{1 - K_{\text{ок}}} \quad (10.25)$$

и входное сопротивление оконечного каскада

$$R_{\text{ок. вх}} = \frac{1}{g} + h_{21}R_{97}. \quad (10.26)$$

Последнее сопротивление имеет значительную величину и включается параллельно коллекторному резистору R_7 предоконечного каскада. Их приведенное сопротивление должно быть положительным, поэтому R_7 должно удовлетворять условию

$$R_7 \ll R_{\text{ок. вх}} \approx h_{21}R_{97}. \quad (10.27)$$

Выходное сопротивление оконечного каскада (рис. 10.2) рассчитывается по формуле

$$R_{\text{ок. вых}} \approx \frac{R_9 K_{\text{ок}}}{h_{21}}, \quad (10.28)$$

если $gR_9 \gg 1$.

В связи с тем, что в схеме рис. 10.2 имеется положительная обратная связь, ее глубина должна строго поддерживаться на определенном уровне для обеспечения стабильных параметров оконечного каскада. Если отрицательное слагаемое знаменателя выражения (10.24) представить в виде

$$\frac{\frac{R_9}{R_{11}}}{1 + \frac{R_{10}}{R_{11}} + \frac{R_{10}}{R_{12}}},$$

то для получения стабильных характеристик схемы необходимо выдерживать постоянными отношения сопротивлений резисторов, а не абсолютные значения сопротивлений. Это позволяет рекомендовать оконечный каскад для интегральных схем усилителей постоянного тока, в которых благодаря особенностям технологического процесса производства легко поддерживать с высокой точностью отношение параметров однотипных компонентов.

При расчете схемы рис. 10.2 по выходным статическим характеристикам (см. гл. 2) выбирают рабочую точку оконечного каскада с учетом амплитуды выходного сигнала и определяют сопротивление резистора

$$R_{11} \approx \frac{E_{\kappa}^{-} - u_{63}}{i_{0\kappa 9}}. \quad (10.29)$$

С учетом соотношения (10.17) выбирают коллекторный ток $i_{0\kappa 8}$ транзистора T_8 . При слишком малом $i_{0\kappa 8}$ будет недопустимо большим сопротивление резистора R_9 и выходное сопротивление усилителя $R_{\text{ок. вых}}$ (10.28). При большом $i_{0\kappa 8}$ схема может оказаться неэкономичной. Сопротивление резистора R_{12} рассчитывают по формуле

$$R_{12} \approx \frac{R_9 R_{11}}{R_4 + R_9} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_9 R_{11} i_{0\kappa 8} i_{0\kappa 9}}{\left(1 - \frac{1}{K_{\text{ок}}}\right) (E_{\kappa}^{-})^2}}, \quad (10.30)$$

а затем по формуле

$$R_{10} \approx \left(\frac{R_9}{1 - \frac{1}{K_{\text{ок}}}} \cdot \frac{i_{0\kappa 9}}{E_{\kappa}^{-}} - 1 \right) R_{12} \quad (10.31)$$

определяют сопротивление резистора R_{10} .

Двухтактные выходные каскады усилителей постоянного тока строят следующим образом. Их предоконечную часть, осуществляющую компенсацию напряжения сдвига, выполняют аналогично входной части схемы (рис. 10.2) на транзисторах T_7 и T_8 , при этом эмиттерный резистор R_{10} подключают к клемме E_{κ}^{-} , а коллектор T_8 соединяют с оконечной частью выходного каскада. Последнюю можно выполнить на транзисторах одинакового или различного типов проводимости по бестрансформаторным схемам, расчет которых приведен в гл. 8.

Пример 1. Рассчитать усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления $K = 50$, обеспечивающий на нагрузке 2 ком амплитуду выходного напряжения не менее 3 в. Источник входных сигналов имеет внутреннее

сопротивление $R_6 = 200 \text{ ом}$. Диапазон рабочих температур от 0 до $+60^\circ \text{C}$, напряжение источника питания $\pm 6,3 \text{ в}$.

В связи с тем, что диапазон рабочих температур не широкий и к параметрам усилителя не предъявлены высокие требования, выполним его по простой схеме на двух каскадах. Входной каскад — балансный с несимметричным входом и выходом, выходной — на транзисторе с проводимостью, обратной проводимости транзисторов входного каскада. Для стабилизации параметров усилителя введем общую отрицательную обратную связь с выхода на вход через резистор. В результате получим схему усилителя, показанную на рис. 10.3, причем в ней $R_4 = R_H = 2 \text{ ком}$, а исходный коллекторный ток оконечного транзистора $i_{0кз} = E_K^- / R_4 = 6/2 \cdot 10^3 = 3 \text{ ма}$.

Выбрав исходный коллекторный ток дифференциальной пары транзисторов $i_{0к1,2} = 0,25 \text{ ма}$, находим сопротивление общего эмиттерного резистора

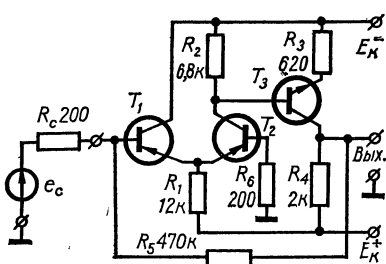


Рис. 10.3. Принципиальная схема усилителя постоянного тока с несимметричными входом и выходом.

$$R_1 \approx \frac{E_K^+}{2i_{0к1,2}} = \frac{6}{2 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3}} = 12 \text{ ком.}$$

Далее необходимо распределить напряжение источника питания E_K^- между участком коллектор — эмиттер транзистора T_3 и его коллекторной нагрузкой R_2 . При этом следует учесть, что для обеспечения компенсации сдвига и получения равенства потенциалов входа и выхода усилителя при отсутствии сигнала необходимо иметь $u_{кэ2} \approx u_{кэ3}$. Величину $u_{кэ3}$ определяем исходя из требуемой амплитуды напряжения на выходе:

$$u_{кэ3} = u_{ост} + 1,2u_m = 0,6 + 1,2 \cdot 3 = 4,2 \text{ в,}$$

где $u_{ост} = 0,6 \text{ в}$ — остаточное напряжение коллектор — эмиттер насыщенного транзистора.

При этом сопротивление коллекторного резистора

$$R_2 = \frac{E_K^- - u_{кэ3}}{i_{0к1,2}} = \frac{6 - 4,2}{0,25 \cdot 10^{-3}} \approx 6,8 \text{ ком,}$$

а сопротивление резистора в эмиттере оконечного каскада

$$R_3 = \frac{E_K^- - u_{кэ3}}{E_K^+} R_4 = \frac{6 - 4,2}{6} \cdot 2 \cdot 10^3 \approx 620 \text{ ом.}$$

Коэффициент передачи схемы (рис. 10.3) по напряжению при идентичных транзисторах дифференциальной пары

$$K_u \approx \frac{1}{\frac{R_c}{R_5} + \left(1 + \frac{1 + S_{03}R_3}{g_3R_2}\right) \frac{2 + gR_c}{S_0h_{21}R_4}},$$

где g , S_0 и g_3 , S_{03} — входная проводимость и крутизна транзистора входного и оконечного каскадов; $h_{21} = S_{03}/g_3$ — коэффициент усиления по току транзистора T_3 при включении его по схеме с общим эмиттером.

Выбрав для работы во входном каскаде транзисторы типа МП15А ($g = 1$ мсим, $S_0 = 40$ ма/в при токе $i_{0к} = 1$ ма), а в выходном каскаде — типа МП9А с приблизительно такими же параметрами, что и у МП15А, и определив по формулам (1.28) значения параметров при исходном режиме работы ($g = 0,25$ мсим, $S_0 = 16$ ма/в, $g_3 = 3$ мсим, $S_{03} = 120$ ма/в, $h_{21} = 40$), находим коэффициент усиления схемы

$$K_u = \frac{1}{\frac{200}{470 \cdot 10^3} + \left(1 + \frac{1 + 120 \cdot 10^{-3} \cdot 620}{3 \cdot 10^{-3} \cdot 6,8 \cdot 10^3}\right) \frac{2 + 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 200}{16 \cdot 10^{-3} \cdot 40 \cdot 2 \cdot 10^3}} \approx 75.$$

Входное сопротивление схемы оказывается сравнительно небольшим (порядка нескольких сотен ом) из-за параллельной отрицательной обратной связи по напряжению. Расчет нестабильностей параметров усилителя подробно рассмотрен в следующем примере.

Пример 2. Рассчитать усилитель постоянного тока для интегральной полупроводниковой схемы операционного усилителя с коэффициентом усиления не менее 10^3 , входным сопротивлением не менее 15 ком, выходным — не более 800 ом, максимальной амплитудой выходного напряжения не менее $\pm 3,5$ в на нагрузке $R_n = 2$ ком. Диапазон рабочих температур от -60 до $+60^\circ\text{C}$. Учитывая возможности интегральной технологии, определить максимальные величины напряжения смещения и температурного дрейфа.

Для упрощения технологического процесса и получения недорогой при серийном производстве микросхемы следует выбрать транзисторы одного типа проводимости. В основе типового метода изготовления интегральных схем лежит кремниевая планарно-диффузионная технология, поэтому усилитель следует выполнить на кремниевых транзисторах с параметрами: $h_{21} = 60 \div 80$, $S_0 = 40$ ма/в, $g = 0,5 \div 0,67$ мсим, $g_l = 10$ мксим, $u_{63} = 0,65$ в и $f_{пред} = 200$ Мгц при $i_{0к} = 1$ ма.

Кроме того, в связи с трудностями получения больших номиналов интегральных резисторов желательно, чтобы их сопротивления не превышали 10 ком. В отличие от схем на дискретных компонентах в интегральных схемах не удается получить высокую абсолютную точность параметров компонентов, поэтому желательно, чтобы допуск на абсолютные величины их параметров, в частности, и на сопротивления резисторов не превышал $\pm 5\%$. Однако в интегральной схеме нетрудно получить высокую степень взаимной согласованности их параметров (порядка 1%). Поэтому схема рассчитываемого усилителя должна иметь низкую чувствительность к изменению абсолютных параметров компонентов, а ее характеристики должны определяться отношением номиналов резисторов.

Считая, что каскад обеспечивает усиление $K_0 = 0,7h_{21\text{мин}} = 0,7 \cdot 60 = 42$, и используя формулу (6.4), находим число усилительных каскадов

$$n = \frac{\lg K_{\text{общ}}, \partial \delta}{\lg K_0, \partial \delta} = \frac{60}{32} \approx 2.$$

Граничную частоту полосы пропускания на уровне половинной мощности $M_{в. \text{общ}} = 3 \partial \delta$ (1.41) определяем по формуле (6.5), в которую подставляем максимальное значение h_{21} ,

$$F_{\text{в}} \leq \frac{200 \cdot 10^6}{80} \sqrt{\sqrt{1,41^2 - 1}} \approx 2,4 \text{ Мгц}.$$

В качестве усилительных используем дифференциальные каскады. Так как к усилителю предъявлены высокие требования по температурному дрейфу, входной каскад следует выполнить с динамической общей эмиттерной нагрузкой (рис. 10.1, б) с источником неизменного тока. Чтобы не усложнять схему усилителя, второй, предоконечный каскад, выполним по схеме с резистивной общей эмиттерной нагрузкой (рис. 10.1, а) и несимметричным съемом сигнала. Это оправдано тем, что в связи с достаточно большим усилением входного каскада и значительным подавлением им синфазной помехи можно ослабить соответствующие требования ко второму каскаду. Оконечный каскад выполним по однотактной схеме (рис. 10.2).

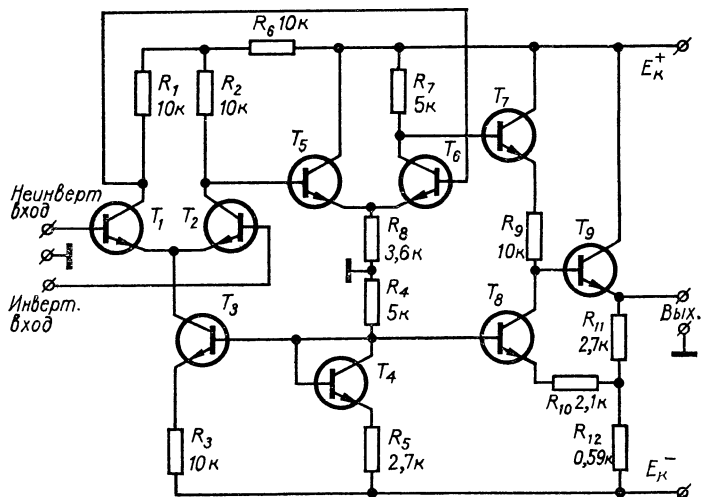


Рис. 10.4. Принципиальная схема интегрального операционного усилителя постоянного тока с симметричным входом и несимметричным выходом.

В результате получим схему усилителя, приведенную на рис. 10.4. В ней резистор R_6 использован для уменьшения перепада напряжения между входом и выходом каскада и увеличения эквивалентного сопротивления коллекторной нагрузки. Назначение остальных элементов схемы рассмотрено ранее. К особенностям схемы следует отнести то, что цепь смещения и стабилизации источника тока R_4, R_5, T_4 одновременно используется для обеспечения и стабилизации исходного режима работы транзистора T_3 .

Приступая к расчету схемы, необходимо определить напряжения источников питания

$$E_k^+ + E_k^- \geq 2,82u_m + u_{ост}$$

где $u_{ост} \approx 1$ в — остаточное напряжение коллектор — эмиттер насыщенного транзистора.

Учитывая условия примера, находим

$$E_k^+ + E_k^- \geq 2,82 \cdot 3,5 + 1 = 11 \text{ в.}$$

Выбираем $E_K^- + E_K^+ = 12,6$ в и $E_K^- = E_K^+ = 6,3$ в; точка соединения источников E_K^+ и E_K^- должна быть связана с общим проводом.

Считая, что входная проводимость транзистора линейно зависит от тока коллектора (1.25) и учитывая, что $R_{вх} = 1/g$ ($i_{0к1, 2}$), найдем исходные коллекторные токи транзисторов T_1 и T_2 :

$$i_{0к1, 2} \leq \frac{g(i_{0к1, 2})}{g(i_{0к})} i_{0к} = \frac{i_{0к}}{R_{вх}g(i_{0к})} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{15 \cdot 10^3 \cdot 0,67 \cdot 10^{-3}} \approx 0,1 \text{ ма.}$$

В связи с уменьшением коэффициента усиления и увеличением температурной нестабильности режима и параметров транзистора при переходе к микроамперным токам выбирать $i_{0к1, 2}$ меньше 100 мкА нецелесообразно. Если необходимо получить большие значения входного сопротивления усилителя, следует использовать во входном каскаде «супер-β» транзисторы или перейти к схемам на составных биполярных или полевых транзисторах.

Сопротивления резисторов R_1 , R_2 и R_3 целесообразно выбрать возможно большими. Это обеспечит максимальное усиление разностного сигнала и высокую стабильность режима работы и параметров входного каскада. Аналогично следует выбрать и сопротивление резистора R_6 , что позволит максимально уменьшить напряжение сдвига. Поэтому примем $R_1 = R_2 = R_3 = R_6 = 10$ ком.

Падение напряжения на коллекторных нагрузках транзисторов T_1 и T_2 составит

$$u_{к1, 2} = i_{0к1, 2}R_{1, 2} + 2i_{0к1, 2}R_6 = \\ = 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 + 2 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = 3в;$$

падение напряжения на эмиттерном резисторе транзистора T_3

$$u_{э3} = i_{0к3}R_3 = 2i_{0к1, 2} \cdot R_3 = 2 \cdot 0,1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3 = 2 \text{ в;}$$

разность потенциалов между коллекторами транзисторов T_1 , T_2 и эмиттером транзистора T_3

$$u = E_K^+ + E_K^- - u_{к1, 2} - u_{э3} = 12,6 - 3 - 2 = 7,6 \text{ в.}$$

Напряжение $u = 7,6$ в распределяем между транзисторами T_1 , T_2 и T_3 . При нулевых потенциалах баз транзисторов T_1 и T_2 имеем

$$u_{кэ3} = E_K^- - u_{б3} - u_{э3} = 6,3 - 0,65 - 2 = 3,65 \text{ в;}$$

$$u_{кэ1, 2} = u - u_{кэ3} = 7,6 - 3,35 = 4,25 \text{ в.}$$

Выбранный режим работы входной дифференциальной пары транзисторов вполне удовлетворительный, и необходимо обеспечить его соответствующим выбором делителя R_4 , R_5 . Для этого следует задаться током i_D через делитель; этот ток должен значительно превосходить ток базы транзистора T_3 . Чтобы обеспечить равномерную загрузку источников питания E_K^+ и E_K^- , целесообразно выбрать i_D равным току через общий эмиттерный резистор предоконечного каскада T_5 , T_6 :

$$i_D = \frac{E_K^-}{R_4 + R_5} = 2i_{0к5, 6}$$

и, следовательно,

$$R_4 + R_5 = \frac{E_K^-}{2i_{0к5, 6}}.$$

Примем $i_{0к5, 6} = 0,4$ ма. Это обеспечит экономичный режим работы транзисторов T_5 , T_6 и необходимое соотношение между i_d и $i_{0к3}$:

$$i_d = 2 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} = 0,8 \text{ ма} \gg i_{0к3} = \frac{i_{0к3}}{h_{21}} = \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{60} = 0,003 \text{ ма}.$$

Условия выбора $i_{0к5, 6}$ уточним позднее. Используя предыдущее равенство и соотношение (10.12), находим сопротивления резисторов:

$$R_5 \approx \frac{R_3 i_{0к3}}{2i_{0к5, 6}} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3}} \approx 2,7 \text{ ком};$$

$$R_4 = \frac{E_K^-}{2i_{0к5, 6}} - R_5 = \frac{6,3}{2 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3}} - 2,7 \cdot 10^3 \approx 5 \text{ ком}.$$

На этом расчет режима работы входного каскада заканчивается.

Перейдем к расчету режима работы и величин элементов второго каскада. Сопротивление резистора

$$R_8 = \frac{E_K^+ - u_{к2} - u_{6э}}{2i_{0к5, 6}} = \frac{6,3 - 3 - 0,65}{2 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3}} \approx 3,6 \text{ ком};$$

падение напряжения

$$u_{кэ5} = E_K^+ - 2i_{0к5, 6} R_8 = 6,3 - 2 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 3,9 \text{ в},$$

и, кроме того,

$$u_{кэ6} = u_{кэ5} - i_{0к5, 6} R_7.$$

Величина напряжения $u_{кэ6}$ определяется выбранным сопротивлением резистора R_7 . Для получения большого усиления разностного сигнала желательно выбирать R_7 большим. Его максимальная величина ограничивается допустимым падением на нем напряжения источника питания. В предоконечном каскаде усиливаются значительные по уровню сигналы и напряжение $u_{кэ6}$ на транзисторе T_6 должно быть достаточным, чтобы передать эти сигналы без искажений. Кроме того, сопротивление R_7 можно выбрать из условия оптимизации схемы, например получения практически нулевой чувствительности ее к абсолютным величинам сопротивлений резисторов.

Для отыскания этих условий составим уравнение режима предоконечного каскада

$$E_K^+ - \left(R_6 + \frac{R_2}{2} \right) i_{0к3} - u_{6э} - 2R_8 i_{0к6} = 0.$$

Подставляя в него значение $i_{0к3}$ из формулы (10.12), получаем

$$E_K^+ - 2R_8 i_{0к6} + \frac{R_5 \left(R_6 + \frac{R_2}{2} \right)}{R_3 (R_4 + R_5)} E_K^- + \left[\frac{R_5 \left(R_6 + \frac{R_2}{2} \right)}{R_3 (R_4 + R_5)} - 1 \right] u_{6э} = 0.$$

Сопоставляя это выражение с выражением (10.20), находим, что при условиях

$$R_7 = 2R_8$$

и

$$\frac{R_9 \left(\frac{R_5}{R_4 + R_5} - \frac{R_{12}}{R_{11} + R_{12}} \right)}{R_{10} + \frac{R_{11}R_{12}}{R_{11} + R_{12}}} = \frac{R_6 \left(R_6 + \frac{R_2}{2} \right)}{R_3 (R_4 + R_6)}$$

исходное напряжение на выходе усилителя $u_{\text{вых}} = -u_{63}$.

На основании первого из условий находим $R_7 = 2 \cdot 3,6 \cdot 10^3 = 7,2 \text{ ком}$. Второе условие выполняется при расчете элементов усилителя по формулам (10.22)—(10.31).

Так как $u_{63} \approx 0,65 \text{ в}$, а усиление схемы не менее 10^3 , то приведенное ко входу напряжение сдвига нуля (статическая ошибка), обусловленное режимной несогласованностью предоконечного и оконечного каскадов, составит $0,65 \text{ мв}$ и примерно на порядок меньше напряжения сдвига, связанного с неидентичностью элементов входного каскада. В этих же условиях выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ не зависит ни от E_K^+ , ни от E_K^- . Следовательно, усилитель имеет практически очень полезное свойство — его выходной потенциал не зависит от изменения напряжения источников питания. Более того, напряжение на выходе и приведенные выше два условия балансировки не изменятся, если изменить в определенное число раз сопротивления каждого из резисторов, вошедших в уравнения режимов оконечных каскадов. Следовательно, режим определяется только отношением сопротивлений резисторов и не зависит от абсолютных их значений. Это свойство схемы особенно полезно при реализации ее на основе интегральной технологии.

Находим напряжение

$$u_{кэ6} = u_{кэ5} - i_{0к5,6} R_7 = 3,6 - 0,4 \cdot 10^{-3} \cdot 7,2 \cdot 10^3 = 0,7 \text{ в.}$$

Этот уровень напряжения слишком мал для нормальной работы транзистора T_6 , который может перейти в режим насыщения при работе в широком диапазоне температур. Кроме того, очень большим оказывается необходимое усиление $K_{ок}$ (10.21) оконечного каскада. Поэтому в данном случае приходится принимать компромиссное решение — выбирать R_7 несколько меньше того значения, которое определено по условию оптимизации, но уже достаточным, чтобы обеспечить нормальный режим работы транзистора T_6 . Если выбрать $u_{кэ} = 1,5 \text{ в}$, то

$$R_7 = \frac{u_{кэ5} - u_{кэ6}}{i_{0к5,6}} = \frac{3,6 - 1,5}{0,4 \cdot 10^{-3}} \approx 5 \text{ ком.}$$

Уточним условия выбора коллекторного тока и, следовательно, тока через делитель R_4, R_5 , взятого ранее произвольно. Исходным при выборе является перепад (сдвиг) постоянного напряжения между имеющей нулевой потенциал базой и коллектором входного транзистора, который прикладывается за вычетом напряжения u_{63} к резистору R_8 . В данном случае это напряжение

$$u' = E_K^+ - u_{к1,2} - u_{63} = 6 - 3 - 0,65 = 2,35 \text{ в.}$$

Для увеличения подавления предоконечным каскадом синфазной помехи желательно выбрать сопротивление R_8 возможно большим. Так как $R_7 = 2R_8$,

то при этом одновременно будет увеличиваться усиление разностного сигнала. Пределом увеличения R_9 является допустимое снижение коллекторного тока транзистора $i_{0к5,6}$ и, следовательно, тока делителя i_d , при котором начинает ухудшаться стабильность входного и предоконечного каскадов. Поэтому следует выбирать $i_{0к5,6} \gg i_{0к3}$, при этом сопротивление R_9 должно быть не менее нескольких килоом для получения удовлетворительного усиления и стабильности каскада.

Расчет режима работы оконечного каскада начинаем с определения коллекторного тока $i_{0к9}$. Считая, что $i_{0к9 \text{ мин}} = 0,2I_m$, в соответствии с формулой (2.4) получаем

$$i_{0к9} = 1,2I_m = 1,2 \frac{U_m}{R_H} = 1,2 \frac{3,5}{2 \cdot 10^3} = 2 \text{ ма.}$$

По формуле (10.16) определяем напряжение сдвига

$$u_0 = 6,3 - 5 \cdot 10^3 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} = 4,3 \text{ в.}$$

Из соотношения (10.17) находим

$$R_9 i_{0к8} = u_0 - 2u_{бэ} = 4,3 - 2 \cdot 0,65 = 3 \text{ в,}$$

и выбираем величину $i_{0к8}$ исходя, с одной стороны, из соображений получения экономичной схемы, а с другой, — не слишком большого R_9 , которое существенно увеличило бы выходное сопротивление усилителя $R_{0к \text{ вых}}$ (10.28). Если $i_{0к} = 0,3 \text{ ма}$, то $R_9 = 10 \text{ ком}$

По формуле (10.21) определяем необходимое усиление по напряжению оконечного каскада

$$K_{ок} = \frac{6,3}{1,5} = 4,1$$

и при помощи выражений (10.29)—(10.31) рассчитываем сопротивления резисторов:

$$R_{11} \approx \frac{6,3 - 0,65}{2 \cdot 10^{-3}} = 2,7 \text{ ком;}$$

$$R_{12} \approx \frac{2,7 \cdot 10^3 \cdot 2,7 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{1 + \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 2,7 \cdot 10^3 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{\left(1 - \frac{1}{4,1}\right) \cdot 6,3^2}} \approx$$

$$R_{10} \approx \left(\frac{10 \cdot 10^3}{1 - \frac{1}{4,1}} \cdot \frac{2 \cdot 10^{-3}}{6,3} - 1 \right) \cdot 590 \approx 2,1 \text{ ком.}$$

Потребляемый усилителем ток

$$i_0 = i_{0к3} + 2i_{0к6} + i_{0к8} + i_{0к9} =$$

$$= 0,2 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} + 0,3 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-3} = 3,3 \text{ ма;}$$

потребляемая мощность

$$P_0 = i_0 (E_k^+ + E_k^-) = 3,3 \cdot 10^{-3} (6,3 + 6,3) \approx 42 \text{ мвт.}$$

На этом расчет элементов операционного усилителя (рис. 10.4) заканчивается. Переходим к определению его электрических характеристик. Для этого определяем крутизну, входную и выходную проводимости транзисторов входного и предоконечного каскадов в исходном режиме работы:

$$\begin{aligned}
 g_{\text{вх}} &= 0,67 \cdot 10^{-3} \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 0,067 \text{ мсим}; \\
 S_{0\text{вх}} &= 40 \cdot 10^{-3} \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 4 \text{ ма/в}; \\
 g_{i\text{вх}} &= 50 \cdot 10^{-6} \frac{0,1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ мксим}; \\
 g_{\text{пр}} &= 0,67 \cdot 10^{-3} \frac{0,4 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} \approx 0,17 \text{ мсим}; \\
 S_{0\text{пр}} &= 40 \cdot 10^{-3} \frac{0,4 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 16 \text{ ма/в}; \\
 g_{i\text{пр}} &= 50 \cdot 10^{-6} \frac{0,4 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-3}} = 20 \text{ мксим}.
 \end{aligned}$$

По формуле (10.13) находим эквивалентное внутреннее сопротивление источника неизменного тока

$$\begin{aligned}
 R_{\text{Зэкв}} &= \frac{(1 + 60) \cdot 10 \cdot 10^{-3} (5 \cdot 10^3 + 2,7 \cdot 10^3)}{5 \cdot 10^{-6} (10 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 \cdot 2,7 + 5 \cdot 10^3 \cdot 2,7 \cdot 10^3)} \approx \\
 &\approx 1 \cdot 10^7 \text{ ом}
 \end{aligned}$$

и, пересчитав соединенные звездой элементы R_1 , R_2 и R_6 в эквивалентные им элементы треугольника, определим эквивалентное коллекторное сопротивление транзистора T_2 $R_2' = 30 \text{ ком}$ и сопротивление нагрузки входного каскада

$$R_{\text{н}} = \frac{R_2'}{1 + g_{\text{пр}} R_2'} = \frac{30 \cdot 10^3}{1 + 0,17 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3} \approx 5 \text{ ком}.$$

При помощи соотношения (10.2), в которое следует подставлять $R_{\text{Зэкв}}$ вместо R_3 , и (10.3) определяем коэффициенты усиления входного балансного каскада по синфазному и противофазному сигналам:

$$\begin{aligned}
 K_+ &\approx \frac{10 \cdot 10^3}{2 \cdot 1 \cdot 10^7} = 5 \cdot 10^{-4}; \\
 K_- &= 4 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3 \frac{5 \cdot 10^3}{2 \cdot 30 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^3} \approx 10.
 \end{aligned}$$

Коэффициент качества (дискриминации) $K_-/K_+ = 2 \cdot 10^4$ (86 дб).

Учитывая, что возможности интегральной технологии позволяют обеспечить относительное изменение параметров элементов:

$$\begin{aligned}
 \frac{\Delta h_{21}}{h_{21}} &= 0,1; \quad \frac{\Delta w}{w} = 0,02; \quad \frac{\Delta i_6}{i_6} = 0,1; \\
 \Delta u_{63} &= 2,5 \text{ мв}, \quad \frac{\Delta S_0}{S_0} = 0,02 \quad \text{и} \quad \frac{\Delta R}{R} = 0,02,
 \end{aligned}$$

по формулам (10.14) и (10.15) определяем напряжение смещения нуля и его температурный дрейф при $R_0 = R_1 = 0$ для наихудшего случая, когда относительные нестабильности суммируются:

$$u_{см} = \frac{120 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3}}{60} \cdot 0,1 + 2,5 \cdot 10^{-3} + \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-3}} \left(0,02 + 0,02 + \frac{0,1}{60} \right) \approx 5 \text{ мв};$$

$$u_{др. макс} \approx \frac{1,37 \cdot 10^{-23}}{1,6 \cdot 10^{-19}} \left(0,02 + 0,02 + 0,02 + \frac{0,1}{60} \right) \approx 5 \text{ мкв/град}$$

Используя выражения (10.9) и (10.10), находим максимальные значения коэффициентов подавления разностного и синфазного сигналов ($R_1 = 0$):

$$\left(\frac{1}{H_p} \right)_{макс} = 0,02 + 2,4 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^7 \left(\frac{5 \cdot 10^3}{2 \cdot 30 \cdot 10^3 + 5 \cdot 10^3} \cdot 0,02 + \frac{0,1}{60} \right) \approx 130;$$

$$\left(\frac{1}{H_c} \right)_{макс} = \frac{1}{2 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^7} \left(0,02 + 0,02 + \frac{0,1}{60} \right) \approx 10^{-6}.$$

Реальный интегральный операционный усилитель имеет худшие параметры подавления синфазной помехи. Это связано с тем, что в дополнение к разбалансу схемы из-за неидентичности параметров элементов в усилителе проявляется влияние паразитных эффектов, вызванных близким взаимным расположением компонентов, возникают паразитные активные компоненты, проводимости утечки, снижающие во многих случаях значение $R_{экр}$ до 1 *Мом* и образующие проводящие мостики, по которым синфазная помеха проникает на выход.

Найдя коэффициент усиления разностного сигнала предоконечным каскадом

$$K_{пр} = \frac{1}{2} S_0 R_7 = \frac{1}{2} \cdot 16 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 40,$$

убеждаемся, что схема рис. 10.4 с необходимым запасом обеспечивает требуемое усиление

$$K_{общ} = K_{вх} K_{пр} K_{ок} = 10 \cdot 40 \cdot 4,1 = 1,64 \cdot 10^3.$$

По формуле (10.28) определяем ее выходное сопротивление

$$(R_{ок. вых})_{макс} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 4,1}{60} \approx 600 \text{ ом}.$$

Вычислив по формуле (10.25) значение эквивалентного сопротивления эмиттерной цепи транзистора T_7

$$R_{э7} = \frac{10 \cdot 10^3}{1 - 4,1} \approx -3,2 \text{ ком}$$

и используя соотношение (10.27), убеждаемся, что

$$R_7 = 5 \cdot 10^3 \ll |h_{21} R_{э7}| = |-3,2 \cdot 10^3 \cdot 60|,$$

следовательно, схема (рис. 10.4) будет стабильной. Для количественной оценки стабильности коэффициента усиления схемы необходимо знать температурные изменения коллекторных токов каскадов. Если дифференциальные каскады полностью симметричные, то вследствие компенсационных свойств

балансных схем можно считать, что режим транзисторов практически не изменяется при изменении температуры. Тогда нестабильность коэффициента усиления будет определяться температурной зависимостью параметров транзисторов.

Коэффициент усиления дифференциальных каскадов, в основном определяющий общий коэффициент усиления схемы,

$$K' = K_{\text{вх}} K_{\text{пр}} = S_0 R_{\text{вх}} R_2' \frac{R_{\text{н}}}{2R_2' + R_{\text{н}}} \cdot \frac{1}{2} S_{0\text{пр}} R_7 = \frac{1}{4} \frac{S_{0\text{вх}} S_{0\text{пр}} R_2' R_7}{1,5 + g_{\text{пр}} R_2'}$$

В данном усилителе $g_{\text{пр}} R_2' \gg 1,5$, поэтому

$$K' \approx \frac{S_{0\text{вх}} S_{0\text{пр}} R_7}{g_{\text{пр}}}$$

Так как в соответствии с формулами (1.30) и (1.31) крутизна транзистора S_0 обратно пропорциональна температуре, а его входная проводимость уменьшается пропорционально квадрату температуры, то значение K' от температуры практически не зависит. Таким образом, в схеме рис. 10.4 обеспечены условия получения высокой стабильности параметров. Их значения в реальной схеме зависят от степени симметрии схемы, т. е. от совершенства технологического процесса производства.

Оценим стабильность оконечного каскада. В связи с использованием компенсационной цепи R_4 , R_5 , T_4 и глубокой местной отрицательной обратной связи, стабильность режима транзисторов достаточно высокая и основная температурная нестабильность коэффициента усиления $K_{\text{ок}}$ (10.22) определяется температурным коэффициентом ϵ_T отношения $R_9/R_{\text{экв}}$:

$$\frac{\Delta K_{\text{ок}}}{K_{\text{ок}}} = (K_{\text{ок}} - 1) \frac{\Delta \left(\frac{R_9}{R_{\text{экв}}} \right)}{\frac{R_9}{R_{\text{экв}}}} = (K_{\text{ок}} - 1) \epsilon_T \Delta T.$$

В интегральной полупроводниковой схеме величину ϵ_T можно поддерживать на уровне $(10^{-3} - 10^{-4})\%/град$, поэтому

$$\left(\frac{\Delta K_{\text{общ}}}{K_{\text{общ}}} \right) = \left(\frac{\Delta K_{\text{ок}}}{K_{\text{ок}}} \right)_{\text{макс}} = (4,1 - 1) 10^{-3} \cdot 120 \approx 36\%,$$

а температурный коэффициент изменения усиления $36\%/120 град = 0,3\%/град$.

4. ЦЕПИ ЧАСТОТНОЙ КОМПЕНСАЦИИ

При использовании многокаскадных усилителей, в том числе и усилителей постоянного тока, в устройствах с общей отрицательной обратной связью необходимо принять меры по обеспечению их устойчивости. Качественные показатели усилителей улучшаются пропорционально глубине отрицательной обратной связи, однако их запас устойчивости уменьшается. Поэтому необходимо проводить расчет

устойчивости усилителей и обеспечивать необходимый запас ее при помощи цепей частотной компенсации.

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_{o.c} = \frac{K}{1 + \beta K}; \quad (10.32)$$

где K — коэффициент усиления усилителя при разомкнутой петле обратной связи; β — коэффициент обратной связи или возвратное отношение.

Произведение βK называют петлевым усилением, а $1 + \beta K$ — глубиной обратной связи или возвратной разностью. Чтобы усилитель был устойчив, знаменатель выражения (10.32) должен быть положительным во всем диапазоне рабочих частот. Следовательно, петлевое усиление βK должно быть меньше единицы на частоте f_π , где сдвиг фаз вдоль петли отрицательной обратной связи равен 180° . При действительных значениях $\beta = \beta$ предельная величина $\beta_{\text{пред}} = 1/K_\pi$, а максимальная глубина обратной связи определяется отношением значений коэффициента усиления усилителя K_0 и K_π соответственно на низкой частоте и на частоте, соответствующей сдвигу фаз 180° . Поэтому при решении задачи устойчивости основное значение имеют частотная и фазовая характеристики многокаскадного усилителя с разомкнутой петлей общей отрицательной обратной связи. Их форма должна быть скорректирована соответствующим образом при помощи цепей частотной компенсации, чтобы усилитель при данной глубине обратной связи либо при любой возможной ее глубине был устойчив.

Частотную характеристику каскада, не охваченного обратной связью, можно описать полиномиальной функцией первого порядка, аналогичной (9.16), а многокаскадный усилитель характеризовать произведением соответствующего числа этих функций. В частности, рассмотренный в примере 2 усилитель постоянного тока с тремя усилительными каскадами (рис. 10.4) имеет частотную характеристику, которую в широком диапазоне частот можно аппроксимировать выражением

$$K = \frac{K_0}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)(1 + j\omega\tau_3)}. \quad (10.33)$$

Операционный усилитель (рис. 10.4) выпускается серийно в виде интегральной полупроводниковой микросхемы К1УТ401. Экспериментально снятые ее логарифмические частотная и фазовая характеристики показаны на рис. 10.5.

Значение входящих в аппроксимирующее выражение (10.33) постоянных времени можно приблизительно определить с учетом рис. 10.5 по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= \frac{1}{2\pi f_{\pi/4}}; \\ \tau_2 &= \frac{1}{2\pi f_{3\pi/4}}; \\ \tau_3 &= \frac{1}{2\pi f_{5\pi/4}}. \end{aligned} \right\} \quad (10.34)$$

В данном случае $f_{\pi/4} \approx 0,27 \text{ МГц}$, $f_{3\pi/4} \approx 4 \text{ МГц}$, соответствующие этим частотам коэффициенты усиления $K_{\pi/4} = 60 \text{ дБ}$, $K_{3\pi/4} = 38 \text{ дБ}$.

Частота, на которой $\varphi, \text{ град}$ сдвиг фаз составляет 180° , равна 14 МГц . Усиление схемы на этой частоте 16 дБ , а в области низких частот — приблизительно 62 дБ . Следовательно, максимально возможная глубина обратной связи в децибеллах $K_0 - K_\pi = 62 - 16 = 46 \text{ дБ}$. Это граничный теоретический случай, соответствующий пределу устойчивости усилителя. Если глубина общей обратной связи меньше 46 дБ , усилитель (рис. 10.4) можно использовать без цепей частотной компенсации. Однако реально глубина обратной связи должна быть меньше 46 дБ на величину, характеризующую запас устойчивости.

Последняя величина связана с чувствительностью

параметров схемы к изменению величин ее элементов, и, если запас устойчивости недостаточен, фазовый сдвиг достигнет 180° и в схеме возникнет генерация. Даже если схема останется устойчивой, возможно появление резонансного пика характеристики на частоте, где петлевое усиление равно единице. Разность между 180° и углом сдвига фаз в усилителе при данной глубине обратной связи

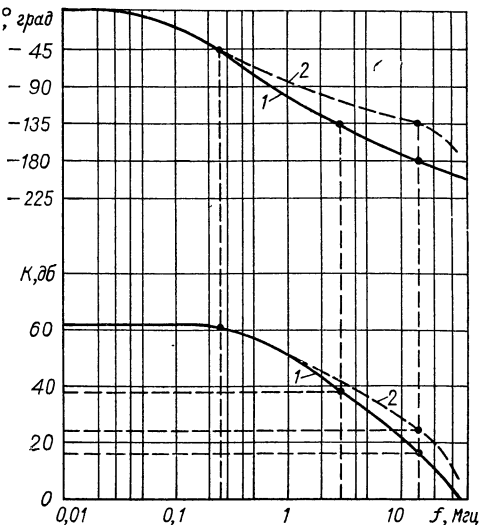


Рис. 10.5. Частотная и фазовая характеристики интегральной полупроводниковой микросхемы операционного усилителя К1УТ401:
1 — без цепей частотной компенсации; 2 — с ускоряющим конденсатором.

определяет запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi$. Относительная величина резонансного пика характеризуется выражением

$$Q_{\pi} = \frac{1}{\sqrt{2(1 - \cos \Delta\varphi)}}. \quad (10.35)$$

Следовательно,

$$\Delta\varphi = \arccos\left(1 - \frac{1}{2Q_{\pi}^2}\right). \quad (10.36)$$

Зависимость Q_{π} от $\Delta\varphi$ (10.35) на частоте, при которой петлевое усиление равно единице, представлена на рис. 10.6 кривой,

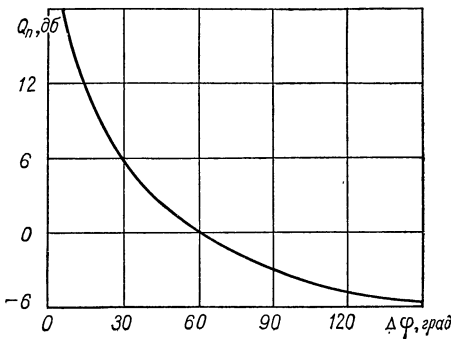


Рис. 10.6. Кривая зависимости относительной величины резонансного пика частотной характеристики многокаскадного усилителя с общей обратной связью от фазового угла запаса устойчивости.

менее 90° , т. е. запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi \geq 90^\circ$, то резонансный пик частотной характеристики отсутствует, и усилитель абсолютно устойчив при любой глубине отрицательной обратной связи. Такой усилитель имеет спад частотной характеристики приблизительно 6 дБ/окт (20 дБ/дек) и ее можно аппроксимировать полиномиальной функцией первого порядка

$$\dot{K} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau}. \quad (10.37)$$

При $0 < \Delta\varphi < 90^\circ$ спад частотной характеристики усилителя с обратной связью достигает 12 дБ/окт (40 дБ/дек). На этом участке частотную характеристику аппроксимируют полиномиальной функцией второго порядка. Ниже частоты f_{π} , на которой угол сдвига фаз равен 180° , завал частотной характеристики схемы (рис. 10.4) происходит примерно со скоростью 18 дБ/окт (60 дБ/дек), поэтому в широком диапазоне частот ее следует

из которой следует, что при запасе устойчивости по фазе $\Delta\varphi < 45^\circ$ величина резонансного пика больше 3 дБ . Если допустимая неравномерность частотной характеристики $Q_{\pi} \leq 3 \text{ дБ}$, то из рис. 10.5 следует, что глубина общей отрицательной связи в усилителе (рис. 10.4) без цепей частотной компенсации не должна превышать $K_0 - K_{3\pi/4} = 62 - 38 = 24 \text{ дБ}$.

Если фазовый сдвиг петлевого усиления в диапазоне частот, где оно изменяется от максимального значения на низкой частоте до единицы,

аппроксимировать полиномиальной функцией третьего порядка (10.33). В n -каскадном усилителе асимптотические значения крутизны спада частотной и фазовой характеристик будут соответственно 6 дб/окт (20 дб/дек) и $\pi/2$.

Итак, если глубина отрицательной обратной связи меньше $K_0 - K_{\Delta\varphi} \text{ дб}$, многокаскадный усилитель используют без цепей частотной компенсации. В противном случае их применяют для соответствующей коррекции фазовой характеристики усилителя.

Неоптимальная частотная компенсация используется в том случае, когда к усилителю с замкнутой обратной связью не предъявляют требования получения максимально широкой полосы пропускания. Последняя оказывается заметно уже полосы пропускания некомпенсированного усилителя с разомкнутой цепью обратной связи, а компенсационная цепь — предельно простой. Она изменяет карту полюсов исходного усилителя: к трем его полюсам, расположенным на действительной отрицательной полуоси — плоскости при

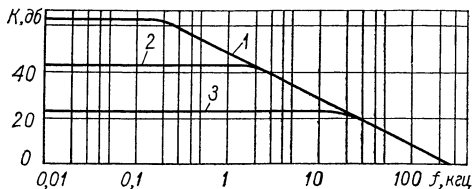


Рис. 10.7. Частотная характеристика усилителя (рис. 10.4) с простой компенсацией при различной глубине обратной связи: 1 — 0 дб; 2 — 20 дб; 3 — 40 дб.

помощи цепи вида (рис. 7.14, в), добавляется четвертый полюс. Его собственная частота значительно меньше, чем частота остальных полюсов усилителя, и он полностью определяет завал частотной характеристики компенсированного усилителя в области верхних частот. Так как асимптотические значения фазы и затухания звена нижних частот с коэффициентом передачи первого порядка (рис. 7.14, в) составляют 90° и 6 дб/окт , то усилитель с обратной связью будет устойчив при необходимом запасе по фазе не менее $\Delta\varphi$, если при 100%-ной противосвязи собственный сдвиг фазы усилителя (без цепи компенсации) будет не более чем $90^\circ - \Delta\varphi$. При $\Delta\varphi = 45^\circ$ он не должен превышать 45° , при этом крутизна спада частотной характеристики будет не более 9 дб .

Для построения частотной характеристики усилителя (рис. 10.4) с неоптимальной простой компенсацией необходимо из точки $f_{\Delta\varphi} = f_{\pi/4}$ провести прямую с наклоном 6 дб/окт (20 дб/дек) до пересечения с горизонтальной прямой, соответствующей низкочастотному значению коэффициента усиления K_0 (рис. 10.7).

Полоса пропускания компенсированного усилителя при разомкнутой петле обратной связи ограничивается собственной

частотой доминирующего полюса, определяемой по формуле

$$F_{в0} = f_{сн} = \frac{f_{\Delta\varphi}}{2^{K_0/6}}. \quad (10.38)$$

Если в таком усилителе ввести общую обратную связь, то полоса пропускания будет возрастать пропорционально ее глубине. При 100%-ной противосвязи полоса пропускания усилителя максимальна $\Delta F = F_{в0} = f_{\Delta\varphi}$. Допуская запас по фазе $\Delta\varphi = 45^\circ$ и считая $K_0 = 62$ дб, по формуле (10.38) найдем, что полоса пропускания усилителя (рис. 10.4) с простой частотной компенсацией $F_{в0} = f_{с.п} \approx 150$ гц. При глубине обратной связи 40 дб полоса пропускания усилителя возрастает на 40 дб и составляет приблизительно 15 кгц. Ее можно определить при помощи кривых (рис. 10.7) или рассчитать по формуле

$$F_{в.св} = \frac{f_{\Delta\varphi}}{2^{\frac{K_0 - K_\beta}{6}}} = \frac{f_{\Delta\varphi}}{2^{K_{св}/6}}, \quad (10.39)$$

где $K_{св}$ — коэффициент усилителя при замкнутой цепи обратной связи; K_β — глубина обратной связи.

Следовательно, полоса пропускания усилителя удваивается при увеличении глубины обратной связи на 6 дб.

В качестве резистора компенсационного RC-звена обычно используют один из внутренних резисторов усилителя (рис. 10.4). Емкость компенсирующего конденсатора рассчитывают по формуле

$$C = \frac{1}{2\pi f_{с.п} R}. \quad (10.40)$$

Для уменьшения требуемой емкости C желательно выбирать сопротивление R возможно большим. Если в качестве R выбрать $R_9 = 10$ ком (рис. 10.4), то, учитывая что $f_{с.п} = 150$ гц, необходимо взять компенсирующий конденсатор емкостью $C \approx 0,1$ мкф, подключив его между нижним концом резистора R_9 и землей или зажимом E_k^- источника питания. В точке подключения конденсатора C действует напряжение, примерно равное напряжению на выходе усилителя. Вследствие того, что с увеличением частоты конденсатор C заметно нагружает оконечный каскад, максимальный уровень сигнала на выходе значительно снижается.

Другим недостатком подключения компенсационной цепи к выходу усилителя является значительное уменьшение характеризующей быстродействие усилителя скорости нарастания выходного напряжения V в/мксек. Если эти параметры важны, то более подходящей точкой подключения компенсирующего конденсатора C

является база транзистора T_7 (рис. 10.4). Напряжение в этой точке примерно в четыре раза меньше, чем на выходе, а шунтирующее C сопротивление (входное сопротивление оконечного каскада) достаточно велико. В качестве сопротивления RC -цепи теперь будет служить сопротивление резистора R_7 ; так как оно в два раза меньше, чем R_9 , то требуемая величина емкости конденсатора $C = 0,2 \text{ мкф}$. Ее можно уменьшить в K раз (коэффициент усиления предоконечного каскада), если подключить C между коллектором и базой транзистора T_6 . При этом в качестве резистора звена используется R_1 . Такая компенсационная цепь является цепью местной обратной связи. Поскольку она охватывает только один каскад, можно не заботиться об устойчивости по внутренней контуре обратной связи и считать, что конденсатор C лишь уменьшает петлевое усиление на верхних частотах.

В тех случаях, когда необходимо получить максимально возможное выходное напряжение на достаточно высоких частотах и максимальной скоростью нарастания, компенсирующий конденсатор C следует включать на входе усилителя (рис. 10.8). Величину его емкости определяют по формуле (10.40), в которую вместо R подставляют

$$R_3 = R_1 R_2 / R_1 + R_2.$$

Основным недостатком такого включения цепи является возрастание уровня собственных электрических шумов усилителя. Поэтому место подключения компенсационной цепи выбирается с учетом конкретных требований, предъявляемых к усилителю. Если выбрать две компенсационные цепи, из которых одна действует на входе усилителя, а другая — на выходе предоконечного каскада, то в связи с тем, что емкости конденсаторов цепи оказываются сравнительно меньшими, можно получить удовлетворительными одновременно все три характеристики усилителя. При этом максимальная амплитуда выходного напряжения в области высоких частот и скорость его нарастания оказываются заметно большими, чем при подключении компенсационной цепи только на выходе предоконечного каскада, но меньшими, чем при включении ее только на входе

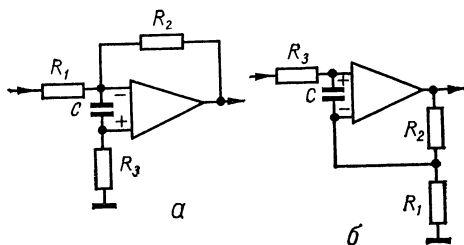


Рис. 10.8. Схема операционного усилителя с простой цепью компенсации на входе при двух включениях усилителя: а — инвертирующем фазу сигнала; б — неинвертирующем фазу сигнала.

усилителя. Что касается уровня собственных шумов, то картина обратная.

Квазиоптимальная частотная компенсация используется в том случае, когда к усилителю с глубокой обратной связью предъявлено требование широкой полосы пропускания. Такая компенсация позволяет получить частотную и фазовую характеристики устойчивой цепи, близкие к оптимальным. В качестве компенсационной используется цепь (см. рис. 7.14, б), реализующая отрицательные действительные полюс и нуль, причем, собственная частота нуля больше, чем полюса. Характеристики некомпенсированного усилителя и компенсирующей цепи должны быть сопряжены: собственные частоты нуля и ближайшего к центру p -плоскости полюса усилителя должны совпадать, а расположение относительно их полюса цепи компенсации определяется глубиной обратной связи. В результате взаимной компенсации нуля и полюса карта усилителя с замкнутой цепью обратной связи содержит три полюса, из которых первый, если считать в порядке возрастания их собственной частоты, имеет меньшую, а для остальных — такие же

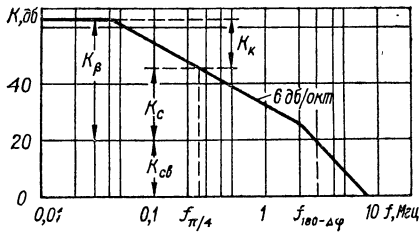


Рис. 10.9. Частотная характеристика многокаскадного усилителя с квазиоптимальной компенсацией при разомкнутой цепи обратной связи.

собственные частоты, что и соответствующие полюсы некомпенсированного усилителя с разомкнутой цепью обратной связи.

Квазиоптимальная частотная компенсация эффективна именно потому, что при заданной глубине отрицательной обратной связи обеспечивает неизменный фазовый сдвиг петлевого усиления $180^\circ - \Delta\varphi$, и, следовательно, запас устойчивости по фазе остается гарантированным и равным $\Delta\varphi$. Применение цепи компенсации с точки зрения получения максимальной ширины полосы пропускания целесообразно при условии

$$K_\beta > K_0 - K_{180-\Delta\varphi}, \text{ дб.} \quad (10.41)$$

В противном случае следует применять усилитель без цепи компенсации. Частотная характеристика усилителя с квазиоптимальной компенсацией при разомкнутой цепи обратной связи показана на рис. 10.9. Так как ближайший к началу координат полюс формируется цепью RC , завал частотной характеристики начинается в районе собственной частоты этого полюса и происходит со скоростью 6 дб/окт . Частотная характеристика усилителя в этом месте (практически до частоты $f_{\pi/4}$) повторяет частотную характе-

ристку компенсационной RC -цепи. Последняя имеет ступенчатую форму и расстояние между ее плоскими частями определяется отношением координат нуля и полюса цепи (рис. 7.14, б):

$$K_k = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{R_i}{R}, \quad (10.42)$$

где $R_2 = R$, $R_1 = R_i$ — один из внутренних резисторов усилителя, используемых в качестве резистора R_1 цепи.

Фазовый сдвиг, вносимый компенсационной RC -цепью, не превышает 90° и на частоте $f_{\pi/4}$ близок к нулю. В результате сопряжения частотных характеристик некомпенсированного усилителя и RC -цепи (взаимной компенсации нуля цепи и первого полюса усилителя) частотная характеристика компенсированного усилителя продолжает снижаться со скоростью 6 дб/окт в результате действия полюса RC -цепи примерно до частоты $f_{180-\Delta\varphi}$. В дальнейшем скорость снижения увеличивается до 12 дб/окт из-за влияния второго полюса усилителя. Так как (см. рис. 10.9)

$$K_0 = K_\beta K_{св} = K_k K_c K_{св}, \quad (10.43)$$

где $K_c = K_0/K_{180-\Delta\varphi}$ — относительный (собственный) завал частотной характеристики некомпенсированного усилителя на частоте $f_{180-\Delta\varphi}$, то

$$K_{180-\Delta\varphi} = K_k K_{св} = \text{const} \quad (10.44)$$

и, следовательно, вносимое компенсационной RC -цепью затухание K_k выбирается в зависимости от требуемого усиления $K_{св}$ усилителя с замкнутой цепью обратной связи. При любом требуемом значении $K_\beta = K_0 - K_{св}$, дб , удовлетворяющем условию (10.41) или $K_{св} < K_{180-\Delta\varphi}$ полоса пропускания усилителя с замкнутой цепью обратной связи $F_v = f_{180-\Delta\varphi}$, а запас устойчивости по фазе — $\Delta\varphi$.

Элементы компенсационной RC -цепи рассчитываются по формулам:

$$\left. \begin{aligned} R &\approx R_i \frac{K_{св}}{K_{180-\Delta\varphi}}; \\ C &= \frac{1}{2\pi f_{\pi/4} R}. \end{aligned} \right\} \quad (10.45)$$

Пример 3. Рассчитать цепь компенсации к широкополосному усилителю с коэффициентом усиления $K_{св} = 30 \text{ дб}$ (31,6 раз) и повторителю сигналов на основе операционного усилителя (рис. 10.4), имеющего $K_{180-\Delta\varphi} = K_{3\pi/4} = 38 \text{ дб}$ (79 раз) и $f_{\pi/4} \approx 270 \text{ кгц}$. Обеспечить запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi = 45^\circ$.

Так как $K_{св} = 30 \text{ дб} < K_{3\pi/4} = 38 \text{ дб}$ (в случае усилителя) и $K_{св} = 0 \text{ дб} < K_{3\pi/4} = 38 \text{ дб}$ (в случае повторителя сигналов), то для обеспечения

устойчивости усилителя с отрицательной обратной связью и получения широкой полосы пропускания необходимо использовать квазиоптимальную RC -цепь частотной компенсации. Чтобы перейти к расчету величин ее элементов по формулам (10.45), необходимо решить вопрос о точке подключения RC -цепи, что позволит определить сопротивление резистора R_I . Он решается на основе компромиссных условий, аналогично простой (неоптимальной) цепи компенсации. Если оптимальная RC -цепь частотной компенсации подключена между базой транзистора T_7 (рис. 10.4) и общим проводом или зажимом E_K , то $R_I = R_7 = 5 \text{ ком}$ и, используя формулы (10.45), находим:

$$R \approx 5 \cdot 10^3 \frac{31,6}{79} \approx 2 \text{ ком};$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 270 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3} \approx 300 \text{ пф}$$

при использовании операционного усилителя (рис. 10.4) в режиме усиления с $K_{св} = 30 \text{ дб}$, и

$$R = 5 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{79} \approx 62 \text{ ом};$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 270 \cdot 10^3 \cdot 62} \approx 10 \text{ тыс. пф}$$

при использовании операционного усилителя (рис. 10.4) в режиме повторения сигналов. Полоса пропускания усилителя в обоих режимах $F_B = f_{3\pi/4} = 4 \text{ Мгц}$. Если такая широкая полоса пропускания не требуется, то можно повысить запас устойчивости усилителя, уменьшая R и увеличивая C .

Если необходимо, чтобы усилитель имел максимальные выходные напряжение в области верхних частот и скорость его нарастания, цепь компенсации следует включить на выходе усилителя аналогично схеме рис. 10.8, в ней только вместо простой компенсационной цепи C включить квазиоптимальную, содержащую последовательно включенные элементы R и C . Их величины рассчитываем по формулам (10.45), в первую из которых вместо R подставим $R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

Оптимальная частотная компенсация позволяет получить максимальную ширину полосы пропускания при данной глубине обратной связи и минимуме элементов компенсационной цепи. Схема цепи показана на рис. 10.10. Ее можно рассматривать как комбинированную, собранную из RC -цепей вида (рис. 7.14, б и 7.14, з) с соединенными параллельно входными и выходными зажимами. Эти RC -цепи действуют последовательно на различных частотных диапазонах, поэтому в первом приближении их влияние можно рассматривать независимо. Если в схеме (рис. 10.10) отключить элементы R_1, C_1 , то получим пассивную RC -цепь вида (рис. 7.14, з), реализующую действительные отрицательные нуль и полюс. Совместив нуль со вторым полюсом некомпенсированного усилителя ($f_{с.н} = f_{3\pi/4}$), можно значительно увеличить область частотной характеристики, в которой она имеет спад 6 дб/окт , обусловленный влиянием первого полюса усилителя, и в результате этого примерно

на 1—2 октавы расширить полосу пропускания усилителя с глубокой обратной связью.

В качестве R и R' можно использовать внутренние резисторы усилителя (рис. 10.4), например R_9 и $R_{вх}$ оконечного каскада. Тогда внешним элементом, расширяющим частотную характеристику усилителя цепи, будет ускоряющий конденсатор C , подключенный параллельно резистору R_9 . Его емкость определяют из выражения

$$C = \frac{1}{2\pi f_{3\pi/4} R_9}. \quad (10.46)$$

При $f_{3\pi/4} = 4 \text{ МГц}$ и $R_9 = 10 \text{ ком}$ расчет по формуле (10.46) дает $C \approx 5 \text{ нф}$. В связи с разбросом значений $f_{3\pi/4}$ в интегральном операционном усилителе (рис. 10.4) емкость C можно увеличить до 10 нф . Частотная и фазовая характеристики усилителя (рис. 10.4) с ускоряющим конденсатором $C = 10 \text{ нф}$ показаны на рис. 10.5 штрихами в той части, где они отличаются от соответствующих характеристик некомпенсированного операционного усилителя. Из графика видно, что ускоряющий конденсатор C позволяет поднять частоту, на которой сдвиг фаз петлевого усиления равен 135° , до 15 МГц , т. е. примерно в 4 раза по сравнению с некомпенсированным усилителем. Благодаря этому максимальная глубина отрицательной связи при запасе по фазе $\Delta\varphi = 45^\circ$ увеличивается до 38 дБ . При больших глубинах для обеспечения устойчивости необходимо использовать квазиоптимальную цепь компенсации RC (R_1C_1 — на рис. 10.10), элементы которой рассчитываются по формулам (10.45), но с учетом нового значения $K_{180^\circ - \Delta\varphi} = K_{135^\circ} = 24 \text{ дБ}$.

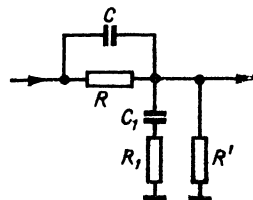


Рис. 10.10. Схема цепи оптимальной частотной компенсации многокаскадного усилителя с глубокой обратной связью.

Глава 11

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1. РАСЧЕТ ЧАСТОТНОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

Наиболее широко высокочастотные избирательные усилители применяются в различного рода радиоприемных устройствах. К основным требованиям, предъявляемым к таким усилителям относятся: обеспечение необходимой полосы пропускания при задан-

ной неравномерности усиления в ее пределах, обеспечение достаточного подавления мешающих колебаний за пределами полосы и получение необходимой величины усиления. Для обеспечения указанных требований усилители выполняют многокаскадными, а в качестве нагрузки используют одиночные или связанные колебательные контуры. При этом форма резонансных кривых и избирательность транзисторных усилителей (также, как и ламповых) полностью определяются свойствами используемых резонансных систем.

В табл. 11.1 приводится выдержка из стандарта на радиовещательные приемники, определяющего требования к избирательности различных типов и классов приемников.

Таблица 11.1

Основные параметры переносных радиовещательных приемников

Параметры избирательности	Класс приемника			
	1	2	3	4
Частотная характеристика по звуковому давлению при неравномерности 14 дБ (на частотах ниже 250 кГц — 18 дБ).				
Полоса воспроизводимых частот ДВ, СВ и КВ (не уже), Гц	150—4000	200—4000	300—3500	450—3000
на УКВ (не уже), Гц	150—12000	200—10000	300—7000	—
Избирательность (ослабление приема при расстройке на ± 10 кГц) на ДВ и СВ (не менее), дБ	46	34	26	16
Ослабление приема по зеркальному каналу (не менее), дБ				
на ДВ	46	40	20	16
на СВ	26	26	20	16
на КВ	14	12	—	—
на УКВ	22	22	20	—

Установленные нормативные значения неравномерности частотной характеристики в полосе пропускания и избирательность всего приемника предварительно должны быть распределены между отдельными частями приемного тракта, в результате чего определяется допустимая неравномерность усиления на частоте сигнала $d_{с. общ}$, промежуточной частоте $d_{пр. общ}$ и ослабление соседних мешающих станций $d_{м общ}$.

Так как в супергетеродинных приемниках основная избирательность от соседних станций осуществляется в усилителе промежуточной частоты, а избирательность от зеркальных помех — в преселекторе, то тип и число каскадов соответствующих избирательных усилителей должны выбираться исходя из указанных величин.

Расчет избирательности узкополосных полосовых усилителей. Узкополосные полосовые усилители обычно используются в качестве усилителей промежуточной частоты приемников длинных, средних и коротких волн. Наиболее типичными для них являются схемы со связанными контурами или с фильтрами сосредоточенной селекции.

Избирательность узкополосных полосовых усилителей наиболее целесообразно рассчитывать методом проб. Для этого задаются числом каскадов УПЧ n (включая и преобразователь частоты), находят допустимую неравномерность усиления в одном каскаде

$$d_1 = \sqrt[n]{d_{\text{пр. общ}}} \quad (11.1)$$

и необходимое подавление мешающей станции

$$d_2 = \sqrt[n]{d_{\text{м. общ}}} \quad (11.2)$$

Чтобы упростить настройку связанных контуров при изготовлении и налаживании усилителя, связь между ними целесообразно выбирать не более критической. Выбирая связь, необходимо помнить, что при более сильной связи резонансная кривая будет ближе к прямоугольной, но полоса пропускания при том же затухании контуров окажется шире. Ослабление связи менее критической приводит к сужению полосы и вызывает дополнительную потерю усиления. Наиболее целесообразно выбирать значение степени связи

$$0,2 \leq \eta \leq 1.$$

Выбрав степень связи η , определяют относительную расстройку, соответствующую границе полосы пропускания,

$$x_1 = \sqrt{\eta^2 - 1 + \sqrt{d_1^2 (1 + \eta^2)^2 - 4\eta^2}} \quad (11.3)$$

и необходимое для обеспечения полосы затухание колебательных контуров

$$\delta_{\text{эКВ}} = \frac{2\Delta f_c}{x_1 f_{\text{пр}}} \quad (11.4)$$

где $f_{\text{пр}}$ — номинальное значение промежуточной частоты; $2\Delta f_c$ — требуемая ширина полосы пропускания. Если расчетная величина

затухания получится слишком малой ($\delta_{\text{эКВ}} < 0,02$), то реализовать его практически трудно. В этом случае следует взять более слабую связь между контурами и повторно вычислить x_1 и $\delta_{\text{эКВ}}$. Если таким путем не удастся получить конструктивно выполнимую величину затухания, следует выбрать более низкую промежуточную частоту.

После получения приемлемого значения затухания $\delta_{\text{эКВ}}$ находят относительную расстройку частоты мешающей станции

$$x_2 = \frac{2\Delta f_M}{\delta_{\text{эКВ}} f_{\text{пр}}} \quad (11.5)$$

и вычисляют ее ослабление одним каскадом усилителя

$$d_2 = \frac{\sqrt{(1 + \eta^2 - x_2^2)^2 + 4x_2^2}}{1 + \eta^2}. \quad (11.6)$$

Если последнее окажется не менее требуемого, которое было вычислено с помощью формулы (11.2), то выбор числа каскадов и расчет можно считать законченными. В противном случае необходимо взять большее число каскадов n и повторить весь расчет.

При желании использовать усилитель с двугорбой резонансной кривой степень связи η следует брать больше критической ($\eta > 1$). Однако ее величина не должна превышать значения

$$\eta \leq d_1 + \sqrt{d_1^2 - 1}, \quad (11.7)$$

так как иначе провал между горбами превысит допустимую неравномерность усиления d_1 . Для сильной связи между контурами относительная расстройка x_1 должна вычисляться по формуле

$$x_1 = \sqrt{\eta^2 - 1 + 2\eta \sqrt{d_1^2 - 1}}, \quad (11.8)$$

а ослабление мешающей станции

$$d_2 = \frac{\sqrt{(1 + \eta^2 - x_2^2)^2 + 4x_2^2}}{2\eta}. \quad (11.9)$$

Расчет избирательности по зеркальному каналу. В супергетеродинных приемниках эта избирательность осуществляется в преселекторе, который состоит из входной цепи и избирательного усилителя на частоте принимаемого сигнала, выполняемого, как правило, по схеме с одиночными контурами.

Необходимое число каскадов преселектора и затухание их колебательных контуров целесообразно рассчитывать также методом проб, задаваясь рекомендуемым значением промежуточной частоты $f_{\text{пр}}$ и различным числом контуров преселектора (включая

и контур входной цепи). Для этого вначале определяют граничные частоты $f_{с. \text{ мин}}$ и $f_{с. \text{ макс}}$ каждого поддиапазона и вычисляют нормированную расстройку, соответствующую зеркальному каналу, на всех граничных частотах

$$\omega = 4 \frac{f_{\text{пр}}}{f_c} \cdot \frac{f_c \pm f_{\text{пр}}}{f_c \pm 2f_{\text{пр}}} \quad (11.10)$$

В формуле (11.10) знаки «+» следует брать при использовании верхней настройки гетеродина, а знаки «-» — при нижней.

Далее необходимо распределить допустимую неравномерность усиления в полосе пропускания между усилителем промежуточной частоты и преселектором, определив для последнего допустимые значения $d_{с. \text{ общ}}$. Задаваясь последовательно различным числом колебательных контуров преселектора $m = 1; 2; 3 \dots$, вычисляют вспомогательные коэффициенты:

$$a = \frac{1}{\sqrt{d_{с. \text{ общ}}^m - 1}}; \quad (11.11)$$

$$b = \frac{1}{\sqrt{d_{з. \text{ общ}}^m - 1}}, \quad (11.12)$$

зависящие от допустимой неравномерности $d_{с. \text{ общ}}$ и требуемого ослабления зеркальной помехи $d_{з. \text{ общ}}$. По найденным значениям a и b определяют необходимые минимальную и максимальную величины эквивалентного затухания колебательных контуров преселектора:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\text{экв. мин}} &= a \frac{2\Delta f_c}{f_c}; \\ \delta_{\text{экв. макс}} &= b\omega \end{aligned} \right\} \quad (11.13)$$

на всех граничных частотах поддиапазонов. При этом, если $\delta_{\text{экв. мин}}$ окажется меньше максимального конструктивно выполнимого значения $\delta_{\text{экв}} \approx 0,02$, необходимо окончательно принять $\delta_{\text{экв. мин}} = 0,02$.

Окончательное количество контуров преселектора должно быть выбрано наименьшим, но таким, чтобы для всех поддиапазонов выполнялось условие $\delta_{\text{экв. макс}} > \delta_{\text{экв. мин}}$. В этом случае гарантируется заданное подавление зеркальных помех и достаточно равномерное усиление спектра сигналов в пределах полосы пропускания.

Если число каскадов m получается слишком большим, следует выбрать более высокую промежуточную частоту или применить двойное преобразование частоты.

Расчет избирательности широкополосных усилителей. Широкополосные избирательные усилители обычно используются в качестве усилителей высокой и промежуточной частоты приемников сверхвысоких частот. Характерной особенностью этих приемников является то, что принимаемый сигнал имеет широкий спектр, и усилитель должен обеспечить достаточно равномерное его усиление. К избирательности по соседнему каналу жестких требований чаще всего не предъявляют. Поэтому форма резонансной кривой за пределами полосы пропускания не имеет существенного значения.

Так как в транзисторных усилителях получение широкой полосы не вызывает затруднений, можно ограничиваться применением простейших схем с одиночными контурами, настроенными в резонанс. Число каскадов усилителя n при этом определяется требуемой величиной усиления. Для обеспечения заданной общей полосы пропускания $2\Delta f_c$ при общей неравномерности усиления $d_{\text{общ}}$ эквивалентное затухание каждого контура

$$\delta_{\text{экр}} = \frac{2\Delta f_c}{f_0 \sqrt{d_{\text{общ}}^{2/n} - 1}}, \quad (11.14)$$

где f_0 — резонансная частота.

Если относительная ширина спектра сигнала $\frac{2\Delta f_c}{f_{\text{ср}}}$, где $f_{\text{ср}}$ — средняя его частота, не превышает значений 0,2—0,4, то резонансную кривую приближенно можно считать симметричной. В этом случае среднюю частоту спектра $f_{\text{ср}}$ следует совмещать с резонансной частотой усилителя f_0 . При большей относительной ширине спектра приходится считаться с асимметрией резонансной кривой. Чтобы граничные частоты полосы пропускания совпали с границами спектра усиливаемых сигналов, следует резонансную частоту f_0 смещать по отношению к средней частоте спектра $f_{\text{ср}}$. Необходимая для этого величина резонансной частоты может быть вычислена по формуле

$$f_0 = f_{\text{ср}} \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{2\Delta f_c}{f_{\text{ср}}} \right)^2}. \quad (11.15)$$

При желании получить более близкую к прямоугольной резонансную кривую, можно использовать схему усилителя с одиночными контурами и взаимно расстроенными каскадами. Однако в транзисторных усилителях такая схема не дает выигрыша в произведении усиления на полосу пропускания, а, наоборот, несколько снижает его величину. Это обстоятельство обусловлено тем, что, вследствие малых входных и выходных сопротивлений транзи-

сторов, широкую полосу можно получить без снижения усиления, а при расстройке контуров усиление на средней частоте уменьшается.

Пример 1. Рассчитать частотную избирательность усилителей радиовещательного приемника первого класса. При этом, чтобы не повторять однотипных вычислений, приведем лишь расчет избирательности для поддиапазона средних волн ($f_c = 525 \div 1605$ кГц).

В соответствии с существующим стандартом полоса пропускания при общей неравномерности 14 дБ $2\Delta f_c = 2 \cdot 4000 = 8000$ Гц. Избирательность при расстройке на ± 10 кГц должна составлять не менее 46 дБ ($d_{м. общ} = 200$) и по зеркальному каналу — не менее 26 дБ ($d_{з. общ} = 20$).

Общая неравномерность воспроизведения в полосе пропускания должна быть предварительно распределена между частями тракта приемника. Ориентировочно можно считать, что ослабление в преселекторе составляет 2 дБ ($d_{с. общ} = 1,26$) и в низкочастотном тракте также 2 дБ. На тракт усилителя промежуточной частоты тогда остается 10 дБ ($d_{пр. общ} = 3,16$). Предусмотренная стандартом величина промежуточной частоты $f_{пр} = 465$ кГц.

Для обеспечения требуемой высокой избирательности по соседнему каналу выбираем схему усилителя промежуточной частоты со связанными контурами и принимаем число каскадов равное трем. Тогда с учетом резонансной системы преобразователя частоты общее число пар связанных контуров $n = 4$. С помощью выражений (11.1) и (11.2) находим допустимую неравномерность усиления в одном каскаде

$$d_1 = \sqrt[n]{d_{пр. общ}} = \sqrt[4]{3,16} = 1,34$$

и необходимое подавление мешающей станции

$$d_2 = \sqrt[n]{d_{м. общ}} = \sqrt[4]{200} = 3,76.$$

Задаемся целесообразной величиной степени связи между контурами $\eta = 0,6$, вычисляем относительную расстройку, соответствующую границе полосы пропускания (11.3),

$$\begin{aligned} x_1 &= \sqrt{\eta^2 - 1 + \sqrt{d_1^2 (1 + \eta^2)^2 - 4\eta^2}} = \\ &= \sqrt{0,6^2 - 1 + \sqrt{1,34^2 (1 + 0,6^2)^2 - 4 \cdot 0,6^2}} = 0,85 \end{aligned}$$

и необходимое эквивалентное затухание контуров (11.4)

$$\delta_{эkv} = \frac{2\Delta f_c}{x_1 f_{пр}} = \frac{8}{0,85 \cdot 465} = 0,02.$$

Так как затухание получилось конструктивно выполнимым, принимаем его для дальнейших расчетов и находим относительную расстройку, соответствующую мешающей станции (11.5),

$$x_2 = \frac{2\Delta f_M}{\delta_{эkv} f_{пр}} = \frac{2 \cdot 10}{0,02 \cdot 465} = 2,15.$$

Вычисляем ослабление мешающей станции одним каскадом (11.6)

$$d_2 = \frac{\sqrt{(1 + \eta^2 - x_2^2)^2 + 4x_2^2}}{1 + \eta^2} = \frac{\sqrt{(1 + 0,6^2 - 2,15)^2 + 4 \cdot 2,15^2}}{1 + 0,6^2} = 3,95.$$

Это ослабление получилось не менее требуемого, т. е. выбранное число каскадов $n = 4$ (включая и преобразователь частоты) является приемлемым.

Для расчета избирательности преселектора вычислим нормированную расстройку его контуров на граничных частотах поддиапазона. Вследствие того, что в вещательных радиоприемниках, как правило, используется верхняя настройка гетеродина, в формуле (11.10) берем знаки «+»

$$\omega = 4 \frac{f_{\text{пр}}}{f_a} \cdot \frac{f_c + f_{\text{пр}}}{f_c + 2f_{\text{пр}}} = 4 \cdot \frac{465}{525} \cdot \frac{525 + 465}{525 + 2 \cdot 465} = 2,4$$

для нижней граничной частоты. Аналогично находим $\omega = 0,95$ — для верхней частоты поддиапазона.

Для принятого значения $d_{\text{с. общ}} = 1,26$ и заданного ослабления зеркальной помехи $d_{\text{з. общ}} = 20$ вычисляем коэффициенты a и b (11.11) и (11.12), положив сначала $m = 1$,

$$a = \frac{1}{\sqrt{d_{\text{с. общ}}^{2/m} - 1}} = \frac{1}{\sqrt{1,26^{2/1} - 1}} = 1,31;$$

$$b = \frac{1}{\sqrt{d_{\text{з. общ}}^{2/m} - 1}} = \frac{1}{\sqrt{20^{2/1} - 1}} = 0,05.$$

Находим требуемое затухание колебательного контура на низшей и высшей частотах поддиапазона (11.13):

$$\delta_{\text{экв. мин}} = a \frac{2\Delta f_c}{f_c} = 1,31 \frac{8}{525} = 0,02;$$

$$\delta_{\text{экв. макс}} = b\omega = 0,05 \cdot 2,4 = 0,12$$

на низшей частоте и $\delta_{\text{экв. мин}} = 0,0065$; $\delta_{\text{экв. макс}} = 0,047$ — на высшей частоте. Так как в последнем случае оказалась $\delta_{\text{экв. мин}} < 0,02$, принимаем конструктивно выполнимое значение $\delta_{\text{экв. макс}} = 0,02$.

Из проделанного расчета видно, что преселектор, содержащий единственный одиночный контур ($m = 1$), обеспечит требуемую избирательность от зеркальных помех. Эквивалентное затухание этого контура на низшей частоте можно выбрать в интервале $\delta_{\text{экв}} = 0,02 \div 0,12$, а на высшей частоте $\delta_{\text{экв}} = 0,02 \div 0,047$.

Данный расчет на этом заканчиваем. Однако при проектировании приемника, имеющего несколько поддиапазонов, аналогичный расчет необходимо проделать на каждом поддиапазоне. Окончательно необходимо взять такое число контуров преселектора, которое будет обеспечивать требуемое подавление зеркальных помех на всех поддиапазонах.

2. РАСЧЕТ УСИЛЕНИЯ

В избирательных усилителях резонансные системы, помимо осуществления избирательности, обеспечивают связь выхода одного транзистора со входом следующего каскада, т. е. они связывают выходную комплексную проводимость \dot{Y}_i с входной проводимостью \dot{Y} . Активные и реактивные составляющие этих проводимостей вносят в резонансные системы соответственно дополнительные потери и расстройку. Вносимая расстройка может быть скомпенсирована соответствующим изменением реактивного сопротивления резонансной системы, т. е. настройкой контура на нужную частоту при подключенных транзисторах. Вносимые же потери влияют на величину эквивалентного затухания $\delta_{\text{экв}}$ и, следовательно, на полосу пропускания и избирательность. Так как активные и реактивные составляющие проводимостей транзистора влияют на разные показатели усилителя, для выполнения последующих расчетов целесообразно вычислить их отдельно. Раскладывая комплексные выражения \dot{Y} и \dot{Y}_i (1.13) на соответствующие составляющие, получают:

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{вх}} &= r_{\text{б}} \frac{1 + (\omega\tau)^2}{gr_{\text{б}} + (\omega\tau)^2}; \\ C_{\text{вх}} &= \frac{\tau}{r_{\text{б}}} \cdot \frac{1 - gr_{\text{б}}}{1 + (\omega\tau)^2}; \end{aligned} \right\} \quad (11.16)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{R_{\text{вых}}} &= g_i + \frac{\omega^2\tau S_0 r_{\text{б}} C_{\text{бк}}}{1 + (\omega\tau)^2}; \\ C_{\text{вых}} &= C_{\text{бк}} \left[1 + \frac{S_0 r_{\text{б}}}{1 + (\omega\tau)^2} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (11.17)$$

Расчет усилителя сводится к выбору вида связи транзисторов с резонансной системой и определению ее величины. При этом обычно ставится задача получения заданной полосы пропускания и возможно большего усиления, величина которого ограничивается либо усилительными возможностями транзисторов, либо требованием обеспечить устойчивую работу усилителя. Поэтому целесообразно рассчитывать резонансный коэффициент усиления K_0 исходя из обоих соображений. Меньшее из полученных значений принимается в качестве окончательного для подсчета общего усиления всего усилителя и электрического расчета схем его каскадов.

Расчет усилителя с одиночными контурами. Максимальное возможное усиление при заданной полосе пропускания получается при равенстве вносимых в контур потерь со стороны выхода

первого и входа второго транзисторов. Применительно к схеме с двойной автотрансформаторной связью, показанной на рис. 11.1,

$$K_{0 \text{ макс}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{S_0 \sqrt{R_{\text{ВХ}} R_{\text{ВЫХ}}}}{\sqrt{1 + (\omega_0 \tau)^2}} \cdot \frac{\delta_{\text{ЭКВ}} - \delta_{\text{К}}}{\delta_{\text{ЭКВ}}}, \quad (11.18)$$

где ω_0 — резонансная частота; $\delta_{\text{ЭКВ}}$ — затухание контура с учетом вносимых потерь, определяемое требуемой полосой пропускания (11.11); $\delta_{\text{К}}$ — собственное затухание контура без учета вносимых потерь.

В выражении (11.18) первый множитель учитывает максимальное возможное усиление, даваемое транзистором, а отношение

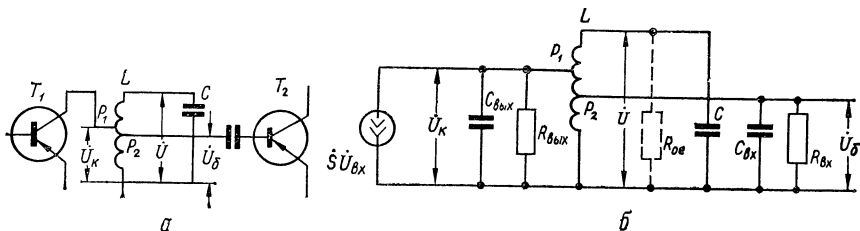


Рис. 11.1. Одноконтурный избирательный усилитель с двойной автотрансформаторной связью:

а — упрощенная принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

$\frac{\delta_{\text{ЭКВ}} - \delta_{\text{К}}}{\delta_{\text{ЭКВ}}}$ представляет собой к. п. д. резонансной системы, используемой в качестве согласующего устройства.

Для обеспечения максимального усиления и заданной полосы пропускания коэффициенты включения транзисторов в контур $p_1 = \frac{U_{\text{К}}}{U}$ и $p_2 = \frac{U_{\text{б}}}{U}$ должны удовлетворять условиям:

$$\left. \begin{aligned} p_{1 \text{ опт}} &= \sqrt{\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{2\rho} (\delta_{\text{ЭКВ}} - \delta_{\text{К}})} ; \\ p_{2 \text{ опт}} &= \sqrt{\frac{R_{\text{ВХ}}}{2\rho} (\delta_{\text{ЭКВ}} - \delta_{\text{К}})} , \end{aligned} \right\} \quad (11.19)$$

в которых $\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ — характеристическое сопротивление контура.

Неустойчивая работа транзисторных усилителей (также, как и ламповых) обуславливается влиянием паразитной обратной связи через проходную проводимость $\dot{Y}_{\text{обр}}$, которое сводится к изменению

величины и характера входного сопротивления усилительного каскада, что, в свою очередь, влияет на настройку и потери во входном контуре и может привести к самовозбуждению. Обеспечение необходимого запаса устойчивости может быть достигнуто ограничением величины усиления каскада, которое не должно превышать допустимого максимального устойчивого значения $K_{0 \text{ уст}}$.

Для транзисторных резонансных усилителей характерным является то, что условия устойчивой работы автоматически выполняются как на очень низких, так и на высоких частотах. Первое вызвано тем, что на низких частотах максимальное устойчивое усиление оказывается большим реально достижимого максимального усиления (11.18), и, следовательно, условие устойчивой работы не может быть нарушено. На высоких частотах вследствие уменьшения входного и выходного сопротивлений, а также наличия дополнительных фазовых сдвигов между токами и напряжениями, самовозбуждение становится невозможным. На частотах, для которых

$$\omega\tau \geq 0,4, \quad (11.20)$$

самовозбуждение принципиально не может наступить. Таким образом, неустойчивая работа транзисторных резонансных усилителей возможна только в ограниченном интервале частот. При достаточно хорошем запасе устойчивости максимальное устойчивое усиление транзисторного резонансного усилителя

$$K_{0 \text{ уст}} = 3 \sqrt{\frac{S_0\tau}{C_{\text{бк}}}}. \quad (11.21)$$

Если максимальное возможное усиление (11.18) оказывается меньше устойчивого (11.21), то усилитель следует рассчитывать на получение $K_{0 \text{ макс}}$. В противном случае реальное усиление усилителя должно быть снижено до величины $K_{0 \text{ уст}}$. Уменьшения усиления целесообразно добиваться путем рассогласования коэффициентов включения p_1 и p_2 . При этом выгоднее уменьшать коэффициент включения со стороны коллектора p_1 , так как его уменьшение ослабляет вредное влияние обратной связи через емкость $C_{\text{бк}}$.

В случае, когда минимальное конструктивно выполнимое затухание контура $\delta_{\text{экв, мин}}$ меньше, чем требуется для обеспечения заданной полосы пропускания, уменьшение коэффициента включения p_1 должно сопровождаться соответствующим увеличением p_2 . Необходимые значения этих коэффициентов, обеспечи-

вающие заданную полосу и усиление $K_{0 \text{ уст}}$, определяются соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} p_1 &= p_{1 \text{ опт}} \sqrt{1 - \sqrt{1 - \left(\frac{K_{0 \text{ уст}}}{K_{0 \text{ макс}}}\right)^2}}; \\ p_2 &= p_{2 \text{ опт}} \sqrt{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{K_{0 \text{ уст}}}{K_{0 \text{ макс}}}\right)^2}}. \end{aligned} \right\} \quad (11.22)$$

Если же получаемая реально полоса пропускания шире требуемой, то для некоторого улучшения избирательности целесообразно пропорционально уменьшать оба коэффициента включения, уменьшая тем самым вносимые в контур потери. Необходимые для этого величины коэффициентов включения можно рассчитать по формулам:

$$\begin{aligned} p_1 &= \sqrt{\frac{R_{\text{вых}} \delta_k}{2\rho} \cdot \frac{K_{0 \text{ уст}}}{K_{0 \text{ пред}}}}; \\ p_2 &= \sqrt{\frac{R_{\text{вх}} \delta_k}{2\rho} \cdot \frac{K_{0 \text{ уст}}}{K_{0 \text{ пред}}}}, \end{aligned} \quad (11.23)$$

где $K_{0 \text{ пред}}$ — предельно достижимое усиление транзистора.

Величина этого усиления представляет собой предел максимального возможного усиления, которое можно было бы получить при согласовании входного и выходного сопротивлений каскадов с помощью идеального колебательного контура, не имеющего собственных потерь ($\delta_k = 0$),

$$K_{0 \text{ пред}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{S_0 \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}. \quad (11.24)$$

При коэффициентах включения, определяемых соотношениями (11.23), эквивалентное затухание контура

$$\delta_{\text{эkv}} = \frac{\delta_k}{1 - \frac{K_{0 \text{ уст}}}{K_{0 \text{ пред}}}}, \quad (11.25)$$

а полоса пропускания может быть найдена из выражения (11.14).

Расчет усилителя со связанными контурами. В усилителях со связанными контурами конструктивно удобнее использовать контуры с одинаковыми собственными и эквивалентными затуханиями:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{k1} &= \delta_{k2} = \delta_k; \\ \delta_{\text{эkv1}} &= \delta_{\text{эkv2}} = \delta_{\text{эkv}}. \end{aligned} \right\} \quad (11.26)$$

Характеристические сопротивления контуров ρ_1 и ρ_2 при этом чаще всего также берут одинаковыми. Но в некоторых случаях, о которых речь будет идти ниже, эти сопротивления целесообразно делать существенно различными.

Максимальное возможное усиление при заданных полосе пропускания и степени связи η получается в случае равенства вносимых в контуры затуханий:

$$\delta_{\text{вн1}} = \frac{\rho_1^2 \rho_1}{R_{\text{ввх}}} = \delta_{\text{вн2}} = \frac{\rho_2^2 \rho_2}{R_{\text{вх}}}. \quad (11.27)$$

Величина этого усиления определяется выражением

$$K_{0 \text{ макс}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{S_0 \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{ввх}}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \cdot \frac{\delta_{\text{эКВ}} - \delta_{\text{К}}}{\delta_{\text{эКВ}}} \cdot \frac{2\eta}{1 + \eta^2}, \quad (11.28)$$

которое отличается от (11.18) только множителем, учитывающим степень связи между контурами η . Соответствующие коэффициенты включения транзисторов в контуры:

$$\rho_1 \text{ опт} = \sqrt{\frac{R_{\text{ввх}}}{\rho_1} (\delta_{\text{эКВ}} - \delta_{\text{К}})}; \quad (11.29)$$

$$\rho_2 \text{ опт} = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{\rho_2} (\delta_{\text{эКВ}} - \delta_{\text{К}})}. \quad (11.30)$$

Максимальное устойчивое усиление каскада со связанными контурами отличается от аналогичного выражения (11.21) множителем, учитывающим влияние степени связи

$$K_{0 \text{ уст}} = 3(1 + \eta^2) \sqrt{\frac{S_0 \tau}{C_{\text{бк}}}}, \quad (11.31)$$

причем, все сказанное выше о зоне возможной неустойчивости остается в силе и для этого усилителя.

В тех случаях, когда максимальное возможное усиление оказывается больше максимального устойчивого, реально получаемое усиление каскада следует ограничивать значением (11.31). Этого лучше всего добиться, отходя от условия согласования (11.29), (11.30) — изменяя коэффициенты включения ρ_1 и ρ_2 в противоположных направлениях в соответствии с выражением (11.22). Можно также одновременно пропорционально уменьшать оба коэффициента включения, сохраняя тем самым условие согласования. Но тогда для обеспечения заданной полосы и избирательности следует увеличивать собственные потери контуров (увеличивать

собственное затухание δ_k). Рассчитать необходимые для этого ρ_1 , ρ_2 и δ_k можно по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \rho_1 &= \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{\rho_1} \delta_{\text{экв}} \frac{K_0 \text{ уст}}{K_0 \text{ пред}}}; \\ \rho_2 &= \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{\rho_2} \delta_{\text{экв}} \frac{K_0 \text{ уст}}{K_0 \text{ пред}}}; \\ \delta_k &= \delta_{\text{экв}} \left(1 - \frac{K_0 \text{ уст}}{K_0 \text{ пред}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (11.32)$$

Входящая в них величина предельно достижимого усиления $K_{0\text{пред}}$ (которое могло бы быть получено при отсутствии собственных потерь в контурах) определяется как

$$K_{0\text{пред}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{S_0 \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \cdot \frac{2\eta}{1 + \eta^2}. \quad (11.33)$$

Можно для гашения избыточного усиления ослаблять степень связи между контурами η , одновременно увеличивая их собственные или вносимые потери для сохранения заданной полосы пропускания. Однако при этом будет меняться форма резонансной кривой и избирательность. Строгий расчет подобного варианта снижения усиления получается слишком громоздким. Поэтому лучше задаться новым уменьшенным значением степени связи η и повторно произвести весь расчет избирательности и усиления.

Так как обычно задается величина общего усиления усилителя, необходимо выбрать такое число каскадов, которое сможет обеспечить это усиление. На практике возможны два варианта выполнения расчета. Если число каскадов усилителя выбиралось исходя из требования обеспечить необходимую избирательность то после определения окончательной величины коэффициента усиления одиночного каскада общее усиление вычисляют по формуле

$$K_{0\text{общ}} = K_0^n. \quad (11.34)$$

Затем ориентировочно определяется максимальное (11.18) и устойчивое (11.21) усиления каскада.

Если $K_{0\text{общ}}$ окажется недостаточным, необходимо увеличить число каскадов n и снова рассчитать эквивалентное затухание и усиление.

Необходимое число каскадов усилителя может быть определено с помощью неравенства

$$n \geq \frac{\lg K_{0\text{общ}}}{\lg K_0}, \quad (11.35)$$

причем, в качестве n следует брать ближайшее целое число. При пользовании выражениями (11.34) и (11.35) следует иметь в виду, что они пригодны только для усилителей, содержащих идентичные каскады (например, только каскады УПЧ или только каскады УВЧ). Поэтому при расчете приемника необходимо общее требуемое усиление всего тракта распределить между УВЧ, УПЧ и преобразователем частоты. Для выполнения расчета следует брать $K_{\text{общ}}$ соответствующего усилителя и определять число его каскадов n .

Пример 2. Рассчитать усиление избирательного усилителя со связанными контурами (усилителя промежуточной частоты) по данным из примера 1. Выбираем транзистор типа П414, работающий с током коллектора $i_{\text{ок}} = 4 \text{ ма}$.

Чтобы получить требуемые показатели с учетом разброса параметров, расчет будем вести по худшим значениям последних. Взяв величины параметров транзистора П414 из таблицы (приложение 3) и пересчитав их к рабочему току, получим $S_0 = 140 \text{ ма/в}$, $g = 6,4 \text{ мсим}$, $g_i = 88 \text{ мксим}$, $\tau = 0,03 \text{ мксек}$, $r_6 = 100 \text{ ом}$ и $C_{\text{бк}} = 10 \text{ пф}$. Находим входное и выходное сопротивления транзистора (11.16) и (11.17) на промежуточной частоте, для чего предварительно вычислим величину произведения

$$\omega\tau = 2\pi f_{\text{пр}}\tau = 2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 0,03 \cdot 10^{-6} = 0,0875.$$

При такой малой величине $\omega\tau$ можно пренебречь ее квадратом по сравнению с единицей и вычислить сопротивления транзистора приближенно:

$$R_{\text{вх}} \approx \frac{1}{g} = \frac{1}{6,4 \cdot 10^{-3}} \approx 160 \text{ ом};$$

$$\frac{1}{R_{\text{вых}}} = g_i + \omega^2 \tau S_0 r_6 C_{\text{бк}} = 88 \cdot 10^{-6} + (2\pi \cdot 465 \cdot 10^3)^2 \cdot 3 \cdot 10^{-8} \cdot 0,14 \cdot 100 \times \\ \times 10^{-12} = 124 \cdot 10^{-6} \text{ сим}$$

или $R_{\text{вых}} = 8000 \text{ ом}$.

Приняв собственное затухание контуров $\delta_{\text{к}} = 0,01$, находим максимальное возможное усиление (11.28)

$$K_{\text{омакс}} \approx \frac{1}{2} S_0 \sqrt{\frac{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}}{\delta_{\text{эkv}}}} \frac{\delta_{\text{эkv}} - \delta_{\text{к}}}{\delta_{\text{эkv}}} \cdot \frac{2\eta}{1 + \eta^2} = \frac{1}{2} 0,14 \sqrt{160 \cdot 8000} \frac{0,02 - 0,01}{0,02} \times \\ \times \frac{2 \cdot 0,6}{1 + 0,6^2} = 35,$$

а также максимальное устойчивое усиление (11.30)

$$K_{\text{уст}} = 3(1 + \eta^2) \sqrt{\frac{S_0 \tau}{C_{\text{бк}}}} = 3(1 + 0,6^2) \sqrt{\frac{0,14 \cdot 3 \cdot 10^{-8}}{10^{-12}}} = 84.$$

Так как последнее получилось больше максимального возможного, усилитель будет работать устойчиво, и его последующий расчет можно вести на получение максимального усиления.

Пример 3. Рассчитать избирательный усилитель промежуточной частоты телевизионного приемника с промежуточной частотой $f_{\text{пр}} = 35 \text{ МГц}$, полосой

пропускания $2\Delta f_c = 6 \text{ Мгц}$ и общим усилением $K_{\text{общ}} = 4000$. Для использования в усилителе выбираем транзистор типа КТ313А, работающий с током коллектора $i_{\text{ок}} = 3 \text{ ма}$. Пересчитанные к рабочему режиму параметры этого транзистора $S_0 = 100 \text{ ма/в}$, $g = 6 \text{ мсим}$, $\tau = 2 \text{ нсек}$, $r_6 = 30 \text{ ом}$, и $C_{\text{бк}} = 2,5 \text{ нф}$.

Находим величину произведения

$$\omega\tau = 2\pi f_{\text{пр}}\tau = 2\pi \cdot 35 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-9} = 0,44$$

и вычисляем входное и выходное сопротивления (11.16) и (11.17):

$$R_{\text{вх}} = r_6 \frac{1 + (\omega\tau)^2}{gr_6 + (\omega\tau)^2} = 30 \frac{1 + 0,44^2}{6 \cdot 10^{-3} \cdot 30 + 0,44^2} = 96 \text{ ом},$$

$$\frac{1}{R_{\text{вых}}} \approx \frac{\omega^2 \tau S_0 r_6 C_{\text{бк}}}{1 + (\omega\tau)^2} = \frac{(2\pi \cdot 35 \cdot 10^6)^2 \cdot 2 \cdot 10^{-9} \cdot 0,1 \cdot 30 \cdot 2,5 \cdot 10^{-12}}{1 + 0,44^2} = 527 \cdot 10^{-6} \text{ сим}$$

или $R_{\text{вых}} = 1900 \text{ ом}$.

Определяем предельно возможное (11.24) и максимальное устойчивое (11.21) усиление:

$$K_{\text{опред}} = \frac{1}{2} \frac{S_0 \sqrt{R_{\text{вх}} R_{\text{вых}}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0,1 \sqrt{96 \cdot 1900}}{\sqrt{1 + 0,44^2}} = 19,5;$$

$$K_{\text{уст}} = 3 \sqrt{\frac{S_0 \tau}{C_{\text{бк}}}} = 3 \sqrt{\frac{0,1 \cdot 2 \cdot 10^{-9}}{2,5 \cdot 10^{-12}}} = 27.$$

Так как предельное усиление получилось меньше максимального устойчивого, усилитель будет работать устойчиво и при получении максимального возможного усиления. Чтобы обеспечить заданное общее усиление $K_{\text{общ}}$ потребуется количество каскадов (11.34)

$$n \geq \frac{\lg K_{\text{общ}}}{\lg K_{\text{опред}}} = \frac{\lg 4000}{\lg 19,5} = 2,8,$$

или окончательно $n = 3$.

Полагая общую неравномерность усиления в пределах полосы пропускания $d_{\text{общ}} = \sqrt{2}$, найдем требуемое эквивалентное затухание контура (11.14)

$$\delta_{\text{эkv}} = \frac{2\Delta f_c}{f_{\text{пр}} \sqrt{d_{\text{общ}}^{2/n} - 1}} = \frac{6}{35 \sqrt{(\sqrt{2})^{2/3} - 1}} = 0,34.$$

Если собственное затухание контура принять равным $\delta_k = 0,01$, то максимальное возможное усиление

$$K_{\text{макс}} = K_{\text{опред}} \frac{\delta_{\text{эkv}} - \delta_k}{\delta_{\text{эkv}}} = 19,5 \frac{0,34 - 0,01}{0,34} = 19$$

оказывается близким к предельному, и, следовательно, три каскада обеспечат требуемое общее усиление

$$K_{\text{общ}} = K_{\text{макс}}^n = 19^3 = 6800.$$

3. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ФИКСИРОВАННОЙ НАСТРОЙКОЙ

Используются в качестве усилителей промежуточной частоты приемников, а также в тех случаях, когда высокочастотный сигнал имеет неизменную несущую частоту. В приемниках диапазона сверхвысоких частот, в которых не предъявляются жесткие требования к избирательности, чаще всего используют схемы усилителей с одиночными колебательными контурами. Колебательный контур и вспомогательные элементы (развязывающие фильтры, потенциметрические делители, цепи связи и др.) связывают между собой вход и выход смежных каскадов. При выборе схемы усилителя необходимо обращать внимание на возможность возникновения паразитных каналов вне пределов полосы пропускания резонансной системы. Вследствие большой крутизны транзисторов даже при незначительных сопротивлениях в коллекторной цепи имеет место усиление колебаний и шумов вне пределов полосы пропускания. Если эти усиленные колебания смогут попасть через цепи связи на вход следующего каскада, то образуется паразитный канал приема, который создает помехи, а в многокаскадном усилителе может вызвать перекрестную модуляцию. Для устранения этого явления цепи межкаскадной связи должны быть построены таким образом, чтобы колебания передавались на следующий каскад только через контур (рис. 11.2). Лучшие результаты в этом

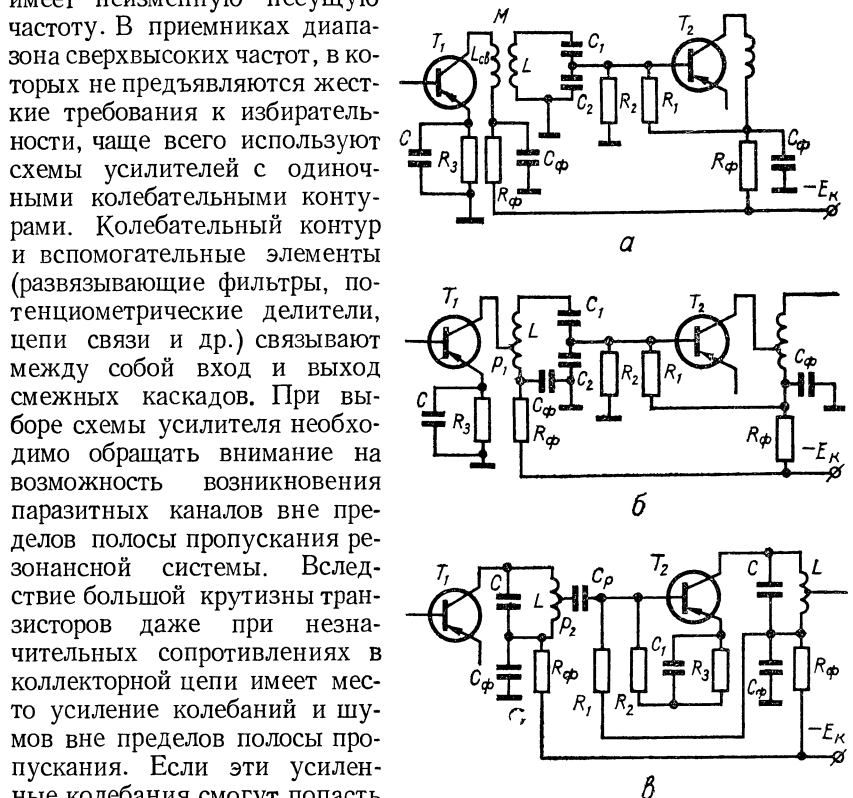


Рис. 11.2. Принципиальные схемы одноконтурных избирательных усилителей:

а — с комбинированной индуктивно-емкостной связью; *б* — с комбинированной автотрансформаторно-емкостной связью; *в* — с полным включением колебательного контура в коллекторную цепь.

этого явления цепи межкаскадной связи должны быть построены таким образом, чтобы колебания передавались на следующий каскад только через контур (рис. 11.2). Лучшие результаты в этом

отношении получают при использовании комбинированной индуктивно-емкостной связи транзисторов с контуром (рис. 11.2, а). Целесообразно также потенциометрические делители R_1 , R_2 , питающие цепи баз постоянным током, подключать к развязывающему фильтру, включенному в коллекторную цепь данного, а не предшествующего транзистора, как показано на этом и последующих рисунках.

Схема на рис. 11.2, а конструктивно является сложной, но зато обеспечивает практически полное развязывание каскадов в области низких частот, устраняя тем самым паразитный низкочастотный внеполосной канал. Достаточно хороший результат дает и схема, показанная на рис. 11.2, б, так как низкочастотное напряжение, выделяющееся на элементах развязывающего фильтра R_ϕ , C_ϕ , существенно ослабляется делителем, составленным из конденсаторов C_1 , C_2 и входного сопротивления следующего каскада.

При расчете схем необходимые величины коэффициентов включения p_1 и p_2 определяются с помощью методики, изложенной в предыдущем параграфе. В схеме (рис. 11.2, а) индуктивность катушки связи $L_{св}$ целесообразно выбирать так, чтобы выполнялось условие $L_{св} \ll L$. Тогда с достаточной точностью можно считать, что

$$p_1 = \frac{M}{L} = k_{св} \sqrt{\frac{L_{св}}{L}}, \quad (11.36)$$

и, задаваясь конструктивно приемлемой величиной коэффициента связи между катушками $k_{св}$, вычислить требуемую величину индуктивности катушки связи

$$L_{св} = L \left(\frac{p_1}{k_{св}} \right)^2. \quad (11.37)$$

В схеме (рис. 11.2, б) требуемая величина p_1 реализуется подбором числа витков n' катушки индуктивности, от которых сделан коллекторный отвод,

$$n' = p_1 n, \quad (11.38)$$

где n — общее число витков катушки.

Коэффициент включения со стороны базы следующего транзистора для обеих схем в общем случае определяется соотношением

$$p_2 = \frac{\omega C_1 R_{вх}}{\sqrt{1 + [\omega (C_1 + C_2 + C_{вх}) R_{вх}]^2}}, \quad (11.39)$$

которое при обычно выполняющемся условии

$$\omega (C_1 + C_2 + C_{вх}) R_{вх} \gg 1 \quad (11.40)$$

принимает более простой вид

$$\rho_2 = \frac{C_1}{C_1 + C_2 + C_{\text{вк}}}. \quad (11.41)$$

Элементы цепи связи целесообразно рассчитывать следующим образом. Задаются приемлемой с точки зрения конструктивного выполнения колебательного контура величиной его емкости C_1 , а затем вычисляют емкость конденсатора связи

$$C_2 = \frac{1}{\omega R_{\text{вк}}} \sqrt{\frac{2\omega C_1 R_{\text{вк}}}{\delta_{\text{экв}} - \delta_{\text{к}}} - 1} - C_{\text{вк}}. \quad (11.42)$$

Если эта емкость получается отрицательной, то следует увеличить емкость конденсатора контура C_1 .

В усилителях с широкой полосой пропускания следует использовать схему с непосредственным включением контура в коллекторную цепь ($\rho_1 = 1$). Вариант подобной схемы с автотрансформаторной связью со следующей транзистором показан на рис. 11.2, в. Для обеспечения заданной величины затухания $\delta_{\text{экв}}$ при $\rho_1 = 1$ необходимо соответствующим образом подобрать характеристическое сопротивление контура

$$\rho = \omega L = \frac{1}{\omega C} = \frac{R_{\text{ввк}}}{2} (\delta_{\text{экв}} - \delta_{\text{к}}) \quad (11.43)$$

при расчете на получение максимального возможного усиления, или

$$\rho = \frac{R_{\text{ввк}}}{2} (\delta_{\text{экв}} - \delta_{\text{к}}) \left[1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{K_{0\text{уст}}}{K_{0\text{макс}}} \right)^2} \right] \quad (11.44)$$

в случае, когда усиление должно быть ограничено максимальным устойчивым его значением $K_{0\text{уст}}$ (11.21). В выражении (11.44) смысл имеют оба знака, и желаемый результат можно получить при двух различных значениях характеристического сопротивления ρ .

Необходимая величина коэффициента включения со стороны следующего каскада для получения максимального усиления

$$\rho_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{вк}}}{R_{\text{ввк}}}}, \quad (11.45)$$

а для обеспечения устойчивого усиления

$$\rho_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{вк}}}{R_{\text{ввк}}}} \cdot \frac{K_{0\text{уст}}}{K_{0\text{макс}}} \cdot \frac{1}{1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{K_{0\text{уст}}}{K_{0\text{макс}}} \right)^2}}. \quad (11.46)$$

При определении двух возможных вариантов величин ρ и ρ_2 в формулах (11.44) и (11.46) каждый раз следует брать одинаковые знаки.

Так как полная емкость колебательного контура включает в себя выходную емкость первого и частично входную емкость второго транзисторов, емкость контурного конденсатора следует определять с помощью выражения

$$C_1 = \frac{1}{\omega\rho} - C_{\text{вых}} - \rho_2^2 C_{\text{вх}}. \quad (11.47)$$

При пользовании формулами (11.44) и (11.46) следует найти два необходимых значения емкости C_1 и окончательно выбрать тот вариант, который окажется конструктивно более приемлемым. Если же расчетная величина емкости C_1 окажется отрицательной, то применение схемы (рис. 11.2, в) невозможно, и следует выбрать вариант схемы с неполным включением (например, схемы рис. 11.2, а или б).

Емкость разделительного конденсатора должна выбираться исходя из условий:

$$\left. \begin{aligned} \omega C_p &\gg \frac{1}{R_{\text{вх}}}; \\ C_p &\gg C_{\text{вх}}, \end{aligned} \right\} \quad (11.48)$$

но с таким расчетом, чтобы выполнялось и другое ограничение: $C_p \ll C_\phi$, обеспечивающее надежное подавление паразитного низкочастотного внеполосного канала.

В усилителях, к избирательности которых предъявляются более жесткие требования (усилители промежуточной частоты приемников длинных, средних и коротких волн), чаще всего применяют каскады с парами связанных колебательных контуров. Для получения симметричной формы резонансной кривой оба связанных контура должны быть настроены в резонанс на среднюю частоту полосы пропускания и иметь одинаковые затухания $\delta_{\text{экв1}} = \delta_{\text{экв2}} = \delta_{\text{экв}}$. Их характеристические сопротивления могут быть различными, но для упрощения процесса изготовления усилителей колебательные контуры чаще всего делают идентичными. Связь между контурами удобнее всего делать индуктивной, а при использовании замкнутых ферритовых сердечников — внешнеемкостной. Связь колебательных контуров с транзисторами может быть любой, так как цепи коллектора и базы смежных каскадов хорошо развязаны, и паразитные внеполосные каналы передачи практически полностью отсутствуют.

На рисунке 11.3 показаны наиболее целесообразные варианты схем усилителей со связанными контурами. В схеме с двойной

автотрансформаторной связью контуров с транзисторами (рис. 11.3, а) необходимые величины коэффициентов включения p_1 и p_2 (11.29), (11.30) или (11.32) обеспечиваются путем выполнения отводов от соответствующих количеств витков контурных катушек:

$$\left. \begin{aligned} n_1' &= p_1 n_1; \\ n_2' &= p_2 n_2; \end{aligned} \right\} \quad (11.49)$$

где n_1 и n_2 — общие количества витков катушек первичного и вторичного колебательных контуров.

В схеме с комбинированной связью (рис. 11.3, б) необходимую емкость конденсатора связи можно вычислить по формуле

$$C_3 = \frac{1}{\omega R_{\text{вх}}} \sqrt{\frac{\omega C_2 R_{\text{вх}}}{\delta_{\text{экв}} - \delta_{\text{к}}} - 1} - C_{\text{вх}}. \quad (11.50)$$

Блокирующие конденсаторы $C_{\text{бл}}$ в схемах (рис. 11.3, а и б) служат для закорачивания переменных составляющих токов баз на корпус, минуя резисторы делителя R_1, R_2 . Их емкость должна выбираться исходя из условия

$$C_{\text{бл}} \gg \frac{1}{\omega R_{\text{вх}}}. \quad (11.51)$$

Усилитель по схеме с двойной трансформаторной связью и с внешнеемкостной связью между контурами (рис. 11.3, в) целесообразно использовать тогда, когда катушки индуктивности колебательных контуров выполняются на замкнутых ферритовых сердечниках. В этом случае необходимое число витков катушек связи можно определить по формулам (11.49). Обычно они должны иметь всего по несколько витков и конструктивно могут наматываться изолированным проводом прямо поверх контурных катушек. Емкость конденсатора связи между контурами определяется выражением

$$C_{\text{св}} = \eta \delta_{\text{экв}} \sqrt{C_1 C_2}. \quad (11.52)$$

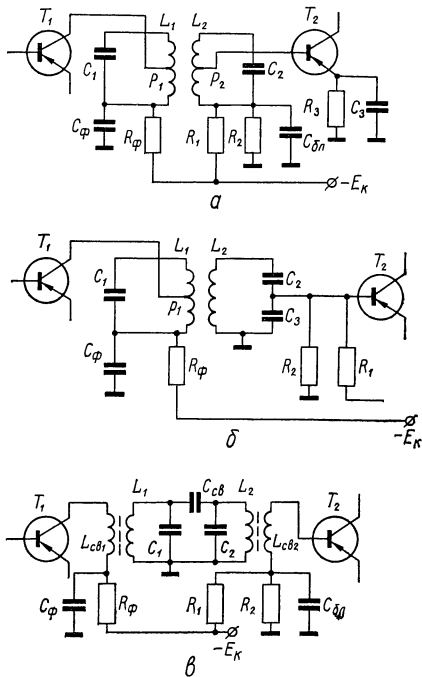


Рис. 11.3. Принципиальные схемы избирательных усилителей со связанными контурами:
 а — с двойной автотрансформаторной связью;
 б — с комбинированной автотрансформаторно-емкостной связью; в — с индуктивной связью с транзисторами и с внешнеемкостной связью между контурами.

Практический интерес может представлять схема усилителя со связанными контурами и непосредственным включением транзисторов (рис. 11.4). В ней коллектор первого транзистора непосредственно подключен параллельно первичному контуру, а база второго транзистора включена последовательно во вторичный контур. Для того, чтобы обеспечить требуемую величину затухания обоих контуров $\delta_{\text{эКВ}}$ характеристическое сопротивление первичного контура должно быть

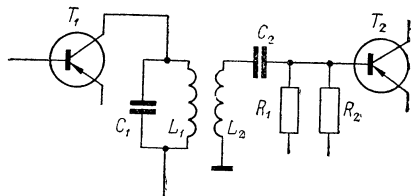


Рис. 11.4. Принципиальная схема усилителя со связанными контурами и непосредственным включением транзисторов.

$$\rho_1 = \omega L_1 = R_{\text{вых}} (\delta_{\text{эКВ}} - \delta_{\text{к}}) \quad (11.53)$$

и емкость вторичного контура

$$C_2 = \frac{\delta_{\text{эКВ}} - \delta_{\text{к}}}{\omega R_{\text{вх}}} \left[1 + (\omega C_{\text{вх}} R_{\text{вх}})^2 \right]. \quad (11.54)$$

Недостатком схемы является то, что параметры вторичного контура могут принимать конструктивно невыполнимые значения. Емкость C_2 может оказаться слишком малой, а индуктивность — чрезмерно большой.

Пример 4. Рассчитать каскад усилителя промежуточной частоты вещательного радиоприемника по исходным данным, полученным в примерах 1 и 2.

При выполнении предварительного расчета была выбрана схема усилителя промежуточной частоты со связанными контурами. Окончательно следует выбрать схему с комбинированной индуктивно-емкостной связью, содержащую минимальное количество конструктивных элементов и позволяющую легко реализовать слабую связь вторичного контура с транзистором.

Расчет начинаем с выбора практически удобной величины емкостей колебательных контуров $C = C_1 \approx C_2 = 470 \text{ пф}$ и рассчитываем их индуктивности

$$L_1 = L_2 = \frac{1}{\omega^2 C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 465 \cdot 10^3)^2 \cdot 470 \cdot 10^{-12}} = 0,25 \cdot 10^{-3} \text{ гн},$$

а также характеристическое сопротивление

$$\rho_1 = \rho_2 = \omega L_1 = 2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} = 730 \text{ ом}.$$

Так как в предварительном расчете было установлено, что усилитель можно рассчитывать на получение максимального возможного усиления и эквивалентное затухание должно составлять $\delta_{\text{эКВ}} = 0,02$, с помощью выражений (11.29), (11.30) вычисляем необходимые коэффициенты включения:

$$\rho_1 = \rho_{1\text{опт}} = \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{\rho_1} (\delta_{\text{эКВ}} - \delta_{\text{к}})} = \sqrt{\frac{8000}{730} (0,02 - 0,01)} = 0,33;$$

$$\rho_2 = \rho_{2\text{опт}} = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{\rho_2} (\delta_{\text{эКВ}} - \delta_{\text{к}})} = \sqrt{\frac{160}{730} (0,02 - 0,01)} = 0,047.$$

Предварительно определив входную емкость транзистора (11.16)

$$C_{вх} = \frac{\tau}{r_6} \cdot \frac{1 - gr_6}{1 + (\omega\tau)^2} = \frac{3 \cdot 10^{-8}}{100} \cdot \frac{1 - 6,4 \cdot 10^{-3} \cdot 100}{1 + (2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-8})^2} \approx 110 \cdot 10^{-12} \phi,$$

находим необходимую величину емкости конденсатора связи со следующим каскадом (11.50)

$$C_3 = \frac{1}{\omega R_{вх}} \sqrt{\frac{\omega C_2 R_{вх}}{\delta_{эКВ} - \delta_к} - 1} - C_{вх} = \\ = \frac{1}{2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 160} \sqrt{\frac{2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 160}{0,02 - 0,01} - 1} - 110 \cdot 10^{-12} \approx 10^{-8} \phi.$$

Остальные элементы схемы рассчитываются в соответствии с методикой обеспечения температурной стабилизации режима работы (см. гл. 2).

На этом расчет каскада можно считать законченным, однако в качестве иллюстрации определим еще параметры колебательных контуров для случая выполнения каскада по схеме с непосредственным включением транзисторов (рис. 11.4).

С помощью выражений (11.53) и (11.54) находим величину характеристического сопротивления ρ_1 и емкости вторичного контура:

$$\rho_1 = \omega L_1 = R_{вых} (\delta_{эКВ} - \delta_к) = 8000 (0,02 - 0,01) = 80 \text{ ом};$$

$$C_2 = \frac{\delta_{эКВ} - \delta_к}{\omega R_{вх}} [1 + (\omega C_{вх} R_{вх})^2] = \\ = \frac{0,02 - 0,01}{2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 160} [1 + (2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 110 \cdot 10^{-12} \cdot 160)^2] = 21,5 \cdot 10^{-12} \phi.$$

Проведенный расчет показывает, что в узкополосном усилителе ($\delta_{эКВ} = 0,02$) в схеме рис. 11.4 получается слишком малая емкость вторичного контура, которая соизмерима с паразитной емкостью катушки и монтажа. Поэтому изготовить такой контур невозможно. В первичном контуре, наоборот, емкость C_1 получается слишком большой

$$C_1 = \frac{1}{\omega \rho_1} = \frac{1}{2\pi \cdot 465 \cdot 10^3 \cdot 80} = 4300 \cdot 10^{-12} \phi.$$

Поэтому схема для узкополосного усилителя оказывается неподходящей. При более широкой полосе пропускания схему применять можно. Например, уже при $\delta_{эКВ} = 0,05$ можно было бы получить $C_1 = 1100 \text{ пф}$ и $C_2 = 86 \text{ пф}$.

Пример 5. Рассчитать каскад усилителя промежуточной частоты телевизионного приемника по исходным данным из примера 3.

К такому усилителю не предъявляется требование получения высокой избирательности, поэтому в нем можно использовать каскад с одиночным колебательным контуром. Вследствие того, что усилитель является широкополосным, в нем целесообразно применить схему с полным включением контура в коллекторную цепь ($\rho_1 = 1$) и автотрансформаторную связь со следующим транзистором (рис. 11.2, в).

В предварительном расчете (пример 3) была установлена возможность расчета на получение максимального усиления. Поэтому по формуле (11.43) определяем необходимую величину характеристического сопротивления

$$\rho = \frac{R_{вых}}{2} (\delta_{эКВ} - \delta_к) = \frac{1900}{2} (0,34 - 0,01) = 314 \text{ ом}$$

и по формуле (11.45) — коэффициент включения второго транзистора

$$\rho_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}} = \sqrt{\frac{96}{1900}} = 0,23.$$

Вычислив входную (11.16) и выходную (11.17) емкости транзистора:

$$C_{\text{вх}} = \frac{\tau}{r_6} \cdot \frac{1 - gr_6}{1 + (\omega\tau)^2} = \frac{2 \cdot 10^{-9}}{30} \cdot \frac{1 - 6 \cdot 10^{-3} \cdot 30}{1 + 0,44^2} = 46 \text{ ф};$$

$$C_{\text{вых}} = C_{\text{бк}} \left[1 + \frac{S_0 r_6}{1 + (\omega\tau)^2} \right] = 2,5 \left[1 + \frac{0,1 \cdot 30}{1 + 0,44^2} \right] = 8,8 \text{ пф},$$

находим емкость колебательного контура

$$C_1 = \frac{10^{12}}{\omega\rho} - C_{\text{вых}} - \rho_2^2 C_{\text{вх}} = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot 35 \cdot 10^6 \cdot 314} - 8,8 - 0,23^2 \cdot 46 = 3,3 \text{ пф}.$$

Такую величину примерно будет иметь паразитная емкость монтажа. Поэтому полная емкость колебательного контура сложится из емкости монтажа, выходной и частично входной емкостей транзистора. Сосредоточенная емкость конденсатора C_1 должна отсутствовать.

Заканчивается расчет определением емкости разделительного конденсатора

$$C_p \geq \frac{10}{\omega R_{\text{вх}}} = \frac{10}{2\pi \cdot 35 \cdot 10^6 \cdot 96} = 470 \cdot 10^{-12} \text{ ф},$$

которая удовлетворяет условиям (11.48).

4. ДИАПАЗОННЫЕ ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Предназначаются для усиления высокочастотных сигналов с различными несущими частотами. Они обычно используются в качестве усилителей высокой частоты приемников диапазона длинных, средних и коротких волн. Резонансные системы этих усилителей должны допускать настройку на любую частоту в заданном диапазоне и обеспечивать необходимые избирательность и полосу пропускания.

Используют схемы усилителей в основном с одиночными колебательными контурами, плавно настраиваемыми на нужную частоту с помощью конденсаторов переменной емкости. Переход с одного поддиапазона на другой достигается переключением катушек индуктивности. Расчет колебательных контуров, элементов их настройки и разбивка на поддиапазоны производятся точно так же, как и для ламповых усилителей. Отличительной особенностью транзисторных схем является только необходимость осуществлять слабую связь контура с транзисторами. При выборе схемы каскада необходимо также следить за тем, чтобы не образовались паразитные внеполосные каналы приема.

Наиболее целесообразно применять схемы с индуктивной и с комбинированной связью (рис. 11.5). Схема усилителя с индуктивной связью, один из вариантов которой показан на рис. 11.5, *а*, обеспечивает на резонансной частоте усиление

$$K_0 = \frac{p_1 p_2 S_0 R_{\text{ЭКВ}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}, \quad (11.55)$$

где

$$\frac{1}{R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{1}{R_{\text{в.с}}} + \frac{p_1^2}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{p_2^2}{R_{\text{ВХ}}} \quad (11.56)$$

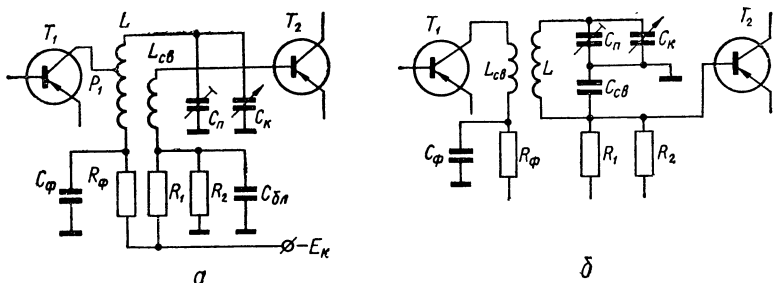


Рис. 11.5. Принципиальные схемы диапазонных избирательных усилителей:
а — с индуктивной связью; *б* — с комбинированной индуктивно-емкостной связью.

— резонансное сопротивление нагруженного контура, а его эквивалентное затухание

$$\delta_{\text{ЭКВ}} = \delta_{\text{к}} + \omega L \left(\frac{p_1^2}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{p_2^2}{R_{\text{ВХ}}} \right). \quad (11.57)$$

Резонансное сопротивление $R_{\text{ЭКВ}}$, а следовательно, и усиление зависят от частоты настройки сложным образом. Однако, как показывает детальный анализ этих зависимостей, усиление в диапазоне частот меняется незначительно, что является достоинством схемы. Полоса пропускания

$$2\Delta f_{0,7} = \delta_{\text{ЭКВ}} f \quad (11.58)$$

меняется по диапазону очень сильно, существенно расширяясь на высших частотах и сужаясь на низших. Сильная зависимость полосы и избирательности от частоты настройки является недостатком усилителя с индуктивной связью. Чтобы получить большее усиление и обеспечить равномерную частотную характеристику, согласование сопротивлений целесообразно выполнять на

высших частотах каждого поддиапазона. Общий коэффициент трансформации от выхода первого транзистора ко входу второго

$$q = \frac{p_2}{p_1} = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}}}}. \quad (11.59)$$

Для определения самих величин коэффициентов включения поступают следующим образом. На высшей частоте каждого поддиапазона определяют оптимальный коэффициент трансформации (11.59), а затем по найденному в предварительном расчете минимальному затуханию на низшей частоте поддиапазона $\delta_{\text{эКВ, мин}}$ (11.13) вычисляют необходимые коэффициенты включения:

$$\left. \begin{aligned} p_1 &= \sqrt{\frac{\delta_{\text{эКВ, мин}} - \delta_{\text{к}}}{\omega_{\text{мин}} L \left(\frac{1}{R_{\text{вых}}} + \frac{q^2}{R_{\text{вх}}} \right)}}; \\ p_2 &= qp_1. \end{aligned} \right\} \quad (11.60)$$

В эту формулу следует подставлять значения $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}}$, также вычисленные на низшей частоте. Далее, с помощью выражения (11.57) находят реальное затухание на высшей частоте поддиапазона и сравнивают с $\delta_{\text{эКВ, макс}}$ (11.13), которое было получено для высшей частоты. Если значение (11.57) не превышает (11.13), то избирательность от зеркальных помех будет обеспечена. В противном случае необходимо либо отказаться от применения схемы усилителя с двойной автотрансформаторной или индуктивной связью, либо увеличить число колебательных контуров в преселекторе m и вновь произвести расчет. Для завершения расчета следует определить усиление каскада (11.55) и сравнить его с максимальным устойчивым усилением (11.21). Если же оно окажется больше устойчивого, то необходимо произвести рассогласование в соответствии с (11.22) или (11.23).

Схема с комбинированной индуктивно-емкостной связью (рис. 11.5, б) обеспечивает слабую зависимость полосы пропускания от частоты настройки. Резонансный коэффициент усиления этого усилителя

$$K_0 = \frac{p_1 p_2 S_0 R_{\text{эКВ}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}, \quad (11.61)$$

где

$$p_2 = \frac{C}{C_{\text{св}} + C_{\text{вх}}} \quad (11.62)$$

— переменный коэффициент включения со стороны входа следующего транзистора, величина которого зависит от емкости коле-

бательного контура C , меняющейся при настройке усилителя на различные частоты в рабочем диапазоне.

Эквивалентные резонансное сопротивление $R_{\text{ЭКВ}}$, затухание $\delta_{\text{ЭКВ}}$ и полоса пропускания, отсчитываемая на уровне 0,7, в зависимости от рабочей частоты принимают значения:

$$\frac{1}{R_{\text{ЭКВ}}} = \frac{\delta_K}{\omega L} + \frac{p_1^2}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{C^2}{(C_{\text{СВ}} + C_{\text{ВХ}})^2 R_{\text{ВХ}}}; \quad (11.63)$$

$$\delta_{\text{ЭКВ}} = \delta_K + \omega L \frac{p_1^2}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{C}{\omega (C_{\text{СВ}} + C_{\text{ВХ}})^2 R_{\text{ВХ}}}; \quad (11.64)$$

$$2\Delta f_{0,7} = \delta_{\text{ЭКВ}} f = \delta_K f + 2\pi f^2 \frac{p_1^2 L}{R_{\text{ВЫХ}}} + \frac{1}{(2\pi)^2 f^2 L (C_{\text{СВ}} + C_{\text{ВХ}})^2 R_{\text{ВХ}}}. \quad (11.65)$$

Зависимость всех этих величин от частоты настройки имеет сложный вид, так как последняя входит в выражения (11.61) — (11.65) не только в явном виде. При перестройке меняются также емкость контура C и величины входных и выходных сопротивлений и емкостей транзисторов.

Для того, чтобы полоса пропускания и усиление возможно меньше менялись по диапазону при перестройке колебательного контура, схему рассчитывают следующим образом. Рассчитывают колебательный контур и определяют максимальное и минимальное значения его емкости $C_{\text{МАКС}}$ и $C_{\text{МИН}}$. Определяют величины вторичных параметров транзисторов $R_{\text{ВХ}}$, $R_{\text{ВЫХ}}$, $C_{\text{ВХ}}$ и $C_{\text{ВЫХ}}$ на граничных частотах поддиапазона.

По найденным в предварительном расчете значениям эквивалентного затухания $\delta_{\text{ЭКВ}}$ на граничных частотах рассчитывают элементы связи контура с транзисторами. На высшей частоте поддиапазона определяют коэффициент включения

$$p_1 = \sqrt{\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{\omega_{\text{МАКС}} L} (\delta_{\text{ЭКВ}} - \delta_K)}, \quad (11.66)$$

а на низшей — емкость связи

$$C_{\text{СВ}} = \sqrt{\frac{C_{\text{МАКС}}}{\omega_{\text{МИН}} R_{\text{ВХ}} (\delta_{\text{ЭКВ}} - \delta_K)}} - C_{\text{ВХ}}. \quad (11.67)$$

После этого вычисляют величины $R_{\text{ЭКВ}}$ и p_2 на нескольких частотах данного поддиапазона (обычно это делают на средней и на граничных частотах) и определяют получающееся на них усиление (11.61). Можно также с помощью выражения (11.65) рассчитать зависимость полосы пропускания от рабочей частоты.

Пример 6. Рассчитать усилитель высокой частоты вещательного радиоприемника по исходным данным, взятым из примера 1.

Пусть емкость колебательного контура на граничных частотах поддиапазона $C_{\text{макс}} = 390 \text{ пф}$ и $C_{\text{мин}} = 46 \text{ пф}$. Тогда индуктивность катушки контура должна быть взята

$$L = \frac{1}{\omega_{\text{мин}}^2 C_{\text{макс}}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 525 \cdot 10^3)^2 \cdot 390 \cdot 10^{-12}} = 0,235 \cdot 10^{-3} \text{ гн.}$$

Выбираем транзистор типа П414 и вычисляем его параметры. Приняв в соответствии с предварительным расчетом $\delta_{\text{эКВ}} = 0,03$ на высшей частоте и $\delta_{\text{эКВ}} = 0,1$ на низшей частоте, с помощью выражений (11.66) и (11.67) находим:

$$\begin{aligned} p_1 &= \sqrt{\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{\omega_{\text{макс}} L} (\delta_{\text{эКВ}} - \delta_{\text{К}})} = \\ &= \sqrt{\frac{1970}{2\pi \cdot 1605 \cdot 10^3 \cdot 0,235 \cdot 10^{-3}} (0,03 - 0,01)} = 0,13; \\ C_{\text{св}} &= \sqrt{\frac{C_{\text{макс}}}{\omega_{\text{мин}} R_{\text{ВХ}} (\delta_{\text{эКВ}} - \delta_{\text{К}})}} - C_{\text{ВХ}} = \\ &= \sqrt{\frac{390 \cdot 10^{-12}}{2\pi \cdot 525 \cdot 10^3 \cdot 156 (0,1 - 0,01)}} - 107 \cdot 10^{-12} \approx 2700 \cdot 10^{-12} \text{ ф.} \end{aligned}$$

По формулам (11.61), (11.62), (11.63) и (11.65) для трех частот поддиапазона вычисляем резонансное усиление K_0 и полосу пропускания $2\Delta f_{0,7}$. Результаты расчета этих величин сведены в таблицу.

f , кГц	525	1000	1605
$R_{\text{ВХ}}$, ом	156	153	150
$R_{\text{ВЫХ}}$, ом	7500	3740	1970
$C_{\text{ВХ}}$, пф	107	104	100
$C_{\text{ВЫХ}}$, пф	148	145	138
K_0	19	28	19,5
$2\Delta f_{0,7}$, кГц	57	35	52

Из таблицы видно, что усиление и полоса пропускания каскада с комбинированной индуктивно-емкостной связью по диапазону меняются незначительно.

В заключение расчета проверяем величину максимального устойчивого усиления (11.21)

$$K_{0 \text{ уст}} = 3 \sqrt{\frac{S_{0\tau}}{C_{\text{бк}}}} = 3 \sqrt{\frac{0,14 \cdot 0,03 \cdot 10^{-8}}{10^{-11}}} = 61.$$

Так как это усиление оказалось больше получаемого реально, устойчивая работа усилителя обеспечена.

5. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С КОМБИНИРОВАННЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ТРАНЗИСТОРОВ

Качественные показатели избирательных усилителей можно существенно улучшить, используя комбинированное включение транзисторов. Одним из вариантов подобных усилителей является каскодная схема, в которой в одном каскаде включены два транзистора по схеме с общим эмиттером и с общей базой.

Применение каскодной схемы позволяет ослабить паразитную обратную связь, обеспечив устойчивую работу усилителя, увеличить получающееся усиление и повысить выходное сопротивление.

Первый транзистор, который включен по схеме с общим эмиттером, нагружен на малое входное сопротивление второго транзистора, включенного по схеме с общей базой. Иначе говоря, первый транзистор можно рассматривать как каскад с аperiodической нагрузкой, имеющей малое сопротивление. В результате этого паразитная обратная связь через коллекторную емкость $C_{бк}$ будет существенно ослаблена и не сможет привести к неустойчивой работе усилителя. Второй транзистор, включенный по схеме с общей базой, имеет малую выходную проводимость

$$\dot{Y}_{\text{вых}} = \frac{\dot{Y}_i + \dot{S}_{\text{обр}}}{\dot{S} + \dot{Y}} \quad (11.68)$$

и соответственно слабо шунтирует колебательный контур в коллекторной цепи. Это позволяет осуществить полное включение контура и тем самым повысить усиление каскада. С входом следующего транзистора колебательный контур должен быть связан слабой связью также, как в каскаде на одиночном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером.

Варианты каскодных схем усилителей с параллельным и последовательным питанием показаны на рис. 11.6. Схема с последовательным питанием на транзисторах с одинаковым типом проводимости показана на рис. 11.6, а. Эта схема содержит меньшее количество вспомогательных элементов, но требует повышенного напряжения питания, так как по постоянному току транзисторы соединены последовательно. Стабилизация режима работы нижнего транзистора осуществляется с помощью эмиттерной цепочки R_4, C_3 . Ток эмиттера второго транзистора автоматически устанавливается равным коллекторному току первого, т. е. его режим оказывается также стабилизированным. Базовый делитель R_1, R_2, R_3 обеспечивает заданное распределение питающего напряжения между транзисторами и внешними элементами схемы. С достаточной точностью можно считать, что коллекторное напряжение транзистора T_1 равно

падению напряжения на резисторе R_2 , а напряжение на транзисторе T_2 — падению напряжения на R_1 . Падение напряжения на стабилизирующей цепочке R_4, C_3 примерно равно падению напряжения на резисторе R_3 .

Так как большое выходное сопротивление транзистора T_2 , включенного по схеме с общей базой, практически не шунтирует колебательный контур, для обеспечения заданного затухания необходимо взять $\rho_2 = \rho_{2\text{опт}}$ (11.30).

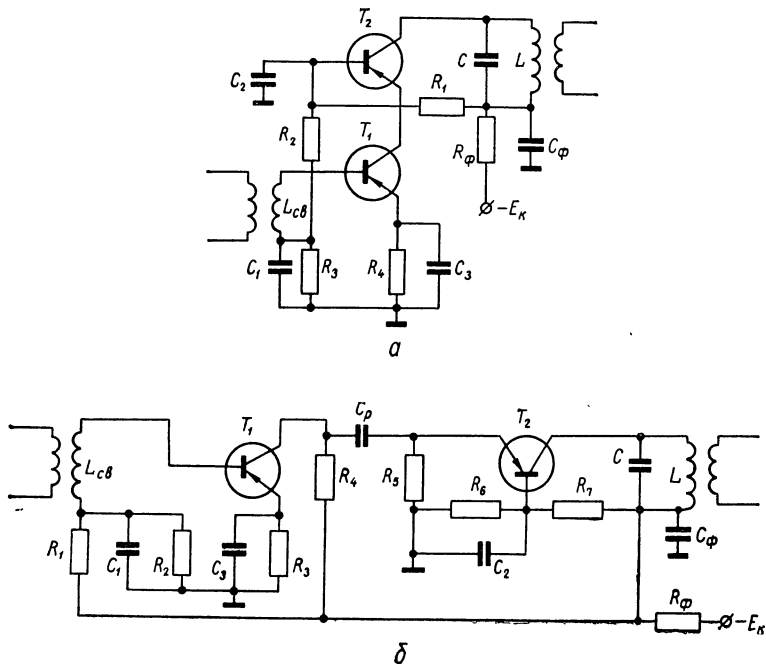


Рис. 11.6. Принципиальные схемы каскодных избирательных усилителей:
 а — с последовательным питанием; б — с независимым параллельным питанием транзисторов.

При этом коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{S_0 \sqrt{R_{\text{вх}} \rho (\delta_{\text{эКВ}} - \delta_{\text{К}})}}{\delta_{\text{эКВ}} \sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}. \quad (11.69)$$

Емкости блокировочных конденсаторов C_1 и C_2 должны удовлетворять условию

$$C_1 = C_2 \gg \frac{1}{\omega r_c} \quad (11.70)$$

для того, чтобы соответствующие точки схемы по переменному току можно было считать закороченными на корпус.

Другой вариант каскодной схемы с параллельным питанием одно-типных транзисторов показан на рис 11.6, б. Эта схема содержит большее количество вспомогательных элементов, но зато требует меньшего напряжения питания. Температурная стабилизация режима работы каждого транзистора осуществляется независимо по схеме (см. рис. 2.8). Что же касается величины коэффициента усиления и связи транзисторов с колебательным контуром, то свойства обеих схем полностью идентичны.

Каскодный усилитель может быть также выполнен по схеме (см. рис. 2.11, б) на транзисторах с различным типом проводимости. В ней осуществляется параллельное питание транзисторов, жесткая стабилизация режима их работы, и она содержит минимальное количество вспомогательных элементов. Для этой схемы также справедливы формулы резонансного коэффициента усиления (11.69), коэффициента включения (11.30) и величин блокирующих емкостей (11.70). Вместо показанных на схемах (рис. 11.6) одиночных колебательных контуров в каскодных усилителях могут быть использованы связанные контуры, а также различные варианты связи контуров с транзисторами. Каскодные усилители можно выполнять как с фиксированной настройкой, так и перестраиваемыми в заданном диапазоне частот.

Избирательные усилители с высокими качественными показателями можно получить, используя комбинированное включение полевых и биполярных транзисторов. Выполнять избирательные усилители только на полевых транзисторах нецелесообразно вследствие малой их крутизны и большой паразитной емкости затвор—сток, приводящей к неустойчивой работе. При комбинированном включении полевых и биполярных транзисторов удается использовать преимущества каждого из них. Большое входное сопротивление полевого транзистора позволяет осуществлять полное подключение колебательного контура к затвору и в результате этого снимать на вход каскада управляющее напряжение во много раз больше, чем с усилителей на биполярных транзисторах с малым входным сопротивлением. Большая величина крутизны биполярного транзистора обеспечивает получение большого усиления. Так как полевой транзистор оказывается нагруженным на сравнительно малое входное сопротивление биполярного, практически устраняется вредное действие

паразитной обратной связи через проходную емкость полевого транзистора.

Два варианта схем избирательных усилителей с комбинированным включением транзисторов показаны на рис. 11.7. Схема, в которой полевой транзистор включен с общим стоком (рис. 11.7, а),

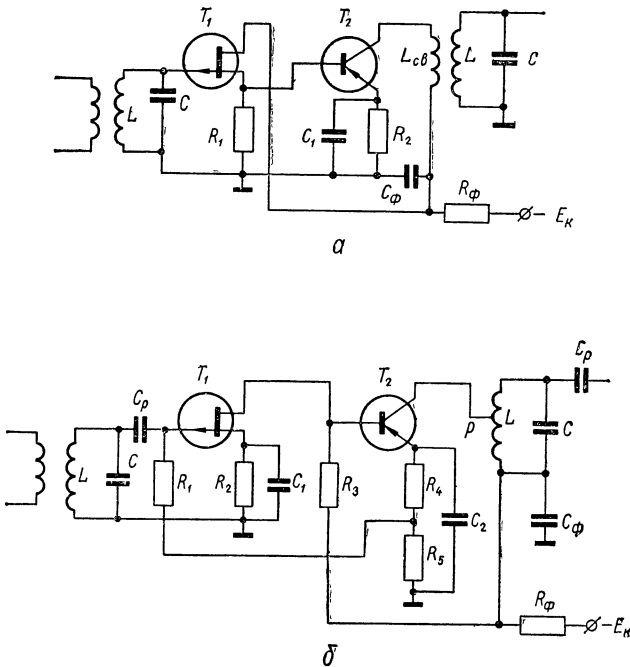


Рис. 11.7. Принципиальные схемы избирательных усилителей с комбинированным включением полевых и биполярных транзисторов:

а — полевой транзистор включен по схеме с общим стоком; б — полевой транзистор включен по схеме с общим истоком и с общей цепью температурной стабилизации режима.

дает несколько меньшее усиление, но зато в ней меньше и влияние паразитных параметров. Эквивалентная проводимость обратной связи

$$\dot{Y}_{\text{обр. экв}} = j\omega C_{\text{зи}} \frac{\dot{Y}_{\text{обр}}}{S_{\text{n}} + Y}, \quad (11.71)$$

т. е. по сравнению с одиночным полевым транзистором действие обратной связи будет ослаблено в $\frac{\dot{Y}_{\text{обр}}}{S_{\text{n}} + Y}$ раз.

Усиление каскада приближенно можно подсчитать по формуле

$$K_0 = p_1 \frac{S_{0П}}{S_{0П} + g} \cdot \frac{S_0 R_{\text{ЭКВ}}}{\sqrt{1 + \left[\frac{\omega\tau}{r_6(S_{0П} + g)} \right]^2}} \quad (11.72)$$

Оно получается таким, как будто коэффициент включения

$$p_2 = \frac{S_{0П}}{S_{0П} + g} \quad (11.73)$$

и эквивалентная постоянная времени транзистора

$$\tau_{\text{ЭКВ}} = \frac{\tau}{r_6(S_{0П} + g)}. \quad (11.74)$$

Так как (11.73) во много раз превосходит коэффициент включения p_2 (11.19), выигрыш в усилении получается существенным.

Режим работы биполярного транзистора стабилизируется эмиттерной цепочкой R_2, C_1 с той лишь разницей, что потенциометрическим делителем в цепи базы является полевой транзистор T_1 и резистор истоковой нагрузки R_1 . Связь коллекторной цепи транзистора T_2 с колебательным контуром рассчитывается с помощью выражения (11.29).

Схема усилителя (рис. 11.7, б) отличается от предыдущей тем, что полевой транзистор включен с общим истоком. При этом эквивалентная проводимость обратной связи

$$Y_{\text{обр. экв}} = j\omega C_{\text{зс}} \frac{Y_{\text{обр}}}{Y}. \quad (11.75)$$

Резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = p_1 \frac{S_{0П}}{g} \cdot \frac{S_0 R_{\text{ЭКВ}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_n)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega\tau}{gr_6} \right)^2}} \quad (11.76)$$

Связь коллектора с колебательным контуром также определяется соотношением (11.29).

В рассматриваемой схеме оба транзистора охвачены общей глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току через резистор R_1 , что обеспечивает высокую температурную стабильность режима работы.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Усилительные параметры низкочастотных биполярных транзисторов малой мощности

Тип	$S_{0, \text{маж}}$	$g_{\text{мсим}}$	g_i , мксим, не более	τ , мксек	$r_{б, \text{ом}}$	$S_{\text{бк, пф}}$, не более
МП25	24—36	1,0—3,0	7,5	—	40—160	—
МП25А	28—37	0,7—2,0	7,5	—	40—160	—
МП25Б	32—39	0,4—1,3	7,5	—	40—160	—
МП26	24—36	1,0—3,0	5	—	40—160	—
МП26А	28—37	0,7—2,0	5	—	40—160	—
МП26Б	32—39	0,4—1,3	5	—	40—160	—
МП35	20—39	0,2—4,0	20	0,6—1,6	50—220	60
МП36А	25—39	0,5—2,7	25	0,3—0,8	50—220	60
МП37	25—39	0,8—2,7	25	0,3—0,8	50—220	60
МП37А	25—39	0,8—2,7	25	0,3—0,8	50—220	60
МП37Б	30—39	0,6—1,6	25	0,3—0,8	50—220	60
МП38	30—39	0,6—1,6	25	0,2—0,5	50—220	60
МП38А	33—40	0,3—1,0	25	0,2—0,5	50—220	60
МП39	30—39	0,5—3,0	25	0,6—1,6	50—220	60
МП39Б	28—38	0,5—1,9	25	0,6—1,6	50—220	60
МП40	28—38	0,7—1,9	25	0,3—0,8	50—220	60
МП40А	28—38	0,7—1,9	25	0,3—0,8	50—220	60
МП41	30—38	0,5—1,3	25	0,3—0,8	50—220	60
МП41А	33—40	0,3—0,8	25	0,3—0,8	50—220	60
ГТ108А	33—39	0,6—2,0	17	0,5—1,3	40—100	50
ГТ108Б	35—40	0,4—1,1	17	0,3—0,7	40—100	50
ГТ108В	38—40	0,3—0,7	17	0,3—0,7	40—100	50
ГТ108Г	39—40	0,1—0,4	17	0,3—0,7	40—100	50
ГТ109А	30—38	0,6—1,9	20	0,4—0,8	50—120	30
ГТ109Б	34—39	0,4—1,1	20	0,4—0,8	50—120	30
ГТ109В	37—40	0,3—0,7	20	0,4—0,8	50—120	30
ГТ109Г	38—40	0,1—0,4	20	0,4—0,8	50—120	30
ГТ109Д	33—39	0,5—2,0	20	0,1—0,3	40—90	40
ГТ109Е	37—39	0,4—0,8	20	0,1—0,2	40—90	40
ГТ109И	32—40	0,4—2,0	20	0,4—0,8	50—120	30

Примечание. Значения параметров приведены для рабочего режима $i_{к} = 1 \text{ ма}$ и $u_{к} = 5 \text{ в}$.

Остальные параметры и предельно допустимые режимы приводятся в справочниках по транзисторам.

Усилительные параметры высокочастотных биполярных транзисторов малой мощности

Тип	$S_{0,}$ мд/в	$g,$ мсим	$g_i,$ мксим, не более	$\tau,$ нсек	$r_b,$ ом	$C_{бк},$ пф, не более
П29	25—39	0,5—2	—	64—240	50—300	20
П29А	30—39	0,3—1	—	64—300	50—300	20
П30	35—40	0,2—0,5	—	32—160	50—300	20
П401	25—40	0,1—2,5	30	8—20	50—230	15
П402	32—40	0,1—2,5	20	3—7,5	50—100	10
П403	37—40	0,4—1,3	10	1—2	40— 50	10
П403А	35—40	0,2—2,5	10	1—2	40— 50	10
П414	35—40	0,3—1,6	22	3—7,5	50—100	10
П414А	37—40	0,3—0,7	25	3—7,5	50—100	10
П414Б	39—40	0,2—0,4	25	3—7,5	50—100	10
П415	37—40	0,4—1,6	15	1—2	40— 50	10
П415А	39—40	0,3—0,7	15	1—2	40— 50	10
П415Б	39—40	0,2—0,4	15	1—2	40— 50	10
П416	35—40	0,4—2	18	4—8	40— 60	8
П416А	37—40	0,3—0,7	18	3—5	40— 60	8
П416Б	39—40	0,2—0,4	18	2—4	40— 60	8
П422	27—39	0,3—1,3	25	3—7,5	50—100	10
П423	27—39	0,3—1,3	15	1—2	40— 50	10
ГТ308А	38—40	0,5—2	5	3—4	40— 50	8
ГТ308Б	39—40	0,3—1	5	2—3	40— 50	8
ГТ308В	39—40	0,2—0,5	5	2—3	40— 60	8
ГТ309А	27—37	0,4—2	15	2—5	40— 50	10
ГТ309Б	37—40	0,2—0,7	15	2—5	40— 50	10
ГТ309В	27—37	0,4—2	25	5—15	50—100	10
ГТ309Г	37—40	0,2—0,7	25	5—15	50—100	10
ГТ309Д	27—37	0,4—2	25	15—30	50—100	10
ГТ309Е	37—40	0,2—0,7	25	15—30	50—100	10

Тип	S_0 , ма/с	ρ , мсим	ξ , мксим, не более	τ , нсек	r_6 , ом	$C_{\text{бк}}$, пф, не более
ГТ310А	27—37	0,4—2	12	2—3	40—75	4
ГТ310Б	37—40	0,2—0,7	12	2—3	40—75	4
ГТ310В	27—37	0,4—2	10	3—4	40—60	5
ГТ310Г	37—40	0,2—0,7	10	3—4	40—60	5
ГТ310Д	27—37	0,4—2	15	4—6	50—100	5
ГТ310Е	37—40	0,2—0,7	15	4—6	50—100	5
ГТ320А	35—39	0,6—2	—	3—5	40—60	8
ГТ320Б	38—40	0,3—1	—	2—3	40—60	8
ГТ320В	37—39	0,2—0,5	—	2—3	40—80	8
ГТ322А	30—38	0,4—1,9	5	5—8	50—110	1,8
ГТ322Б	37—40	0,3—0,8	5	5—8	50—110	1,8
ГТ322В	30—38	0,4—1,9	5	8—13	50—110	1,8
ГТ322Г	37—40	0,3—0,8	5	8—13	50—110	1,8
ГТ322Д	30—38	0,4—1,9	5	8—13	50—110	1,8
ГТ322Е	37—40	0,3—0,8	5	8—13	50—110	1,8
КТ301	27—35	0,5—1,8	24	40—56	100—200	10
КТ301А	33—38	0,3—1	26	40—56	100—200	10
КТ301Б	14—33	0,5—3,3	50	40—120	150—450	10
КТ301В	22—35	0,4—1,8	50	40—130	150—450	10
КТ301Г	23—37	0,7—3,7	24	25—36	100—200	10
КТ301Д	27—38	0,5—1,9	26	26—36	100—200	10
КТ301Е	33—39	0,3—1	27	25—38	100—200	10
КТ301Ж	35—40	0,1—0,5	27	25—40	100—200	10
ГТ313А	33—40	0,1—2	—	0,2—0,6	30	2,5
ГТ313Б	33—40	0,1—2	—	0,1—0,3	20	2

Примечание. Значения параметров приведены для рабочего режима $i_k = 1 \text{ ма}$ и $u_k = 5 \text{ в}$.

Усилительные параметры полевых транзисторов

Тип	I_{30} , мкА	i_c , мА	$U_{отс}$, в, не более	$S_{0д}$, мА/в	Впл. мксИ	τ , нсек	Сзс, пф, не более	Сзв, пф, не более
КП101А	10	0,3—1,0	5,0	0,3—5,0	5—16	2,5—40	6	12
КП101Б	10	0,7—2,2	5,0	0,3—5,0	11—35	2,5—40	6	12
КП101В	50	0,5—5,0	8,0	0,5—10,0	8—80	1,2—24	6	12
КП101Г	10	0,15—2,0	5,0	0,15	2,5—30	80	6	12
КП101Д	50	0,3—5,0	10,0	0,3	5—80	40	6	12
КП101Е	50	0,3—5,0	10,0	0,3	5—80	40	6	12
КП102А	9	0,2—0,5	2,5	0,3	3—8	33	5	10
КП102Б	9	0,45—0,9	4,0	0,35	7—14	28	5	10
КП102В	9	0,8—1,6	5,5	0,4	13—26	25	5	10
КП102Г	9	1,4—2,8	7,5	0,5	22—45	20	5	10
КП102Д	9	2,5—5,0	10,0	0,7	40—80	14	5	10
КП103А	20	0,55—1,2	0,5—2,2	0,7—2,1	9—20	8—24	8	17
КП103Б	20	1,0—2,1	0,8—3,0	0,8—2,6	13—50	6—14	8	17
КП103В	20	1,7—3,8	1,4—4,0	1,4—3,5	22—64	5—12	8	17
КП103Г	20	3,0—6,6	2,0—6,0	1,8—3,8	48—110	4,5—9	8	17
КП103Д	20	5,4—12,0	2,8—7,0	2,0—4,4	85—190	4—8,5	8	17
КП303А	1	0,5—2,5	0,5—3,0	1,0—4,0	8—40	1,5—6	2	6
КП303Б	1	0,5—2,5	0,5—3,0	1,0—4,0	8—40	1,5—6	2	6
КП303В	1	1,5—5,0	1,0—4,0	2,0—5,0	25—80	1,2—3	2	6
КП303Г	0,1	3,0—12,0	1,0—4,0	3,0—7,0	48—200	0,9—2	2	6
КП303Д	1	3,0—9,0	8,0	2,6	48—140	2,3	2	6
КП303Е	1	5,0—20,0	8,0	4,0	80—320	1,5	2	6
КП303Ж	5	0,3—3,0	0,3—3,0	1,0—4,0	4,8—48	1,5—6	2	6
КП303И	5	1,5—5,0	0,5—2,0	2,0—6,0	25—80	1—3	2	6

Примечание. Транзисторы КП303 имеют канал n-типа, а остальные — p-типа. Значения параметров приведены для рабочего режима $U_3 = 0$ и $U_c = 5$ в.

ЛИТЕРАТУРА

1. Акулов И. И. и др. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах. Теория и расчет. М., «Связь», 1966.
2. Аперiodические усилители на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. Р. А. Валитова и А. А. Куликовского. М., «Советское радио», 1968.
3. Белецкий А. Ф. Основы теории линейных электрических цепей. М., «Связь», 1967.
4. Будинский Ярослав. Усилители низкой частоты на транзисторах. Перевод с чешского под ред. К. М. Брежневой. М., Связьиздат, 1963.
5. Герасимов С. М. и др. Основы теории и расчета транзисторных схем. М., «Советское радио», 1963.
6. Давыдов Г. Б. Основы теории и расчета фазокорректирующих цепей. М., Связьиздат, 1958.
7. Заездный А. М. Основы радиотехнических расчетов. М., «Связь», 1966.
8. Радиоприемные устройства на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. Р. А. Валитова и А. А. Куликовского. М., «Советское радио», 1968.
9. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967.
10. Транзисторы и полупроводниковые диоды. Справочник. Под ред. И. Ф. Николаевского. М., Связьиздат, 1963.
11. Цыкин Г. С. Электронные усилители. М., «Связь», 1965.
12. Чаповский М. З. Улучшение качественных показателей транзисторных усилителей. М., «Связь», 1968.
13. Шварц С. Полупроводниковые схемы. Справочник. Перевод с английского под. ред. Е. И. Мамонова. М., Изд-во иностр. лит, 1962.
14. Шир Ф. и др. Расчет транзисторных цепей. Перевод с английского под ред. Г. И. Атабекова. М., «Энергия», 1964.

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
Предисловие	3

Часть I

Общие вопросы проектирования усилителей

<i>Глава 1.</i> Характеристики и параметры транзисторов	5
1. Малосигнальная эквивалентная схема транзистора	5
2. Системы параметров транзисторов	9
3. Зависимость малосигнальных параметров от режима работы и температуры	15
4. Статические характеристики транзистора	19
5. Разброс усилительных параметров транзисторов	23
6. Температурная нестабильность режима	24
7. Тепловые параметры транзисторов	29
8. Шумовые свойства транзисторов	30
<i>Глава 2.</i> Выбор и стабилизация режима работы транзисторных усилителей	39
1. Выбор режима работы при слабых сигналах	39
2. Выбор режима работы при сильных сигналах	41
3. Особенности работы транзисторов в микрорежиме	44
4. Однокаскадные схемы стабилизации режима	46
5. Многокаскадные схемы стабилизации режима	59
6. Выбор и стабилизация режима работы полевых транзисторов	75
<i>Глава 3.</i> Вспомогательные цепи и схемы питания усилителей	83
1. Цепи смещения и их нейтрализация в схемах с высоким входным сопротивлением	83
2. Развязывающие цепи	103
3. Разделительная и блокирующая цепи	107
4. Схемы последовательного питания	112
5. Схемы параллельно-последовательного питания	116
6. Автоматическая регулировка усиления	117
<i>Глава 4.</i> Тепловой режим работы транзисторов в усилителях	126
1. Охлаждающие устройства	126
2. Мощность, рассеиваемая транзистором в непрерывном режиме работы	128

	3. Мощность, рассеиваемая транзистором в импульсном режиме работы	130
	4. Расчет теплового режима	133
<i>Глава 5.</i>	Измерение параметров транзисторов	142
	1. Питание измерительных схем	142
	2. Измерение низкочастотных параметров	144
	3. Измерение высокочастотных параметров	151
	4. Измерение тепловых параметров	161
	5. Измерение шумовых параметров	162

Часть II

Схемы усилителей

<i>Глава 6.</i>	Апериодические усилители	167
	1. Предварительный расчет аperiодических усилителей	167
	2. Высокостабильные основные каскады	170
	3. Входные малошумящие каскады	188
<i>Глава 7.</i>	Низкочастотные избирательные усилители	209
	1. Основные характеристики и особенности проектирования	209
	2. Аппроксимация частотных характеристик усилителей	212
	3. Аппроксимация фазовых характеристик усилителей	232
	4. Схемы активных и пассивных <i>RC</i> -звеньев	240
	5. Фазовые <i>RC</i> -звенья	254
<i>Глава 8.</i>	Усилители звуковых частот	276
	1. Однотактные усилители мощности	276
	2. Двухтактные усилители мощности	284
	3. Обеспечение режима двухтактных каскадов	289
	4. Предоконечные каскады однотактных усилителей	293
	5. Предоконечные каскады двухтактных усилителей	300
	6. Специальные схемы двухтактных каскадов	314
<i>Глава 9.</i>	Широкополосные усилители	318
	1. Корреляционный метод определения параметров переходного процесса	318
	2. Предварительный расчет широкополосных усилителей	320
	3. Усилители на резисторах	331
	4. Усилители с компенсацией	334
	5. Усилители с обратной связью	339
	6. Выходные каскады широкополосных усилителей	347
	7. Налаживание широкополосных усилителей	355
<i>Глава 10.</i>	Усилители постоянного тока	358
	1. Особенности усилителей постоянного тока	358
	2. Входные каскады	359
	3. Выходные каскады	365
	4. Цепи частотной компенсации	379
<i>Глава 11.</i>	Высокочастотные избирательные усилители	389
	1. Расчет частотной избирательности	389
	2. Расчет усиления	397
	3. Избирательные усилители с фиксированной настройкой	405
	4. Диапазонные избирательные усилители	412
	5. Избирательные усилители с комбинированным включением транзисторов	417
	Приложения	422
	Литература	426

1 руб.38 коп.

