

А.Г.Алексеев
Г.В.Войшвилло
И.А.Трискало

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

СБОРНИК ЗАДАЧ И УПРАЖНЕНИЙ

Под редакцией Г. В. Войшвилло

*Допущено
Министерством связи СССР
в качестве учебного пособия
для студентов электротехнических
институтов связи
специальностей 0703, 0708*

Москва
«Радио и связь»
1986



ББК 32.846

А 47

УДК 621.375.4 (075)

Алексеев А. Г. и др.

А 47 Усилительные устройства. Сборник задач и упражнений: Учеб. пособие для вузов/А. Г. Алексеев, Г. В. Войшвилло, И. А. Трискало; Под ред. Г. В. Войшвилло. — М.: Радио и связь, 1986. — 160 с., ил.

Приведены задачи с подробным решением, упражнения с ответами, а также необходимые для их решения справочные материалы. В каждой главе даны краткие теоретические сведения. Основное внимание уделено схемам на транзисторах и интегральным схемам.

Для студентов специальностей «Автоматическая электросвязь», «Радиосвязь и радиовещание», «Многоканальная электросвязь».

А 2402020000-127
046(01)-86 89-86

ББК 32.846

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. Н. И. ЧИСТЯКОВ,
канд. техн. наук, доц. И. А. ЛЫСЫХ

Редакция литературы по радиотехнике

Учебное пособие

АЛЕКСЕЙ ГЕОРГИЕВИЧ АЛЕКСЕЕВ,
ГЕОРГИЙ ВАЛЕРИАНОВИЧ ВОЙШВИЛЛО,
ИВАН АНТОНОВИЧ ТРИСКАЛО

**УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА.
СБОРНИК ЗАДАЧ И УПРАЖНЕНИЙ**

Зав. редакцией В. Л. Стерг

Редактор Л. И. Венгренк

Художественный редактор Т

Технические редакторы А. Н. Золот

Корректор Т. В. Дземидович

ИБ № 677

Сдано в набор 31.10.85

Подписано в печать 25.09.86

Т-17541 Формат 60×90/16 Бумага кн.-журнальная № 1 Гарнитура литературная

Печать высокая Усл. печ. л. 10,0 Усл. кр.-отт. 10,315 Уч.-изд. л. 10,59 Тираж 40 000 экз.

Изд. № 20408 Зак. № 122 Цена 35 к.

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат»
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1986

Подготовка инженеров по специальностям 0702, 0703 и 0708 предусматривает изучение курса усилительных устройств.

Сборник задач и упражнений является первым учебным пособием для перечисленных специальностей. Он отражает накопившийся опыт преподавания курса усилительных устройств в Ленинградском электротехническом институте связи им. проф. М. А. Бонч-Бруевича.

Практические занятия, подготовка к лабораторным занятиям и работа над курсовым проектом показывают, что ознакомление с примерами расчета, решение задач, а также выполнение (проведение) упражнений значительно облегчают изучение курса усилительных устройств, помогают уяснить смысл физических явлений, закрепляют в памяти формулы, прививают навыки практического применения теоретических знаний.

Для более эффективной подготовки к самостоятельной работе студентов обучают выполнять расчеты в условиях, близких к практике.

В каждой главе сборника приводятся краткие теоретические сведения, числовые примеры расчета, задачи с ответами и упражнения.

В книге основное внимание уделяется каскадам на транзисторах и усилителям, особенно операционным. Большое место отводится как общей теории обратной связи, так и ее влиянию на основные параметры усилительных устройств.

Объем и содержание сборника задач и упражнений соответствуют утвержденным программам курса усилительных устройств для связных специальностей. При подготовке учебного пособия наряду со вторым изданием учебника [1] для расширения кругозора студентов использованы и другие литературные источники.

Алексеевым А. Г. написаны главы 2, 7 и 8;

Войшвилло Г. В. — главы 1, 4, 6 и приложение, а также совместно с Трискало И. А. — предисловие;

Трискало И. А. написаны главы 3, 5 и 9.

По мнению авторов, настоящий сборник может быть полезен и для студентов других радиотехнических специальностей, например 0701.

Замечания и пожелания по книге следует направлять в адрес издательства «Радио и связь»: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693.

ОСНОВНЫЕ СОКРАЩЕНИЯ И ОБОЗНАЧЕНИЯ

- АЧХ — амплитудно-частотная характеристика
 ВЧ — высокочастотный
 ГСТ — генератор стабильного тока
 ИМС — интегральная схема
 НЧ — низкочастотный
 ОС — отрицательная обратная связь
 ОУ — операционный усилитель
 ПХ — переходная характеристика
 УПТ — усилитель постоянного тока
 ФЧХ — фазочастотная характеристика
 B — коэффициент передачи цепи ОС на частоте f_0 (или 0)
 $B(f)$ — коэффициент передачи цепи ОС при $f \neq f_0$
 $C_{б'э}, C_{к}, r'_{б}, r_{б'э}, S_i$ — параметры эквивалентной схемы биполярного транзистора
 $C_{бл}$ — емкость блокировочного конденсатора
 $C_{бл.н}, C_{бл.э}$ — емкости блокировочных конденсаторов в истоковой и эмиттерной цепях
 C_m — емкость монтажа
 C_p — емкость разделительного конденсатора
 $C_{ф}$ — емкость конденсатора фильтра
 $C_{нэ}$ — емкость конденсатора эмиттерной коррекции
 C_0 — общая шунтирующая емкость
 $C_{11н}, C_{12н}, C_{22н}, S$ — параметры эквивалентной схемы полевого транзистора
 $C_{2н}$ — емкость внешней нагрузки и емкость вторичной цепи трансформатора
 $E_n, E_{нм}, e_n$ — действующее, амплитудное и мгновенное значения ЭДС источника сигнала на входе усилительного элемента
 E_0 — напряжение источника питания относительно общего провода
 $E_{ок} = E_0/2$ при последовательном соединении транзисторов
 $E_1, E_{1м}, e_1$ — действующее, амплитудное и мгновенное значения ЭДС источника сигнала на входе усилителя
 F, F_x, F_k — глубина ОС (возвратная разность) и ее значения при холостом ходе и коротком замыкании
 f_{h21} — предельная частота коэффициента передачи тока биполярного транзистора
 $f_{в\sqrt{2}}$ — верхняя граничная частота на уровне —3 дБ

- $f_{н\sqrt{2}}$ — нижняя граничная частота на уровне —3 дБ
 $f_{гр}$ — граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером
 f_p, f_z — частоты полюса и нуля
 f_0 — средняя частота полосы пропускания (у УПТ $f_0=0$)
 f_1 — частота единичного усиления ОУ [$K_D(f_1)=1$]
 $G(f)=20 \lg K(f)$, G — коэффициент усиления по напряжению в децибелах и его значение при $f=f_0$
 $G_E(f)=20 \lg K_E(f)$, G_E — коэффициент усиления по ЭДС в децибелах и его значение при $f=f_0$
 $\hat{G}(f), \hat{G}_E(f)$ — нормированные значения $G(f), G_E(f)$ (приведенные к 0 дБ на частоте f_0)
 $h_{11э} \dots h_{22э}$ — параметры транзистора в схеме с ОЭ при $f \rightarrow 0$
 $I_B, I_K, I_{Э}, I_C$ — токи покоя биполярного и полевого транзисторов соответственно
 I_{6m}, \dots, I_{cm} — амплитудные значения тех же токов
 $I_6 \dots I_n$ — действующие значения переменных составляющих тех же токов
 $i_B \dots i_n$ — мгновенные полные значения тех же токов
 $i_6 \dots i_n$ — мгновенные значения переменных составляющих тех же токов
 $I_{КБ0}$ — обратный ток коллектора
 I_1, I_2 — входной и выходной токи
 J, J_m, j — действующее, амплитудное и мгновенное значения задающего тока
 K_D — коэффициент усиления ОУ при $f \rightarrow 0$
 $K(f)=U_2/U_1$, K — коэффициент усиления по напряжению и его значение при $f=f_0$
 $K_E(f)=U_2/E_1$, K_E — коэффициент усиления по ЭДС и его значение при $f=f_0$
 $\hat{K}(f), \hat{K}_E(f)$ — нормированные значения $K(f), K_E(f)$ (приведенные к единице на частоте f_0)
 $k_r, k_{r \max}$ — коэффициент гармоник и его максимально допустимое значение
 N_1, N_2 — числа витков обмоток трансформатора
 $n_T=N_2/N_1$ — коэффициент трансформации
 0 — общий провод
 P_{0A}, P_{0K}, P_{0C} — мощности, потребляемые анодной, коллекторной и стоковой цепями
 $P_{A \max} \dots P_{C \max}$ — максимально допустимые значения мощности рассеяния на выходных электродах
 $P_{Ar \max} \dots P_{Cr \max}$ — максимальные (рабочие) значения мощности рассеяния

- $P_{вх}, P_{вых}$ — входная и выходная мощности усилительного элемента
 P_1, P_2 — входная и выходная мощности усилителя
 Q — добротность системы второго порядка
 Θ — действующее значение напряжения или тока сигнала
 $Q_S = Kf_{в\sqrt{2}}$ — площадь усиления
 $R_{D вх}, R_{D вых}$ — входное и выходное сопротивления ИМС
 R_6 — общее сопротивление смещения в цепи базы
 R_r, R_H — сопротивления источника сигнала и нагрузки для усилительного элемента
 R_{1r}, R_{2H} — те же сопротивления для усилителя
 $R_{кс}, R_{пк}, R_{пс}$ — тепловые сопротивления промежутков корпус—окружающая среда, переход—корпус, переход—окружающая среда
 $R_{нн}, R_{нэ}$ — сопротивления нагрузки в цепи истока и эмиттера
 $R_H, R_э$ — сопротивления для постоянного тока в цепи истока и эмиттера
 $R_{эк}$ — эквивалентное сопротивление
 $T(f), T$ — возвратное отношение и его значение при $f=f_0$ (или $f \rightarrow 0$)
 t_n — длительность импульса
 $t_n, t_{п max}, t_{пр max}$ — температура перехода и ее максимально допустимое и максимальное (рабочее) значения
 t_y — время установления
 $U_{кэ}, U_{бэ}, U_{си}, U_{зи}$ — постоянные напряжения на выходном и входном электродах (по отношению к эмиттирующему) транзисторов
 $U_{кэ m} \dots U_{зи m}$ — амплитудные значения тех же напряжений
 $U_{кэ} \dots U_{зи}$ — действующие значения переменных составляющих тех же напряжений
 $u_{кэ} \dots u_{зи}$ — мгновенные значения переменных составляющих тех же напряжений
 V_U — скорость нарастания выходного напряжения ОУ
 $y_{11э} \dots y_{21э}$ — параметры биполярного транзистора в схеме с ОЭ при $f \rightarrow 0$
 δ — выброс у переходной характеристики в области малых времен
 Δ — неравномерность плоской части прямоугольного импульса в области больших времен
 ξ, ξ_i — коэффициенты использования усилительного элемента по напряжению и по току

1.1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Коэффициенты усиления. К этому виду параметров относят величины, выражающие способность усилителя изменять уровень сигнала: по мощности (соответствующий параметр представляет собой коэффициент усиления по мощности (рис. 1.1) $K_P = P_2/P_1$); по напряжению (характеризуется коэффициентом усиления по напряжению $K = U_2/U_1$, а также коэффициентом усиления по ЭДС — иначе сквозным коэффициентом усиления $K_E = U_2/E_1$); по току (при этом коэффициент усиления по току $K_I = I_2/I_1$ выражает изменение тока усиливаемого сигнала).

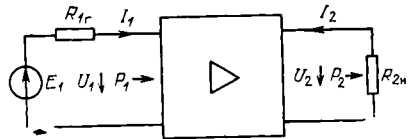


Рис. 1.1. Функциональная схема усилительного устройства

При резистивном характере сопротивлений входного $Z_{вх} = R_{вх} = U_1/I_1$ и нагрузки $Z_2 = R_2 = U_2/I_2$ параметры K_P , K и K_I связаны простым соотношением

$$K_P = KK_I. \tag{1.1}$$

Рассмотренные параметры характеризуют усилитель или его каскады.

Например, у трехкаскадного усилителя (рис. 1.2)

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_{23}} \frac{U_{23}}{U_{12}} \frac{U_{12}}{U_1}$$

т. е. $K = K_1 K_2 K_3$, $\underline{K} = \underline{K}_1 \underline{K}_2 \underline{K}_3$. Широко используют выражения коэффициентов усиления в децибелах: $G = 20 \lg K$, $G_E = 20 \lg K_E$, $G_I = 20 \lg K_I$, а в соответствии с (1.1)

$$10 \lg K_P = 0,5 (G + G_I). \tag{1.2}$$

Характеристики усилителей. Форма и расположение характеристик: амплитудно-частотной (АЧХ), фазочастотной (ФЧХ) и переходной (ПХ), определяется передаточной функцией цепи (эквив-

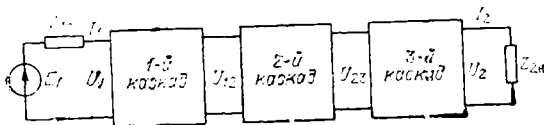


Рис. 1.2. Функциональная схема трехкаскадного усилителя

валентной схемы каскада или усилителя), в общем случае содержащей полюсы p_1, p_2, \dots и нули z_1, z_2, \dots , т. е.

$$K(p) = A(p - z_1)(p - z_2) \dots / (p - p_1)(p - p_2) \dots \quad (1.3)$$

где $A = \text{const}$. Вещественным полюсом и нулям отвечают соответствующие частоты: $f_{p_1} = -p_1/2\pi$, $f_{p_2} = -p_2/2\pi, \dots$, $f_{z_1} = -z_1/2\pi$, $f_{z_2} = -z_2/2\pi, \dots$

У реализуемой цепи число нулей m меньше числа полюсов n или равно ему. Если при этом существует хотя бы один минимум передаточной функции, равный нулю, например $z_1 = 0$, то передаточная функция (1.3) относится к усилителю переменного тока, свойства которого удобно (и практически возможно) отображать с помощью его АЧХ и ФЧХ отдельно для областей нижних ($f < f_0$), средних ($f \approx f_0$) и верхних ($f > f_0$) частот, где f_0 — средняя частота, обычно принимаемая за среднее геометрическое от крайних частот полосы пропускания f_n и f_b , т. е. $f_0 = \sqrt{f_n f_b}$. Иногда f_0 приравнивают частоте максимума коэффициента усиления; для усилителей звуковой частоты согласно [2] $f_0 = 1$ кГц.

Уравнения логарифмических АЧХ и ФЧХ для области нижних частот находятся из общего выражения (1.3) путем исключения множителей, содержащих полюсы и нули, частоты которых заметно превышают f_0 . Обозначая частоты полюсов и нулей у оставшихся множителей $f_{p_1}, f_{p_2}, \dots, f_{z_1}, f_{z_2}, \dots$, получаем

$$G(f) = G - 10 \lg [1 + (f_{p_1}/f)^2] - 10 \lg [1 + (f_{p_2}/f)^2] - \dots + 10 \lg [1 + (f_{z_1}/f)^2] + 10 \lg [1 + (f_{z_2}/f)^2] + \dots, \quad (1.4)$$

$$\varphi = \text{arctg}(f_{p_1}/f) + \text{arctg}(f_{p_2}/f) + \dots - \text{arctg}(f_{z_1}/f) - \text{arctg}(f_{z_2}/f) - \dots, \quad (1.5)$$

где

$$G = 20 \lg K, \quad K = K(f_0). \quad (1.6)$$

В ряде случаев предпочтительнее нормированная АЧХ (рис. 1.3), описываемая уравнением

$$\hat{G}(f) = G(f) - G = -10 \lg [1 + (f_{p_1}/f)^2] - 10 \lg [1 + (f_{p_2}/f)^2] - \dots + 10 \lg [1 + (f_{z_1}/f)^2] + 10 \lg [1 + (f_{z_2}/f)^2] + \dots \quad (1.7)$$

Аналогично, рассматривая область верхних частот, в (1.3) уже следует учитывать множители, содержащие полюсы и нули с частотами $f_{p_1}, f_{p_2}, \dots, f_{z_1}, f_{z_2}$, заметно превышающими f_0 :

$$G(f) = G - 10 \lg^* [1 + (f/f_{p_1})^2] - 10 \lg [1 + (f/f_{p_2})^2] - \dots + 10 \lg [1 + (f/f_{z_1})^2] + 10 \lg [1 + (f/f_{z_2})^2] + \dots, \quad (1.8)$$

$$\varphi = -\text{arctg}(f/f_{p_1}) - \text{arctg}(f/f_{p_2}) - \dots + \text{arctg}(f/f_{z_1}) + \text{arctg}(f/f_{z_2}) + \dots, \quad (1.9)$$

$$\hat{G}(f) = -10 \lg [1 + (f/f_{p_1})^2] - 10 \lg [1 + (f/f_{p_2})^2] - \dots + 10 \lg [1 + (f/f_{z_1})^2] + 10 \lg [1 + (f/f_{z_2})^2] + \dots \quad (1.10)$$

Что касается усилителей постоянного тока (УПТ), то описывающая его свойства передаточная функция не содержит минимумов, равных нулю, а это означает, что в таких условиях средняя частота $f_0=0$ и, следовательно, отсутствует область нижних частот; при этом выражения (1.8)—(1.10) полностью применимы.

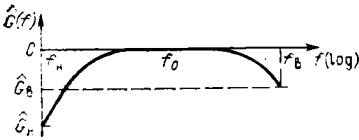


Рис. 1.3. Нормированная логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

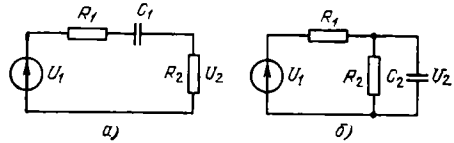


Рис. 1.4. Эквивалентные схемы усилительных цепей для областей нижних (а) и верхних (б) частот

Для нахождения частот полюсов и нулей используют соответствующие эквивалентные схемы усилительных каскадов (усилителей); для резисторного каскада общего вида эквивалентные схемы, относящиеся к областям нижних и верхних частот, изображены на рис. 1.4. Передаточная функция цепи — на рис. 1.4,а $K(p) = U_2(p)/U_1(p) = pC_1R_2/[1 + pC_1(R_1 + R_2)]$ обладает полюсом $p_1 = -1/C_1(R_1 + R_2)$ и нулем $z_1 = 0$; очевидно, что частоты полюса и нуля соответственно

$$f_{p1} = -p_1/2\pi = 1/2\pi C_1(R_1 + R_2), f_{z1} = 0, \quad (1.11)$$

при этом

$$K = K(p)_{p \rightarrow \infty} = R_2/(R_1 + R_2). \quad (1.12)$$

Исследование цепи на рис. 1.4,б позволяет получить следующие выражения:

$$K(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)[1 + pC_2R_1R_2/(R_1 + R_2)]}, \quad (1.13)$$

$$p_2 = -(R_1 + R_2)/C_2R_1R_2, f_{p2} = -p_2/2\pi = (R_1 + R_2)/2\pi C_2R_1R_2, \quad (1.14)$$

$$K = K(p)_{p \rightarrow 0} = R_2/(R_1 + R_2). \quad (1.15)$$

Переходная характеристика, представляющая собой зависимость от времени выходной величины, например $u_2(t)$, при ступенчатом характере изменения входной величины, т. е. по закону единичной функции $u_1(t) = U_1 \cdot 1(t)$, где $U_1 = \text{const}$ или $e_1(t) = E_1 \cdot 1(t)$, находится путем обратного преобразования Лапласа [3]. Отношение $u_2(t)$ к U_1 (или E_1) представляет собой переходную функцию $h(t)$; графики нормированной переходной функции $\hat{h}(t) = u_2(t)/KU_1$ изображены на рис. 1.5.

Линейные искажения. Они подразделяются на амплитудно-частотные (сокращенно — частотные), фазочастотные (сокращенно — фазовые) и переходные. Частотные искажения оценивают откло-

нением, обычно в децибелах, реальной АЧХ от идеальной, заданной в пределах полосы пропускания $f_n \dots f_b$. Для такого сравнения удобнее иметь дело с нормированными характеристиками. Для случая идеальной АЧХ в форме горизонтальной прямой (рис. 1.3) наибольшие отклонения, обычно существующие на граничных частотах полосы пропускания, равные \hat{G}_n и \hat{G}_b , выражают уровень этого вида искажений.

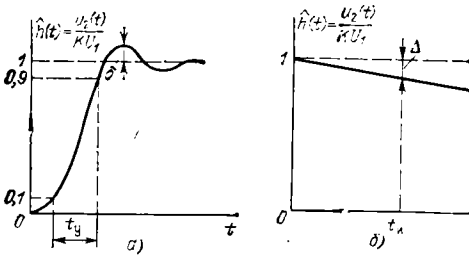


Рис. 1.5. Нормированные переходные характеристики для областей малых (а) и больших (б) времен

Поскольку общий коэффициент усиления $K(f)$ равен произведению коэффициентов усиления всех каскадов $K_1(f)K_2(f)K_3(f)\dots$, то результирующий уровень искажений для f_n

$$\hat{G}_n = \hat{G}_{n1} + \hat{G}_{n2} + \hat{G}_{n3} + \dots \quad (1.16)$$

и для частоты f_b

$$\hat{G}_b = \hat{G}_{b1} + \hat{G}_{b2} + \hat{G}_{b3} + \dots \quad (1.17)$$

Наряду с частотами полюсов f_{p1}, f_{p2} и нулей $f_{z1}, f_{z2}\dots$ для расчета АЧХ и ФЧХ, а также оценки частотных искажений используются граничными частотами, отсчитываемыми на уровне уменьшившегося в $\sqrt{2}$ раз (т. е. на 3 дБ) коэффициента усиления $f_{n\sqrt{2}}$ и $f_{b\sqrt{2}}$. В частности, у цепей на рис. 1.4

$$f_{n\sqrt{2}} = f_{p1} = 1/2 \pi C_1 (R_1 + R_2), \quad f_{b\sqrt{2}} = f_{p2} = (R_1 + R_2)/2\pi C_2 R_1 R_2 \quad (1.18)$$

при этом

$$\hat{G}(f) = -10 \lg [1 + (f_{n\sqrt{2}}/f)^2], \quad \varphi = \arctg (f_{n\sqrt{2}}/f), \quad (1.19)$$

$$\hat{G}(f) = -10 \lg [1 + (f/f_{b\sqrt{2}})^2], \quad \varphi = -\arctg (f/f_{b\sqrt{2}}). \quad (1.20)$$

у N -каскадного усилителя с одинаковыми частотами полюсов

$$f_{n\sqrt{2}} = f_{p1} / \sqrt{2^{(1/N)} - 1}, \quad f_{b\sqrt{2}} = f_{p2} \sqrt{2^{(1/N)} - 1}. \quad (1.21)$$

Фазовые искажения возникают при несовпадении реальной и идеальной ФЧХ в полосе пропускания частот. В большинстве случаев под идеальной ФЧХ понимают прямую, проходящую через начало координат $\varphi = af$ при $a < 0$. Уровень фазовых искажений принято оценивать разностью между максимальным и мини-

мальным значениями производной $d\varphi/df$ в заданной полосе пропускания. В отдельных случаях при ФЧХ, близкой к прямой ($\varphi = af$), интерес представляет групповое время задержки $t_{зд} = -a/2\pi$.

Степень переходных искажений выражают, во-первых, временем установления t_y (рис. 1.5), во-вторых, выбросом δ и, в-третьих, неравномерностью вершины прямоугольного импульса Δ .

Из теории известно, что

$$t_y \approx 0,35/f_n \sqrt{2} \approx \sqrt{t_{y1}^2 + t_{y2}^2 + t_{y3}^2 + \dots}, \quad (1.22)$$

где $t_{y1}, t_{y2}, t_{y3} \dots$ — время установления у отдельных каскадов (блоков).

Результирующий выброс при N каскадах с равными выбросами δ_1

$$\delta \approx \sqrt{1,4 \delta_1 (N-1) |\delta_1 - \delta_{1кр}| + \delta_1^2}, \quad (1.23)$$

где $\delta_{1кр}$ — критическое значение выброса у одного каскада.

Неравномерность вершины прямоугольного импульса зависит от постоянной времени цепи τ_1 :

$$\Delta \approx t_n/\tau_1; \quad (1.24)$$

у цепи на рис. 1.4,а

$$\tau_1 = C_1 (R_1 + R_2) = 1/2 \pi f_{p1} = 1/2 \pi f_n \sqrt{2}. \quad (1.25)$$

Результирующая неравномерность вершины прямоугольного импульса равна арифметической сумме неравномерностей, образующихся в отдельных каскадах (блоках), т. е.

$$\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3 + \dots \quad (1.26)$$

Если у переходной функции несколько полюсов и нулей с частотами $f_{p1}, f_{p2}, \dots, f_{z1}, f_{z2}, \dots$, которые много меньше f_0 , то результирующая неравномерность

$$\Delta \approx 2 \pi (f_{p1} + f_{p2} + \dots - f_{z1} - f_{z2} - \dots) t_n. \quad (1.27)$$

При усилении периодической последовательности прямоугольных импульсов с длительностью t_n , периодом T и скважностью $\varepsilon = T/t_n = 1/f t_n$ между Δ и G_n справедливо следующее соотношение:

$$\Delta \approx 3,05 \sqrt{N |G_n|/\varepsilon}, \quad (1.28)$$

где N — число полюсов передаточной функции, влияющих в области нижних частот, часто равное числу каскадов; G_n и Δ — общие уровни частотных и переходных искажений при N полюсах на частоте $f = f_n$. Выражение (1.28) применимо с погрешностью не выше 10% при $|G_n|/N < 1,6$ дБ.

Нелинейные искажения. Степень нелинейных искажений при усилении гармонических, в частности звуковых, сигналов обычно оценивается коэффициентом гармоник $k_r = \sqrt{U_{2,2f}^2 + U_{2,3f}^2 + \dots}/U_2$, где U_2 — номинальное выходное напряжение частоты гармонического сигнала, подаваемого на вход усилителя, а $U_{2,2f}, U_{2,3f}, \dots$ —

гармонические составляющие выходного напряжения, появившиеся за счет нелинейных свойств усилителя.

Для групповых усилителей многоканальной связи нелинейные искажения нормируются значениями затуханий нелинейности по второй и третьей гармоникам:

$$a_2 = 20 \lg (1/k_{r2}), \quad a_3 = 20 \lg (1/k_{r3}), \quad (1.29)$$

где $k_{r2} = U_{2,2f}/U_2$, $k_{r3} = U_{2,3f}/U_2$; при этом

$$k_r = \sqrt{k_{r2}^2 + k_{r3}^2 + \dots} \quad (1.30)$$

Допустимые значения затуханий нелинейности при $P_2 = 1$ мВт $= P_{20}$ $a_{20} = 76$ дБ и $a_{30} = 103$ дБ, а для $P_2 > P_{20}$ $a_{2 \max} = a_{20} - 10 \lg (P_2/P_{20})$, $a_{3 \max} = a_{30} - 20 \lg (P_2/P_{20})$.

Выходные и входные параметры. К выходным параметрам относятся: номинальная выходная мощность P_2 , определяемая при условии, что коэффициент гармоник не превышает максимально допустимого значения; номинальное выходное напряжение U_2 , а также сопротивление нагрузки $R_{2н}$ (или $Z_{2н}$) и выходное сопротивление $R_{вых}$ (или $Z_{вых}$). Отношение $R_{2н}$ к $R_{вых}$ применительно к усилителям звуковой частоты, работающим на акустическую систему, называют коэффициентом демпфирования k_d .

В число входных параметров входят: ЭДС (номинальная) источника сигнала E_1 , его выходное (внутреннее) сопротивление R_1 (или Z_1), входное сопротивление $R_{вх}$ или в общем случае $Z_{вх} = U_1/I_1 = R_{вх} \parallel (1/j\omega C_{вх})$, где $C_{вх}$ — входная емкость усилителя. Вместо ЭДС E_1 может быть указано U_1 или P_1 .

Выходное сопротивление усилителя определяется при обратном включении усилителя как четырехполюсника, когда к выходным зажимам присоединяется источник напряжения U_2 . Отношение напряжения U_2 к потребляемому в этих условиях току I_2 и представляет собой выходное сопротивление (внешняя нагрузка при этом отсутствует): $R_{вых} = (U_2/I_2)_{обр}$.

От сопротивлений $R_{1г}$, $R_{2н}$ и $R_{вх}$ зависят коэффициенты усиления по току $K_I = I_2/I_1 = KR_{вх}/R_{2н}$ и по ЭДС (см. рис. 1.1)

$$K_E = U_2/E_1 = K/(1 + R_{1г}/R_{вх}) = KK_{нх} = K_I R_{2н}/(R_{1г} + R_{вх}), \quad (1.31)$$

где $R_{вх} = U_1/I_1$; $K = U_2/U_1$;

$$K_{нх} = U_1/E_1 = 1/(1 + R_{1г}/R_{вх}) \quad (1.32)$$

— коэффициент передачи напряжения входной цепи.

Внутренние помехи, динамический диапазон. Из трех разновидностей внутренних помех: фона, дрейфа и шума, остановимся на последней.

Если в пределах относительно узкой полосы Δf резистивная составляющая комплексного сопротивления $Z = R + jX$ практически остается постоянной, то квадратичная сумма составляющих теплового шума (рис. 1.6)

$$E_{шR}^2 = 4 k TR \Delta f, \quad (1.33)$$

где $k \approx 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — термодинамическая температура, причем $E_{шR}$ выражено в вольтах; R — в омах, Δf — в герцах.

Когда электрическая цепь состоит из двух и более параллельных ветвей, то удобнее источник теплового шума представлять в виде источника шумового задающего тока

$$J_{шR}^2 = 4kTG\Delta f = E_{шR}^2/R^2, \quad (1.34)$$

где $G = 1/R$.

Распространенной мерой оценки влияния флуктуационных помех является коэффициент шума, равный отношению мощности суммарного шума (т. е. от всех его источников) на выходе усилителя к мощности теплового шума, создаваемого сопротивлением источника сигнала также на выходе: $F_{ш} = P_{2ш\Sigma}/P_{2ш1}$, где $P_{2ш1} = U_{2ш1}^2/R_{2н} = K^2_E 4kTR_{1г}\Delta f/R_2$; при этом $U_{2ш\Sigma} = \sqrt{F_{ш}}U_{2ш1} = \sqrt{F_{ш}}K_E E_{шR1}$.

Другой параметр, выражающий степень влияния напряжения помех, в частности шума, представляет собой отношение номинального выходного напряжения (сигнала) к напряжению помехи, т. е. шума: $a_2 = U_2/U_{2ш\Sigma}$. Кроме того, уровень флуктуационных помех, особенно применительно к интегральным микросхемам (ИМС), выражают значением входного напряжения шума $U_{1ш} = U_{2ш}/K$, относящимся к заданной, обычно небольшой полосе частот Δf , принимаемой равной 1 Гц или 1 кГц. Так, у ИМС К140УД1А/Б напряжение шума составляет 1,3 мкВ/ $\sqrt{1}$ кГц или 41 мВ/ $\sqrt{1}$ Гц. Рассмотренная величина зависит от коэффициента шума, в функции от $R_{1г}$, и определяется выражением

$$U_{1шД}/\sqrt{\Delta f} = K_E \sqrt{(F_{ш} - 1) 4kTR_{1г}/K}. \quad (1.35)$$

Напряжение $U_{1ш}$, отнесенное к узкой полосе частот, например $\Delta f = 1$ Гц, является спектральной плотностью шума.

Динамический диапазон усилителя $D_y = 20 \lg(U_2/U_{2\min})$, где U_2 — номинальное выходное напряжение, а $U_{2\min}$ — минимальное выходное напряжение, в $a_{2\min}$ раз превышающее суммарное напряжение шума $U_{2ш\Sigma}$ и фона $U_{2ф}$, равное $U_{2н} = \sqrt{U_{2ш\Sigma}^2 + U_{2ф}^2}$, т. е. $U_{2\min} = a_{2\min} \sqrt{U_{2ш\Sigma}^2 + U_{2ф}^2}$. При этом динамический диапазон усилителя $D_y = 20 \lg(U_2/U_{2\min}) = 20 \lg(U_2/U_{2н}) - 20 \lg a_{2\min}$.

1.2. ПРИМЕРЫ

Пример 1.1. Из какого числа каскадов N с одинаковым усилением $G_1 = 14$ дБ должен состоять усилитель с коэффициентом усиления $K = 25$?

Решение. Находим $G = 20 \lg K = 20 \lg 25 = 28$ дБ, $N = G/G_1 = 28/14 = 2$.

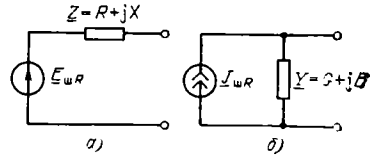


Рис. 1.6. Представление источника шума в форме ЭДС (а) и задающего тока (б)

Пример 1.2. Определить коэффициент усиления по ЭДС и по току, если $R_{гг}=2$ кОм, $R_{вх}=8$ кОм, $K=100$ (40 дБ), $R_{2н}=8$ Ом.

Решение. Используя выражение (1.31), определяем K_E и K_I : $K_E=K/(1+R_{гг}/R_{вх})=100/(1+2/8)=125$ (41,9 дБ); $K_I=K_E(R_{вх}+R_{гг})/R_{2н}=(125 \cdot 8+2) \cdot 10^3/8=1\,500\,000$ (100 дБ).

Пример 1.3. Определить коэффициент усиления по мощности усилителя с параметрами, приведенными в примере 1.2.

Решение. Согласно (1.1) и (1.2) $K_P=KK_I=100 \cdot 1\,000\,000=10\,000 \cdot 10^3$ (70 дБ).

Пример 1.4. Найти уровни частотных искажений и фазовые сдвиги, если известны частоты полюсов $f_{p1}=20$ Гц и $f_{p2}=20$ кГц и нуля $f_{z1}=0$ передаточной функции каскада усилителя звуковой частоты (УЗЧ) на граничных частотах 30 и 15 000 Гц.

Решение. Средняя частота УЗЧ $f_0=1$ кГц; полюс с частотой $f_{p1}=20$ Гц $\ll 1000$ Гц относится к области нижних частот, а с частотой $f_{p2}=20$ кГц $\gg 1$ кГц — к области верхних частот, что позволяет использовать для расчета формулы (1.19) и (1.20) при замене f на f_n и f_v :

$$\hat{G}_H = -10 \lg [1 + (f_{p1}/f_n)^2] = -10 \lg [1 + (20/30)^2] = -1,58 \text{ дБ};$$

$$\Phi_H = \text{arctg} (f_{p1}/f_n) = \text{arctg} (20/30) = 33,7^\circ;$$

$$\hat{G}_B = -10 \lg [1 + (f_v/f_{p2})^2] = -10 \lg [1 + (15/20)^2] = -1,94 \text{ дБ};$$

$$\Phi_B = -\text{arc tg} (f_v/f_{p2}) = -\text{arctg} (15/20) = -36,7^\circ.$$

Пример 1.5. Определить емкость конденсатора C_1 цепи на рис. 1.4,а для получения граничной частоты на уровне -3 дБ $f_n \sqrt{2} = 50$ Гц при $R_1=1$ кОм и $R_2=3$ кОм.

Решение. Из равенства (1.18) следует, что $C_1=1/2\pi f_n \sqrt{2} (R_1+R_2)=1/6,283 \times 50 \cdot (1+3) \cdot 10^3=0,7958 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} \approx 0,82 \text{ мкФ}$.

Пример 1.6. Определить граничную частоту на уровне -3 дБ $f_v \sqrt{2}$ при следующих параметрах эквивалентной схемы на рис. 1.4,б: $R_1=1$ кОм, $R_2=3$ кОм и $C_2=100$ пФ.

Решение. По (1.18) находим: $f_v \sqrt{2} = (R_1+R_2)/2\pi C_2 R_1 R_2 = (1+3) \cdot 10^3/6,283 \times 100 \cdot 10^{-12} \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^3 = 2,12 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 2,12 \text{ МГц}$.

Пример 1.7. Усилитель состоит из трех каскадов с одинаковыми частотами полюсов и обладает граничной частотой на уровне -3 дБ $f_v \sqrt{2} = 20$ кГц. Требуется найти частоту этих полюсов.

Решение. Из (1.21) получаем $f_{p2} = f_v \sqrt{2} / \sqrt{2^{(1/N)} - 1} = 20 / \sqrt{2^{(1/3)} - 1} = 39,24 \text{ кГц}$.

Пример 1.8. Определить время установления и граничную частоту на уровне -3 дБ у трехкаскадного усилителя по известным значениям $t_{y1}=10$ нс, $t_{y2}=20$ нс и $t_{y3}=30$ нс.

Решение. Согласно (1.22) $t_y = t_{y1}^2 + t_{y2}^2 + t_{y3}^2 = \sqrt{10^2 + 20^2 + 30^2} = 37,42 \text{ нс}$; $f_v \sqrt{2} \approx 0,35/t_y = 0,35/37,42 \cdot 10^{-9} = 9,359 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 9,359 \text{ МГц}$.

Пример 1.9. Определить результирующий выброс δ по известным значениям $N=4$, $\delta_{кр}=1\%$ и $\delta_1=2\%$.

Решение. Из формулы (1.23) $\delta \approx \sqrt{1,4\delta_1(N-1)|\delta_1-\delta_{кр}|+\delta_1^2} = \sqrt{1,4 \cdot 2(4-1)|2-1|+2^2} = 3,52\%$.

Пример 1.10. По заданным значениям длительности импульса 800 мкс и неравномерности вершины прямоугольного импульса 10% найти требуемое значение постоянной времени цепи на рис. 1.4,а и емкость разделительного конденсатора, если известно, что $R_1=1$ кОм, $R_2=3$ кОм.

Решение. Из соотношений (1.24) и (1.25) узнаем, что $\tau_1 = t_{и}/\Delta = 800 \times 10^{-6}/0,1 = 8 \cdot 10^{-3}$ с; $C_1 = \tau_1/(R_1+R_2) = 8 \cdot 10^{-3}/(1+3) \cdot 10^3 = 2 \cdot 10^{-6}$ Ф = 2 мкФ.

Пример 1.11. Определить суммарную неравномерность вершины прямоугольного импульса у трехкаскадного усилителя, у каскадов которого $\Delta_1=5\%$, $\Delta_2=7\%$ и $\Delta_3=8\%$.

Решение. По (1.26) определяем $\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3 = 5 + 7 + 8 = 20\%$.

Пример 1.12. Передаточная функция усилителя характеризуется частотами полюсов $f_{p1}=20$ Гц, $f_{p2}=30$ Гц и нулей $f_{z1}=0$, $f_{z2}=25$ Гц при средней частоте $f_0=1$ кГц и длительности импульса $t_{и}=1$ мс. Требуется найти неравномерность вершины прямоугольного импульса.

Решение. Согласно выражению (1.27) $\Delta \approx 2\pi(f_{p1}+f_{p2}+\dots - f_{z1}-f_{z2}-\dots)t_{и} = 6,283(20+30-0-25) \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 0,1571$.

Пример 1.13. Известен общий уровень частотных искажений двухкаскадного усилителя $G_{н}=-1$ дБ на частоте $f=50$ Гц. Найти неравномерность вершины прямоугольных импульсов со скважностью $\epsilon=20$, т. е. длительностью $t_{и}=1/\epsilon f=1/20 \cdot 50=0,001$ с.

Решение. Согласно выражению (1.28) $\Delta \approx 3,05 \sqrt{N|G_{н}|/\epsilon} = 3,05 \sqrt{2|-1|/20} = 0,217$.

Пример 1.14. По известным значениям затуханий нелинейности $a_2=50$ дБ и $a_3=60$ дБ рассчитать коэффициенты второй и третьей гармоник и общий коэффициент гармоник.

Решение. Используя (1.29) и (1.30), находим: $k_{r2} = 10^{-0,05a_2} = 10^{-0,05 \cdot 50} = 0,00316$; $k_{r3} = 10^{-0,05a_3} = 10^{-0,05 \cdot 60} = 0,001$; $k_r = \sqrt{k_{r2}^2 + k_{r3}^2} = 10^{-3} \sqrt{3,16^2 + 1^2} = 3,32 \cdot 10^{-3}$.

Пример 1.15. Рассчитать модуль входного сопротивления усилителя на частоте $f=6$ МГц, если оно образовано из параллельно соединенных сопротивления $R_{вх}=75$ Ом и входной емкости $C_{вх}=150$ пФ.

Решение. $Z_{вх} = 1/\sqrt{(1/R_{вх})^2 + (2\pi f C_{вх})^2} = 1/\sqrt{(1/75)^2 + (6,283 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 150 \times 10^{-12})^2} = 69,2$ Ом.

Пример 1.16. Найти коэффициент передачи входной цепи усилителя по известным значениям $R_{г}=75$ Ом и $R_{вх}=600$ Ом.

Решение. Согласно формуле (1.32) $K_{вх} = U_2/E_1 = 1/(1 + R_{1r}/R_{вх}) = 1/(1 + 75/600) = 0,889$.

Пример 1.17. Сопротивление источника сигнала $R_{1r} = 75$ Ом, полоса пропускания усилителя $\Delta f = 6$ МГц, температура окружающей среды $t_c = 25^\circ$. Требуется определить ЭДС и задающий ток шума, создаваемых сопротивлением источника сигнала.

Решение. Согласно (1.33) и (1.34) $E_{шR_{1r}} = \sqrt{4kTR_{1r}\Delta f} = 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} (273 + 25) \cdot 6 \cdot 10^6 = 3,642 \cdot 10^{-6}$ В = 2,642 мкВ, $J_{шR_{1r}} = E_{шR_{1r}}/R_{1r} = 2,642 \cdot 10^{-6}/75 = 35,3 \times 10^{-9} = 35,2$ нА.

Пример 1.18. Определить напряжение шума на выходе усилителя с коэффициентом усиления по ЭДС $K_E = 2 \cdot 10^5$ при условии, что коэффициент шума $F_{ш} = 4$ и $E_{шR_{1r}} = 2,642$ мкВ.

Решение. Из (1.35), получаем $U_{2ш\Sigma} = \sqrt{F_{ш}} K_E E_{шR_{1r}} = \sqrt{4} \cdot 2 \cdot 10^5 \cdot 2,642 \times 10^{-6} = 1,057$ В.

Пример 1.19. Определить коэффициент шума ИМС типа К118УН1А с параметрами $U_{1шD} = 4$ мкВ в полосе пропускания $\Delta f = 20$ кГц, если известно, что сопротивление источника сигнала $R_{1r} = 1 \cdot 10^5$ Ом, температура окружающей среды 300 К, а $K_E \approx K$.

Решение. Из (1.35) вытекает, что при $K_E = K$: $F_{ш} \approx 1 + U_{1шD}^2/4kTR_{1r}\Delta f = 1 + (4 \cdot 10^{-6})^2/4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 1 \cdot 10^5 \cdot 2 \cdot 10^4 = 1,484 (1,714$ дБ).

1.3. ЗАДАЧИ

Задача 1.1. Определить коэффициент усиления усилителя по известным параметрам его каскадов: $G_1 = 24$ дБ, $G_2 = 14$ дБ и $G_3 = 20$ дБ.

Ответ. $G = 58$ дБ (800 раз).

Задача 1.2. По известным $K_E = 125$ (41,94 дБ), $K_I = 2000$ (66,02 дБ), $R_{вх} = R_{1r} = 600$ Ом, $R_{2н} = 75$ Ом, рассчитать K и K_P .

Ответ. $K = 62,5$ (35,92 дБ), $K_P = 125\,000$ (50,97 дБ).

Задача 1.3. Заданы: сопротивление $R_{2н} = R_{вх} = 75$ Ом, коэффициент усиления $G = 26$ дБ. Определить коэффициенты усиления по току K_I и по мощности K_P и выходную мощность при $U_1 = 0,6$ В.

Ответ. $K_I = 20$ (26 дБ), $K_P = 400$ (26 дБ), $P_2 = 1,92$ Вт.

Задача 1.4. Чему равна средняя частота усилителя телевизионных сигналов с полосой пропускания $50 \dots 6 \cdot 10^6$ Гц.

Ответ. $f_0 = 17,32$ кГц.

Задача 1.5. Заданы частоты полюсов и нулей передаточной функции усилителя звуковой частоты: $f_{p1} = 20$ Гц, $f_{p2} = 30$ Гц, $f_{p3} = 12$ кГц, $f_{p4} = 15$ кГц, $f_{z1} = 0$, $f_{z2} = 15$ Гц. Определить уровни частотных искажений $G_{н1}$ и $G_{н2}$ и фазовые сдвиги на частотах $f_{н1} = 50$ Гц и $f_{н2} = 10$ кГц.

Ответ. $G_{н1} = -3,15$ дБ, $G_{н2} = -5,13$ дБ, $\varphi_{н1} = 50,5^\circ$, $\varphi_{н2} = -57,9^\circ$.

Задача 1.6. По исходным данным задачи 1.5 найти значение неравномерности вершины прямоугольных импульсов с длитель-

ностью 200 мкс, обусловленное влияющими полюсами и нулем, и аналогично значение времени установления.

Ответ. $\Delta=0,044$, $t_y=37,35$ мкс.

Задача 1.7. Определить граничную частоту на уровне -3 дБ при $N=2$, $f_n=50$ Гц и уровне частотных искажений -1 дБ.

Ответ. $f_{н\sqrt{2}}=12,17$ Гц.

Задача 1.8. Чему равна граничная частота на уровне -3 дБ у каскада по схеме рис. 1.4,а при $C_1=1$ мкФ, $R_1=1$ кОм и $R_2=3$ кОм.

Ответ. 39,79 Гц.

Задача 1.9. У четырехкаскадного усилителя звуковой частоты частота полюса передаточной функции каскада $f_{p1}=20$ Гц. Определить граничную частоту на уровне -3 дБ.

Ответ. $f_{н\sqrt{2}}=45,98$ Гц.

Задача 1.10. Время установления трехкаскадного усилителя равно 80 нс. Чему равны время установления у одного каскада и его граничная частота на уровне -3 дБ?

Ответ. $t_{y1}=46,19$ нс, $f_{н\sqrt{2}}=7,577$ МГц.

Задача 1.11. Найти допустимый для одного каскада выброс при условии, что $N=3$, $\delta_{кр}=1\%$, $\delta=5\%$.

Ответ. $\delta_1=2,96\%$.

Задача 1.12. Какая допустима длительность прямоугольного импульса и какова граничная частота на уровне -3 дБ, если известны параметры цепи на рис. 1.4,а: $C_1=3$ мкФ, $R_1=1$ кОм, $R_2=3$ кОм при $\Delta=10\%$.

Ответ. $t_n=1,2$ мс, $f_{н\sqrt{2}}=13,26$ Гц.

Задача 1.13. Неравномерность вершины прямоугольного импульса с длительностью $t_n=100$ мс у трехкаскадного усилителя равна 12%. Определить постоянную времени и граничную частоту на уровне -3 дБ одного каскада.

Ответ. $\tau=\tau_1=50$ мс, $f_{н\sqrt{2}}=3,183$ Гц.

Задача 1.14. У передаточной функции усилителя со средней частотой $f_0>1$ кГц частоты полюсов $f_{p1}=f_{p2}=f_{p3}=20$ Гц и нулей $f_{z1}=0$, $f_{z2}\neq 0$. При каком значении f_{z2} неравномерность вершины прямоугольного импульса длительностью 500 мкс равна 12%.

Ответ. $f_{z2}=21,80$ Гц.

Задача 1.15. Определить допустимый уровень частотных искажений у четырехкаскадного усилителя при усилении периодической последовательности прямоугольных импульсов со скважностью, равной 30, если неравномерность вершины не должна превышать 10%.

Ответ. $G_n=-0,242$ дБ.

Задача 1.16. Коэффициенты второй и третьей гармоник равны 0,1 и 0,05%. Найти коэффициент гармоник и затухания нелинейности отмеченных гармоник.

Ответ. $k_r=1,112\%$, $a_2=60$ дБ, $a_3=66$ дБ.

Задача 1.17. Рассчитать допустимые значения затуханий нелинейности по второй и третьей гармоникам при $P_2=200$ мВт.

Ответ. $a_{2\max} = 53$ дБ и $a_{3\max} = 58$ дБ.

Задача 1.18. Под действием приложенного к выходным зажимам усилителя напряжения $U_{2\text{обр}} = 1$ В потребляемый выходной цепью ток $I_{2\text{обр}} = 1$ А. Чему равны выходное сопротивление усилителя и коэффициент демпфирования, если сопротивление нагрузки $R_{2\text{н}} = 8$ Ом.

Ответ. $R_{\text{вых}} = 1$ Ом, $k_d = 8$.

Задача 1.19. Параметры и условия работы усилителя характеризуются следующими данными: $R_{\text{вх}} = 1$ кОм, $R_{2\text{н}} = 4$ Ом; $P_2 = 16$ Вт; $K_P = 4 \cdot 10^5$ (56 дБ). Требуется определить P_1 , U_1 , I_1 , I_2 , U_2 , K и K_I .

Ответ. $P_1 = 40$ мкВт, $U_1 = 200$ мВ, $I_1 = 200$ мкА, $I_2 = 2$ А, $U_2 = 8$ В, $K = 40$ (32 дБ), $K_I = 10 \cdot 10^3$ (80 дБ).

Задача 1.20. На сопротивлении нагрузки $R_{2\text{н}} = 75$ Ом выделяется мощность шума $P_{2\text{ш}\Sigma} = 5$ мкВт в полосе частот $\Delta f = 10$ МГц при $R_{1\Gamma} = 75$ Ом, $G_E = 67$ дБ и $P_2 = 480$ мВт. Найти коэффициент шума, выходные напряжения сигнала и шума и их отношение.

Ответ. $F_{\text{ш}} = 5,270$ (7,218 дБ), $U_2 = 6$ В, $U_{2\text{ш}\Sigma} = 19,36$ мВ, $a_2 = 309,9$ (49,82 дБ).

Задача 1.21. Определить коэффициент шума и отношение сигнал-шум у ИМС К123УН1Б с параметрами $K = 300$, $R_{\text{вх}} = 10$ кОм; $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = 100$ кГц, $U_{2\text{ш}\Sigma} = 1,5$ мВ, возбуждаемой от источника ЭДС $E_1 = 8$ мВ с сопротивлением $R_{1\Gamma} = 10$ кОм при $t_c = 25^\circ$.

Ответ. $F_{\text{ш}} = 6,07$ (7,836 дБ), $U_2/U_{2\text{ш}\Sigma} = 800$ (58 дБ).

Задача 1.22. Номинальная выходная мощность усилителя при работе на нагрузку $R_{2\text{н}} = 8$ Ом равна 20 Вт, а напряжение шума и фона соответственно составляют 4 и 7,2 мВ. Чему равны напряжение помехи на выходе, отношение сигнал-помеха и динамический диапазон при $20 \lg a_{2\min} = 6$ дБ?

Ответ. $U_{2\text{п}} = 8,237$ мВ, $a_2 = 1535$ (63,73 дБ), $D_y = 57,73$ дБ.

1.4. УПРАЖНЕНИЯ

Упражнение 1.1. В чем физический смысл и техническое значение средней частоты f_0 ?

Упражнение 1.2. Чем отличаются АЧХ, ФЧХ и ПХ усилителя постоянного тока и усилителя переменного тока?

Упражнение 1.3. Что представляет собой полюс и нуль передаточной функции?

Упражнение 1.4. Каков физический смысл понятий частот полюсов и нулей?

Упражнение 1.5. Каким путем переходят от выражения (1.3) к выражениям (1.4) — (1.10)?

Упражнение 1.6. Чем физически объясняется существование низкочастотного и высокочастотного срезов?

Упражнение 1.7. Привести вывод выражений (1.11) — (1.15).

Упражнение 1.8. Доказать справедливость выражений (1.16) и (1.17).

Упражнение 1.9. Выполнить расчет и построение АЧХ и ФЧХ по данным примера 1.4, применив логарифмический масштаб по

оси абсцисс, изменяя частоту в пределах от 16 Гц до 30 кГц.

Упражнение 1.10. По известным значениям частот $f_{p1}=10$ кГц и $f_{p2}=15$ кГц рассчитать и построить зависимость $d\varphi/df$ в диапазоне частот от 0 до 50 кГц, имея в виду, что $\varphi = -\operatorname{arctg}(f/f_{p1}) - \operatorname{arctg}(f/f_{p2})$.

В заключение следует оценить уровень фазовых искажений.

Упражнение 1.11. Используя уравнение ПХ цепи по рис. 1.4,а $h(t) = K \exp(-t/\tau_1)$, показать, что неравномерность вершины прямоугольного импульса определяется зависимостью (1.24).

Упражнение 1.12. Чем обусловлен предел максимально допустимого значения коэффициента гармоник для усилителей звуковой частоты и для многоканальной связи?

Упражнение 1.13. Почему при выходной мощности усилителя для многоканальной связи, превышающей 1 мВт, максимально допустимое значение затухания нелинейности уменьшается?

Упражнение 1.14. По какой причине для усилителя звуковой частоты важно получить коэффициент демпфирования $k_d \gg 1$?

Упражнение 1.15. Представляя каждое из двух параллельно соединенных сопротивлений R_1 и R_2 источниками ЭДС $E_{шR1}$ и $E_{шR2}$, найти напряжения, создаваемые этими источниками, и их квадратичную сумму, убедившись в том, что этот результат может быть также получен путем объединения сопротивлений R_1 и R_2 .

Упражнение 1.16. Аналогично упражнению 1.15 выполнить объединение источников тока на основе параллельного объединения проводимостей G_1 и G_2 и квадратичного суммирования токов $J_{шR1}$ и $J_{шR2}$.

Упражнение 1.17. В чем физический смысл и технические значение коэффициента шума?

Упражнение 1.18. Какая существует связь между коэффициентом шума и отношением $U_2/U_{2ш\sigma}$?

Упражнение 1.19. По какой причине результирующее напряжение помех на выходе равно квадратичной сумме составляющих, обусловленных шумом и фоном?

Упражнение 1.20. Какую роль играет динамический диапазон усилителя в радиовещательной передаче?

Глава 2.

ОБЩАЯ ТЕОРИЯ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

2.1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Принципы построения. Усилитель с обратной связью (ОС) представляет собой активный четырехполюсник, вход и выход которого соединены между собой с помощью пассивной цепи. Актив-

ная и пассивная цепи входят в петлю ОС и образуют единую замкнутую систему. Петля ОС может включать не все каскады усиления активной цепи, кроме того, в усилителе может быть несколько каналов (петель) ОС. Соответственно этим признакам ОС называют общей или местной, одно- или многоканальной. Критерием одноканальной ОС является прекращение ее действия при выключении любого усилительного каскада активной цепи [5—7].

Структурная схема усилителя с ОС и ее граф показаны на рис. 2.1. Сигналы в определенных точках схемы характеризуются

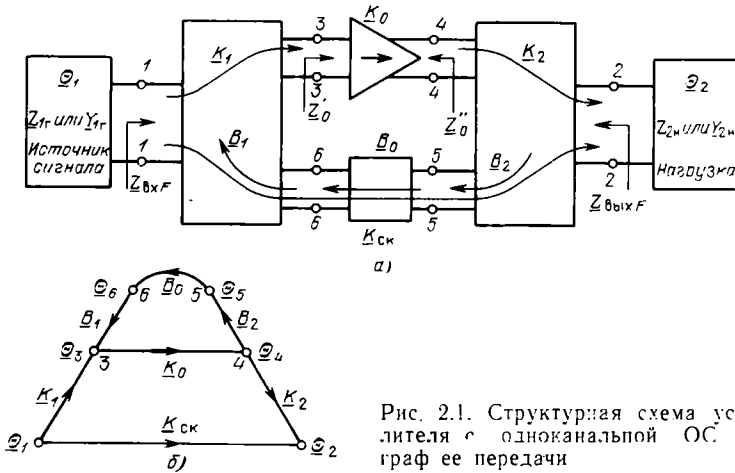


Рис. 2.1. Структурная схема усилителя с одноканальной ОС и граф ее передачи

некоторыми величинами $\underline{\Theta}$. Треугольник на рис. 2.1,а представляет собой активную цепь (собственно усилитель) с коэффициентом передачи $\underline{K}_0 = \underline{\Theta}_4 / \underline{\Theta}_3$.

Условие I. Системы с ОС удобно анализировать, идеализируя K_0 -цепь схемы и отнеся реальные значения входного Z'_0 и выходного Z''_0 сопротивлений к пассивной цепи.

Пассивная часть системы с ОС характеризуется следующими коэффициентами. Коэффициенты передачи в прямом направлении от входа системы на вход K_0 -цепи $\underline{K}_1 = \underline{\Theta}_3 / \underline{\Theta}_1$ и с ее выхода к нагрузке $\underline{K}_2 = \underline{\Theta}_2 / \underline{\Theta}_4$, коэффициент прямой передачи только по пассивной цепи $\underline{K}_{ск} = \underline{\Theta}_2 / \underline{\Theta}_1$, коэффициенты обратной передачи $\underline{B}_2 = \underline{\Theta}_5 / \underline{\Theta}_4$, $\underline{B}_0 = \underline{\Theta}_6 / \underline{\Theta}_5$, $\underline{B}_1 = \underline{\Theta}_3 / \underline{\Theta}_6$.

Размерность передач зависит от размерностей $\underline{\Theta}$ и может быть различной.

Условие II. Коэффициенты пассивных передач вычисляются при $K_0 = 0$ и строгом сохранении всех элементов пассивной цепи (в том числе входного и выходного сопротивления K_0 -цепи), а также неизменности их значений.

Глубина ОС. Сигнал на входе K_0 -цепи $\underline{\Theta}_3$ является суммой поступающих туда внешнего сигнала $\underline{\Theta}_1 K_1$ и сигнала ОС, пропорционального выходному сигналу K_0 -цепи $\underline{\Theta}_4 \underline{B}_2 \underline{B}_0 \underline{B}_1 = \underline{\Theta}_4 \underline{B}$, т. е.

$$\underline{\Theta}_3 = \underline{\Theta}_1 \underline{K}_1 / (1 - \underline{K}_0 \underline{B}), \quad (2.1)$$

где $\underline{K}_0 \underline{B}$ — коэффициент петлевого усиления. Коэффициент петлевого усиления удобно вычислять как отношение сигнала, создаваемого на входе K_0 -цепи, только зависимым источником Θ_4 к первоначально приложенному в тех же точках сигналу, создаваемому только источником Θ_1 . Наряду с $\underline{K}_0 \underline{B}$ используется обратное отношение $\underline{T} = -\underline{K}_0 \underline{B}$. Знаменатель выражения (2.1) $\underline{F} = 1 - \underline{K}_0 \underline{B}$ представляет собой глубину ОС. Параметр F показывает, во сколько раз отличается сигнал на входе K_0 -цепи (3—3) при наличии ОС от сигнала в тех же точках в ее отсутствие. Глубина ОС в общем случае является функцией внешних сопротивлений, присоединяемых к условно принятым входным зажимам системы с ОС, так как \underline{B}_1 и \underline{B}_2 , входящие в \underline{B} (2.1), зависят соответственно от $\underline{Z}_{1г}$ и $\underline{Z}_{2н}$. Равенство, носящее общий характер и позволяющее определять глубину ОС в зависимости от внешних элементов Z_n на любой паре зажимов $n-n$, можно представить в виде [4]

$$F(Z_n) = (Z_F + Z_n) / (Z_F / F_K + Z_n / F_X), \quad (2.2)$$

где Z_F — входное сопротивление при ОС; F_K и F_X — глубина ОС при КЗ и ХХ в исследуемых точках $n-n$.

Свойства усилителя с ОС зависят от параметра F , расчет которого сводится к нахождению обратного отношения (коэффициента петлевого усиления). Он определяется при разомкнутой петле.

Условие III. Разрыв петли ОС должен выполняться без нарушения условий в точках разрыва: на выходе разомкнутой петли необходимо обеспечить сопротивление, соответствующее сопротивлению в этих точках при замкнутой петле ОС, внешние сопротивления Z_n должны соответствовать рабочим условиям замкнутой системы, а сигналы независимых внешних источников Θ_1 равны нулю.

Место разрыва можно выбирать произвольно, однако предпочтительнее это производить в K_0 -цепи.

Сопротивление участка цепи усилителя с ОС между произвольной парой зажимов $n-n$ можно определить по формуле Блекмана [4—7]

$$Z_F = Z_0 F_K / F_X, \quad (2.3)$$

где Z_0 — входное сопротивление без ОС в исследуемых точках. При определении Z_0 необходимо строго соблюдать условие II.

Коэффициент усиления в схеме с ОС [4—6]

$$K_F = \frac{\Theta_2}{\Theta_1} = \frac{\underline{K}_1 \underline{K}_0 \underline{K}_2}{1 - \underline{K}_0 \underline{B}_1 \underline{B}_0 \underline{B}_2} + K_{\text{СК}} = \frac{\underline{K}_1 \underline{K}_0 \underline{K}_2}{1 - \underline{K}_0 \underline{B}} + K_{\text{СК}} = \frac{\underline{K}_1 \underline{K}_0 \underline{K}_2}{F} + K_{\text{СК}} \quad (2.4)$$

Как правило, коэффициент передачи $K_{\text{СК}}$ пренебрежимо мал или проявляется на очень высоких частотах, поэтому нередко принимают

$$\underline{K}_F \approx \underline{K}_1 \underline{K}_0 \underline{K}_2 / F. \quad (2.5)$$

Принято считать, что числитель выражения (2.5) представляет собой коэффициент усиления K без ОС. Это утверждение является строгим только при $K_1 = K_2 = 1$. В общем случае значения K_1, K_2 в схеме с ОС не обязательно совпадают с соответствующими значениями в схеме, не имеющей цепей ОС.

В выражениях (2.4) и (2.5) индекс при F отсутствует, так как они справедливы для любых внешних Z_n . При работе усилителя с ОС от источника напряжения ($Z_1 = 0$) $K_F = K/F_x$, от источника тока ($Z_1 = \infty$) $K_F = K/F_x$.

При расчете сквозного коэффициента усиления необходимо учитывать $Z_{1г}$ в B_1 и K_1 , а $Z_{2н}$ в B_2 и K_2 .

Отрицательная или положительная ОС классифицируется по воздействию на коэффициент усиления. Положительная ОС приводит к его увеличению $K_F > K$ и, следовательно, модуль $F < 1$. При отрицательной ОС $F > 1$ и $K_F < K$. В случае $F \gg 1$ ($K_0 B \gg 1$) отрицательная ОС считается глубокой. Тогда

$$K_F \approx K_1 K_2 / B_1 B_0 B_2 = K_1 K_2 / B. \quad (2.6)$$

На практике нередко о знаке ОС судят, не прибегая к вычислениям, а лишь исследуя принципиальную схему усилителя по изменению фазы сигнала в петле ОС на средних частотах. Входной узел петли ОС и полярность подаваемого на него сигнала выбирается произвольно, а затем рассматривается, в какой фазе может вернуться в исходную точку прошедший по петле ОС сигнал, считая возможные инверсии фазы сигнала (изменения фазы на 180°). При отрицательной ОС прошедший петлю сигнал будет в противофазе с исходным¹:

$$F = 1 + K_0 B = 1 + T. \quad (2.7)$$

Это условие выполняется строго только на одной частоте, однако позволяет значительно упростить решение задачи.

Чувствительность $Sv_x = \partial \ln y / \partial \ln x \approx (\Delta y / y) / (\Delta x / x)$ характеризует влияние изменения параметра x на функцию $y(x)$ [4—7] и

¹ В современных усилительных устройствах, как правило, используется этот вид ОС. Поэтому в дальнейшем под ОС будем подразумевать отрицательную обратную связь. Положительная обратная связь будет оговариваться.

показывает, на сколько процентов изменяется y на каждый процент изменения x . Дифференцируя (2.4), получаем

$$S_{K_0}^{K_F} = \frac{dK_F}{K_F} \bigg/ \frac{dK_0}{K_0} = 1/F \quad \text{и} \quad S_B^{K_F} = \frac{dK_F}{K_F} \bigg/ \frac{dB}{B} = 1. \quad (2.8)$$

В усилителе с ОС относительная нестабильность коэффициента усиления K_0 -цепи уменьшается пропорционально глубине ОС. При большом разбросе параметров можно пользоваться выражением (2.8), но, вычисляя F , использовать новое, изменившееся значение K_0 .

Колебания параметров B -цепи существенно влияют на коэффициент усиления, он полностью определяется изменением ее элементов.

Нелинейные искажения в усилителе с ОС также определяются чувствительностью K_F к изменению K_0 . Приращение выходного тока, связанного с помехами, пульсациями, дрейфом, дополнительными составляющими сигнала, эквивалентно изменению K_0 . Коэффициент гармоник при ОС можно определить по выражению

$$k_{rF} = k_r/F, \quad (2.9)$$

где k_r — коэффициент гармоник без ОС. При сравнительно большом k_r ($>10\%$) нелинейные искажения снижаются меньше.

Шумы в усилителе и сигнал испытывают одинаковое воздействие со стороны ОС. Отношение сигнал-шум $(с-ш)_2$ на выходе усилителя и на его входе $(с-ш)_1$ не зависят от глубины ОС [4, 5] $(с-ш)_2 = (с-ш)_1 K_1/K_{1ш}$. Здесь $K_{1ш}$ — коэффициент передачи от источника шума ко входу K_0 -цепи. Включение во входную цепь усилителя дополнительных элементов для обеспечения ОС может только отрицательно сказаться на отношении сигнал-шум, так как они сами являются источниками шума. С помощью ОС удастся, однако, в значительной степени снизить внутренние помехи на выходе усилителя. Сигнал и помеха уменьшаются ОС в равное число раз, поэтому выигрыш может быть достигнут при одновременном увеличении амплитуды сигнала на входе или введением противозумовой коррекции [1 (3.4.2) и (5.4)].

Линейные искажения (частотные, фазовые, переходные) отражают изменения K_F . Учтывая, что $\underline{K}_0 = K_0 \exp(j\varphi_k)$ и $\underline{B} = B \exp(j\varphi_B)$ — комплексные величины, можно представить модуль

$$F = \sqrt{1 + 2T \cos \varphi_T + T^2}, \quad (2.10)$$

где $\varphi_T = \varphi_k + \varphi_B = \varphi_0 + \varphi_D + \varphi_B$, $T = K_0 B$. Здесь φ_0 — начальный фазовый сдвиг (0 или 180°) на средних частотах; φ_D — дополнительный фазовый сдвиг K_0 -цепи.

При $T \geq -2 \cos \varphi_T$ имеет место отрицательная ОС. Если $\varphi_B = 0$, ОС называют частотно-независимой.

В простейшем случае, когда линейные искажения создаются реактивной цепью первого порядка, для учета влияния ОС достаточно пересчитать постоянную времени искажающей цепи.

В области нижних частот и больших времен

$$\tau_{нF} = \tau_n F, \quad (2.11)$$

в области верхних частот и малых времен

$$\tau_{вF} = \tau_b / F, \quad (2.12)$$

где τ_n , τ_b — постоянные времена до введения ОС; F — глубина ОС на средних частотах.

В результате для АЧХ и ПХ можем записать:

$$\hat{G}_{нF} = 20 \lg 1/\sqrt{1 + (f_n \sqrt{2} F / f)^2}; \quad \hat{h}_{нF}(t) = \exp^{(-t/\tau_{нF})}; \quad (2.13)$$

$$\hat{G}_{вF} = 20 \lg 1/\sqrt{1 + (f/f_b \sqrt{2} F)^2}; \quad \hat{h}_{вF}(t) = 1 - \exp^{(-t/\tau_{вF})}; \quad (2.14)$$

$$f_n \sqrt{2} F = f_n \sqrt{2} / F = 1/2 \pi \tau_n F; \quad f_b \sqrt{2} F = f_b \sqrt{2} F = F/2 \pi \tau_b. \quad (2.15)$$

В более сложном варианте, когда искажающая цепь имеет порядок выше первого (несколько реактивных компонентов, влияющих в одном и том же интервале частот), пользуются приближенными методами. Один из них заключается в предположении, что действует ОС глубиной F на каждый участок искажений по отдельности. Тогда используются приведенные выше формулы.

Построение АЧХ и ФЧХ усилителя с обратной связью возможно и графически в векторной форме, получая годограф искомого вектора в полярной системе координат.

Виды соединений ОС определяются структурой шестиполюсников, связывающих K_0 -цепь, B -цепь и внешние нагрузки Z_n . В простейшем варианте три пары проводников могут быть соединены либо параллельно, либо последовательно [1, 4].

В первом случае ОС является параллельной — иначе по напряжению, так как передача сигнала по петле ОС возможна только при $U \neq 0$ в рассматриваемых точках. При КЗ $B_1=0$ ($B_2=0$), поэтому $B=0$, а $F_k=1+K_0B=1$ и $Z=Z_0/F_k$. При параллельной ОС входное сопротивление уменьшается.

Во втором случае ОС называется последовательной (или по току), так как передача сигнала по петле невозможна при $I=0$. Здесь $F_k=1$ и при последовательной ОС $Z_F=Z_0F_k$. Входное сопротивление увеличивается. Название ОС «по напряжению» или «по току» обычно относится к выходу усилителя.

Относительно любых зажимов n — n имеет место: *параллельная ОС*, если передача по петле отсутствует только при КЗ этих зажимов ($T_x \neq 0$, $T_k=0$), и *последовательная ОС*, если передача по петле отсутствует только при ХХ этих зажимов ($T_x=0$, $T_k \neq 0$), а также *комбинированная ОС*, если $T_x \neq 0$ и $T_k \neq 0$.

При глубокой комбинированной ОС

$$Z_F = Z_0 (1 + K_0 B_n) / (1 + K_0 B_x) \approx Z_0 B_n / B_x, \quad (2.16)$$

входное (выходное) сопротивление не зависит от параметров активной цепи, что обеспечивает необходимое его значение и высокую стабильность в широком диапазоне частот.

Эквивалентные схемы усилителей с ОС, раскрывающие его структурную схему (рис. 2.1,а), позволяют в первую очередь определить любую передачу графа (рис. 2.1,б), входные сопротивления в любых точках $n-n$, глубину ОС, а по ним и все необходимые параметры замкнутой системы.

В точках 1—1 действует независимый, а в точках 4—4 зависимый источник тока или напряжения. Представим шестиполосники в виде мостовых схем, а B_0 -цепь четырехполосником согласно рис. 2.2.

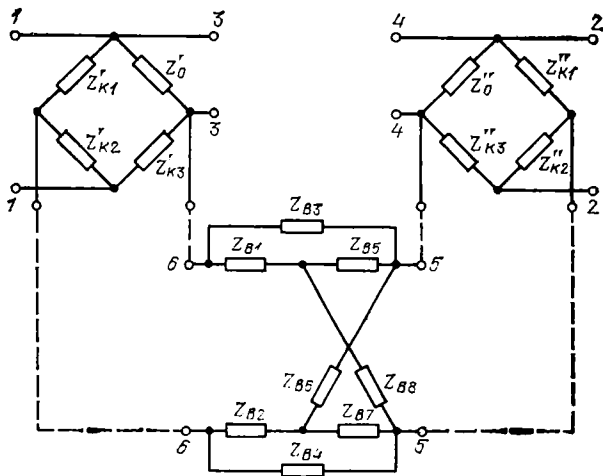


Рис. 2.2. Обобщенная пассивная цепь усилителя с одноканальной ОС

В мостовой схеме внешние нагрузки и цепь ОС, включенные в диагональ, при балансе оказываются взаимно независимыми. В результате Z_n не влияет на глубину ОС $F(Z_n) = F_K = F_X$, $Z_F = Z_0$ — входное сопротивление зависит только от элементов шестиполосника [4, 5].

Изображенные на рис. 2.2 структуры не охватывают всего множества цепей ОС, однако, исключая отдельные элементы, можно получить большинство применяемых на практике схем с одноканальной ОС.

Так, при $Z'_{K1} = Z''_{K1} = Z'_{K3} = Z''_{K3} = Z_{B8} = \infty$, $Z'_{K2} = Z''_{K2} = Z_{B1} = Z_{B2} = Z_{B5} = Z_{B7} = 0$ получаем эквивалентную схему последовательной по току ОС (рис. 2.3,а), а при $Z'_{K2} = Z''_{K2} = Z_{B2} = Z_{B7} = Z_{B8} = \infty$, $Z'_{K1} = Z''_{K1} = Z'_{K3} = Z''_{K3} = Z_{B3} = 0$ — параллельной по напряжению ОС (рис. 2.3,б). Зависимые источники выбраны произвольно, K_0 -цепь выделена, отчетливо видна петля ОС (от 4—4 до 3—3).

Коэффициенты петлевого усиления по току и по напряжению численно равны, их выбор определяется удобством расчетов.

Расчет передачи по петле ОС всегда значительно облегчается, если исследуемое устройство (как, например, на рис. 2.3) изобразить в форме двухпроводной цепи, начиная от зависимого ис-

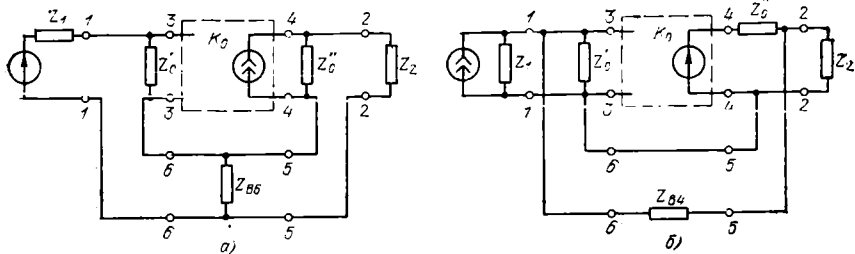


Рис. 2.3. Варианты эквивалентных схем с ОС

точника (4—4) и заканчивая входом активного элемента (3—3). Независимые источники проявляют себя в полученной таким образом эквивалентной схеме только присутствием их внутренних сопротивлений, источником сигнала в петле становится зависимый генератор.

2.2. ПРИМЕРЫ

Расчетам цепей с ОС способствует простота и наглядность эквивалентных схем. Только опыт позволяет найти наиболее изящное графическое изображение. Не жалейте времени на перерисовывание и упрощение эквивалентных схем, это позволит избежать досадных ошибок.

Пример 2.1. Получить выражение для расчета K_1 , K_2 , B , $K_{СК}$ в схеме рис. 2.3,а.

Решение. Изображаем эквивалентные схемы для определения указанных коэффициентов. Коэффициент передачи K_1 определяем по рис. 2.4,а. При этом $K_1 = U_3/U_1 = Z'_0 / [Z'_0 + Z_{\beta\beta} \parallel (Z''_0 + Z_2)]$. Отметим, что коэффициент передачи по току $K_{1I} = I_3/I_1 = 1$. Коэффициент передачи K_2 определяем по рис. 2.4,б. В точках

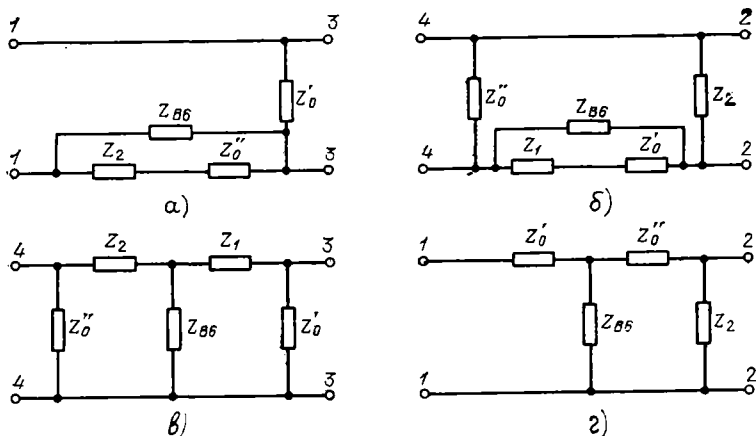


Рис. 2.4. Эквивалентные схемы для расчета передач в системе с ОС рис. 2.3,а

4—4 действует источник тока, поэтому удобно сперва найти $K_{21} = I_2/I_4$, а затем умножить на сопротивление нагрузки Z_2 . Получаем $K_2 = U_2/I_4 = K_{21}Z_2 = Z''_0 Z_2 / [Z''_0 + Z_2 + Z_{B6} \parallel (Z_1 + Z'_0)]$. Для определения B используем рис. 2.4,в. Получаем

$$B_I = I_3/I_4 = \frac{Z''_0}{Z''_0 + Z_2 + Z_{B6} \parallel (Z_1 + Z'_0)} \frac{Z_{B6}}{Z_{B6} + Z_1 + Z'_0},$$

$$B_Z = U_3/I_4 = B_I Z'_0.$$

Из рис. 2.4,г

$$K_{CK} = U_2/U_1 = \frac{Z_{B6} \parallel (Z'_0 + Z_2)}{Z'_0 + Z_{B6} \parallel (Z'_0 + Z_2)} \frac{Z_2}{Z_2 + Z'_0}.$$

Пример 2.2. Получить выражение для расчета глубины ОС в схеме рис. 2.3,а при $Z''_0 = \infty$. (Условие $Z''_0 = \infty$ не принципиально, оно делает выражение проще, а метод нагляднее.)

Решение. Зависимый источник K_0 -цепи рис. 2.3,а может управляться либо током, либо напряжением в точках 3—3. В первом случае $K_0 = h_{21} = I_4/I_3$ безразмерен, во втором $K_0 = S = I_4/U_3$ (А/В). Соответственно этим вариантам нужно определять $B_I = I_3/I_4$ и $B_Z = U_3/I_4$. В результате получаем $F(Z_1) = 1 + h_{21}Z_{B6}/(Z_{B6} + Z'_0 + Z_1)$ и $F(Z_1) = 1 + SZ_{B6}Z'_0/(Z_{B6} + Z_1 + Z'_0)$.

При $Z'_0 = \infty$ $F(Z_1) = 1 + SZ_{B6}$.

Пример 2.3. Получить выражение для расчета входного сопротивления в точках 1—1 $Z_{F(1-1)}$ схемы рис. 2.3,а при $Z''_0 = \infty$.

Решение. Согласно формуле (2.3) задача распадается на три: определение Z_0 , F_K , F_X . Входное сопротивление без ОС в точках 1—1 находим по эквивалентной схеме рис. 2.4,а: $Z_0 = Z_{B6} + Z'_0$. При разрыве цепи в точках 1—1 задача по петле ОС отсутствует $K_0 B_X = 0$, поэтому $F_X = 1$. Наконец, $F_K = 1 + h_{21}Z_{B6}/(Z_{B6} + Z'_0)$. Таким образом, $Z_{F(1-1)} = Z_0 F_K = Z'_0 + Z_{B6}(1 + h_{21})$.

Пример 2.4. Получить выражение для расчета сквозного коэффициента усиления по напряжению $K_{EF} = U_2/E_1$ в схеме рис. 2.3,а при $Z''_0 = \infty$.

Решение. Для определения K_{EF} используем выражение (2.4). Предварительно необходимо уточнить коэффициент передачи K_{1E} , учесть влияние Z_1 . Получаем $K_{1E} = I_3/E_1 = 1/(Z'_0 + Z_{B6} + Z_1)$, $K_{1E} = K_{1E} Z'_0$. Выбираем управление зависимым источником K_0 -цепи.

Вариант 1: $K_0 = h_{21}$.

$$K_{EF} = \frac{h_{21} Z_2}{Z'_0 + Z_{B6} + Z_1} \frac{1}{1 + h_{21} Z_{B6}/(Z_{B6} + Z'_0 + Z_1)} =$$

$$= \frac{h_{21} Z_2}{Z_1 + Z'_0 + (1 + h_{21}) Z_{B6}}.$$

Вариант 2: $K_0 = S$.

$$K_{EF} = \frac{Z'_0 S Z_2}{Z'_0 + Z_{B6} + Z_1} \frac{1}{1 + SZ_{B6} Z'_0/(Z'_0 + Z_{B6} + Z_1)} =$$

$$= \frac{SZ_2}{(1 + SZ_{B6}) + (Z_{B6} + Z_1)/Z'_0}.$$

При $Z'_0 = \infty$ $K_{EF} = SZ_2/(1 + SZ_{B6})$.

В обоих случаях $K_2 = Z_2$, $K_{ек} = 0$, $F(Z_1)$ взяты из примера 2.2.

Пример 2.5. В схеме рис. 2.3,б $Z'_0 = \infty$ активная цепь характеризуется коэффициентом передачи $K_0 = U_4/U_3$. Относительно точек 2—2

$$Z_0 = Z''_0(Z_{B4} + Z_1)/(Z''_0 + Z_{B4} + Z_1), \quad F_K = 1, \quad F_X = 1 + K_0 Z_1/(Z_1 + Z_{B4} + Z''_0).$$

Все элементы схемы чисто резистивные: $Z_1 = R_1 = 10$ кОм, $Z_2 = R_2 = 1$ кОм, $Z''_0 = R''_0 = 0,5$ кОм, $Z_{B4} = R_{B4} = 10$ кОм, $K_0 = 100$. Определить, во сколько раз изменится глубина ОС $F(R_2)$ при уменьшении R_2 в 2 раза.

Решение. $F(R_2)$ будем определять по (2.2). Учитывая резистивный характер элементов, перепишем его так:

$$F(R_2) = (R_F + R_2)/(R_F/F_K + R_2/F_X), \text{ где } R_F = R_0/F_X.$$

Из условия примера получим $F_X = 1 + K_0 R_1/(R_1 + R_{B4} + R''_0) = 1 + 100 \cdot 10^4/(10^4 + 10^4 + 500) = 49,8$, $R_F = R''_0(R_1 + R_{B4})/[R''_0 + R_{B4} + (1 + K_0)R_1] = 500 \cdot (10^4 + 10^4)/(500 + 10^4 + 101 \cdot 10^4) = 9,8$ Ом.

Отметим, что поворот фазы сигнала в петле ОС происходит в K_0 -цепи, о чем свидетельствует знак перед K_0 . Чисто резисторная пассивная цепь не может изменить фазу сигнала. Далее определяем глубину ОС при разных нагрузках

$$F(1 \text{ кОм}) = \frac{9,8 + 10^3}{9,8 + 10^3/49,8} = 33,8, \quad F(0,5 \text{ кОм}) = \frac{9,8 + 500}{9,8 + 500/49,8} = 25,75,$$

$$F(1 \text{ кОм})/F(0,5 \text{ кОм}) = 33,8/25,75 = 1,3.$$

Пример 2.6. Сохранив условия примера 2.5 при $R_2 = 1$ кОм, определить, как изменится коэффициент передачи $K_F = U_2/I_1$ при увеличении K_0 в 2 раза.

Решение. Согласно выражению (2.8) можно записать $\Delta K_F/K_F = \Delta K_0/K_0/F_2$, где $\Delta K_0 = K_{02} - K_{01} = 2K_{01} - K_{01} = K_{01}$. Относительное изменение K_0 равно 1. Глубину ОС найдем из примера 2.5 при $K_{02} = 2K_{01} = 2 \cdot 100$. Получаем $F_X = 1 + 200 \times 10^4/(10^4 + 10^4 + 500) = 98,56$, $F_2 = (9,8 + 10^3)/(9,8 + 10^3/98,56) = 50,6$. Таким образом, $\Delta K_F/K_F = 1/50,6 = 0,019$. Относительная нестабильность K_F не превышает 2%. Эту задачу можно решить, определив непосредственно V и F как в примерах 2.1, 2.2, не используя выражение (2.8).

Пример 2.7. Определить ЭДС источника сигнала в схеме рис. 2.3,а при ОС и $Z''_0 = \infty$, $Z_1 = R_1 = 1$ кОм, $Z'_0 = R'_0 = 1$ кОм, $Z_{B6} = R_{B6} = 200$ Ом, $S = 10$ мА/В, если $U_3 = 10$ мВ.

Решение. Согласно (2.1) $U_3 = E_1 K_{1E}/F(Z_1)$, откуда $E_1 = U_1 F(Z_1)/K_{1E}$. Необходимые выражения $F(Z_1)$ и K_{1E} есть в примерах 2.2 и 2.4. Получаем $K_{1E} = 10^3/(10^3 + 10^3 + 200) = 0,45$, $F(Z_1) = 1 + 10 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 \cdot 200/(10^3 + 10^3 + 200) = 1,9$, $E_1 = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 1,9/0,45 = 42,2$ мВ.

Пример 2.8. В результате введения ОС напряжение на выходе усилителя упало на 10 дБ. Найти коэффициент усиления без ОС, если $B=0,2$, $K_1=K_2=1$.

Решение. Представим $K_F=K_0/F$ в виде $20 \lg K_F=20 \lg K_0-20 \lg F$. По условию $20 \lg F=10$ дБ, откуда получаем $F=10^{10/20}=3,16$. Определяем $K_0==(F-1)/B=(3,16-1)/0,2=10,8$.

Пример 2.9. Известно, что $K_0=40$, $B=0,1$, $\varphi_T=45^\circ$. Определить знак обратной связи.

Решение. Ответ получаем из условия $K_0B \geq 2 \cos \varphi_T$ — ОС отрицательная. $K_0B=40 \cdot 0,1 > 2 \cdot 0,707$. Обратная связь — отрицательная.

Пример 2.10. Во сколько раз снизится уровень нелинейных искажений в усилителе при введении частотно-независимой ОС по данным примера 2.9.

Решение. Нелинейные искажения по (2.9) и (2.10) уменьшаются в число раз, равное $F = \sqrt{1+2K_0B \cos(\varphi_T+180^\circ) + (K_0B)^2} = \sqrt{1-2 \cdot 40 \cdot 0,1 \cdot 0,707 + (40 \times 0,1)^2} \approx 3,368$.

Пример 2.11. Определить коэффициент гармоник в усилителе с ОС при $F=20$, если без ОС он составлял 6%.

Решение. Из (2.9) $k_{rF}=k_r/F=6/20=0,3\%$.

Пример 2.12. В усилитель с граничной частотой $f_{B\sqrt{2}}=10$ кГц введена ОС с глубиной $F=20$. Определить граничную частоту усилителя с ОС.

Решение. Из (2.15) получаем $f_{B\sqrt{2}F}=f_{B\sqrt{2}}F=10 \cdot 10^3 \cdot 20=200$ кГц.

Пример 2.13. По условиям примера 2.12 найти нормированный коэффициент частотных искажений $G(f)=20 \lg K_{BF}(f)/K_F$ на частоте 400 кГц.

Решение. Из (2.14) $K_{BF}(f)/K_F=1/\sqrt{1+(f/f_{B\sqrt{2}F})^2}=1/\sqrt{1+(400 \cdot 10^3/200 \times 10^3)^2}=0,447$, $G(400 \text{ кГц}) \approx -7$ дБ. Другая удобная форма $G(f) = -10 \lg[1+(f/f_{B\sqrt{2}F})^2]$.

Пример 2.14. Импульс длительностью $t_n=0,1$ мс, проходя через усилитель с $\tau_n=0,5$ мс, искажается. Определить необходимую глубину ОС, чтобы неравномерность вершины импульса не превышала 5%.

Решение. Неравномерность вершины импульса будет небольшой при $t_n \ll \tau_{нФ}$. При этом условии $i_{нФ}(t) = \exp(-t_n/\tau_{нФ}) \approx 1 - t_n/\tau_{нФ} = 1 - \Delta$. Спад 5% ($\Delta=0,05$) будет при $t_n/\tau_{нФ}=0,05$, откуда $\tau_{нФ}=0,1/0,05=2$ мс и согласно (2.11) $F=\tau_{нФ}/\tau_n=2/0,5=4$.

Пример 2.15. Определить время установления импульса в условиях примера 2.14, если $\tau_B=4$ мкс.

Решение. Из (2.14) время установления $t_{yF}=t_{2,9}-t_{0,1}=\tau_n[\ln(1-i_{BF}(t))]$, откуда $t_{yF}=\tau_{BF}[\ln(1-0,9)-\ln(1-0,1)] \approx 2,2\tau_{BF}$ и согласно (2.12) $t_{yF} = 2,2\tau_{BF}/F=2,2 \cdot 4 \cdot 10^{-6}/4=2,2$ мкс.

Пример 2.16. Коэффициент усиления усилителя $K_0=4$ и вносимый им фазовый сдвиг $\varphi_K=-105^\circ$, коэффициент передачи цепи ОС $B=0,2$, $\varphi_B=-130^\circ$. Определить с помощью векторной диаграммы вид обратной связи, считая $K_1=K_2=1$.

Решение. Угол φ_K отсчитывается от вектора \vec{U}_3 , используемого в качестве опорного, угол φ_B отсчитывается относительно вектора \vec{U}_2 . Выбирается масштаб U_3 . Порядок построения на рис. 2.5,а указан цифрами. В связи с тем, что $U_3 < U_1$ в усилителе на данной частоте имеет место отрицательная обратная связь.

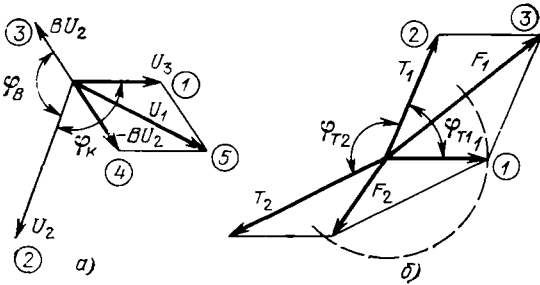


Рис. 2.5. Векторные диаграммы для определения вида ОС (примеры 2.16, 2.17)

Пример 2.17. В усилителе с ОС на некоторой частоте возвратное отношение $T_1=T_1 \exp(j\varphi_T)=1,4 \exp(j250^\circ)$, а на другой $T_2=1,6 \exp(j30^\circ)$. Определить вид ОС.

Решение. Для определения вида ОС необходимо построить векторы возвратной разности. Порядок построения для $F_1=1-T_1$ показан цифрами на рис. 2.5,б. Проведя окружность с единичным радиусом, определим, что $F_1 > 1$ и, следовательно, на этой частоте имеет место отрицательная обратная связь. Выполнив аналогичные построения, узнаем, что $F_2 < 1$. Обратная связь при этом положительная.

2.3. ЗАДАЧИ

Задача 2.1. В усилителе, K_0 -цепь которого представляет собой зависимый источник напряжения, а пассивная цепь выполнена по рис. 2.2 при условии $Z''_{K2}=Z'_{K1}=Z'_{K3}=Z_{B8}=Z_{B4}=\infty$, $Z''_{K1}=Z''_{K3}=Z'_{K2}=Z_{B2}=Z_{B3}=0$, определить коэффициенты передачи $K_1=U_3/U_1$, $K_2=U_2/U_4$, $B=U_3/U_4$, $K_{ск}=U_2/U_1$ и их значения при $Z_1=R_1=10$ кОм, $Z'_0=R'_0=1$ кОм, $Z''_0=R''_0=100$ Ом, $Z_2=R_2=2$ кОм, $Z_{B6}=R_{B6}=220$ Ом, $Z_{B7}=R_{B7}=20$ кОм.

Ответ. $K_1=0,82$, $K_2=0,948$, $B=0,00086$, $K_{ск}=0,0148$.

Задача 2.2. Сохранив условия задачи 2.1, найти глубину ОС при $K_0=U_4/U_3=4000$.

Ответ. $F=4,44$.

Задача 2.3. Условия задачи 2.2. Найти глубину ОС при коротком замыкании точек 1—1.

Ответ. $F_K=38,9$.

Задача 2.4. Условия задачи 2.2. Найти глубину ОС при холостом ходе в точках 1—1.

Ответ $F_X = 1$.

Задача 2.5. Условия задачи 2.2. Найти коэффициент усиления по напряжению $K_F = U_2/U_1$.

Ответ $K_F = 79,93$.

Задача 2.6. Условия задачи 2.2. Найти входное сопротивление (в точках 1—1).

Ответ. $R_{вх F(1-1)} = 47,365$ кОм.

Задача 2.7. Условия задачи 2.2. Найти глубину ОС при $R_2 = \infty$.

Ответ $F_{X(2-2)} = 43,528$.

Задача 2.8. Условия задачи 2.2. Найти выходное сопротивление (в точках 2—2 без учета R_2).

Ответ. $R_{вых F(2-2)} = 2,28$ Ом.

Задача 2.9. В усилителе, K_0 -цепь которого представляет собой зависимый источник тока, а пассивная цепь выполнена по рис. 2.2 при условии $Z''_{K1} = Z''_{K3} = Z'_{K2} = Z''_0 = Z_{B4} = Z_{B6} = \infty$, $Z''_{K2} = Z'_{K1} = Z'_{K3} = Z_{B2} = Z_{B3} = Z_{B5} = 0$, определить коэффициенты передачи $K_1 = U_3/U_1$, $K_2 = U_2/I_4$, $B = I_3/I_4$, $K_{1Y} = I_3/U_1$ и их значения при $Z_{1r} = R_{1r} = 600$ Ом, $Z'_0 = R'_0 = 2$ кОм, $Z_{2H} = R_{2H} = 12$ кОм, $Z_{B7} = R_{B7} = 1$ кОм, $Z_{B8} = R_{B8} = 4$ кОм.

Ответ. $K_1 = U_3/U_1 = 0,704$, $K_2 = 12$ кОм, $B = 0,169$, $K_{1Y} = I_3/U_1 = 0,352$ кОм⁻¹.

Задача 2.10. Условия задачи 2.9. Найти глубину ОС при $h_{21} = I_4/I_3 = 200$.

Ответ. $F = 34,8$.

Задача 2.11. Условия задачи 2.10. Найти коэффициент усиления по напряжению (в этом случае считается, что в точках 1—1 действует источник ЭДС с $Z_1 = 0$).

Ответ. $K_F = 1200$.

Задача 2.12. Условия задачи 2.10. Найти коэффициент усиления по току.

Ответ $K_{IF} = 4,83$.

Задача 2.13. Усилитель с ОС по напряжению при отключенной нагрузке имеет выходное сопротивление 56 Ом и глубину ОС 40 дБ. Найти глубину ОС в усилителе при нагрузке 2,5 кОм.

Ответ. $20 \lg F(2,5 \text{ кОм}) \approx 30$ дБ.

Задача 2.14. Усилитель с последовательной по выходу ОС имеет входное сопротивление 120 кОм, без ОС — 1 кОм. Найти глубину ОС в усилителе, если внутреннее сопротивление источника сигнала равно 21 кОм.

Ответ. $F(21 \text{ кОм}) = 6,4$.

Задача 2.15. Изменение параметра $K_0 = 100$ составляет $\pm 10\%$. Найти глубину ОС, при которой изменение коэффициента усиления не превышало бы 1% ($K_1 = K_2 = 1$).

Ответ. $F = 10$.

Задача 2.16. По условиям задачи 2.15 найти коэффициент передачи цепи ОС.

Ответ. $B = 0,09$.

Задача 2.17. Коэффициент усиления усилителя на средних частотах $K=200$, нижняя граничная частота $f_{н\sqrt{2}}=220$ Гц, верхняя — $f_{н\sqrt{2}}=30$ кГц. К усилителю подключена цепь ОС с $B=0,05$ ($K_1=K_2=1$). Найти верхнюю граничную частоту в усилителе с ОС, если усилитель характеризуется реактивностями первого порядка.

Ответ. $f_{н\sqrt{2}F}=330$ кГц.

Задача 2.18. Условия задачи 2.17. Найти нижнюю граничную частоту и коэффициент усиления на средних частотах в усилителе с ОС.

Ответ. $f_{н\sqrt{2}F}=20$ Гц, $K_F=18,18$.

Задача 2.19. Нелинейные искажения на выходе усилителя с крутизной $S=80$ мА/В составляют 11%. Считая $R'_0=R''_0=\infty$, найти сопротивление в цепи ОС (рис. 2.3,а), при котором нелинейные искажения составят 1%.

Ответ. $R_{B6}=125$ Ом.

Задача 2.20. Усилитель, включающий три каскада усиления с $K_{01}=40$, $K_{02}=15$, $K_{03}=10$, охвачен цепью ОС с $B=0,012$. Найти величину напряжения на входе усилителя с ОС, при которой выходной сигнал остается прежним $U_2=3$ В ($K_1=K_2=1$).

Ответ. $U_1=36,5$ мВ.

Задача 2.21. Усилитель с реактивностями первого порядка имеет постоянные времени $\tau_n=1$ мс, $\tau_b=50$ нс. При какой длительности импульса неравномерность вершины импульса составит $\Delta=0,1$, если в усилитель ввести ОС с $F=20$.

Ответ. $t_H \approx 2$ мс.

Задача 2.22. По условиям задачи 2.21 найти время установления импульса и верхнюю граничную частоту усилителя с ОС.

Ответ. $t_{yF}=5,5$ нс, $f_{н\sqrt{2}F}=63,69$ МГц.

2.4. УПРАЖНЕНИЯ

Упражнение 2.1. Изобразите структурную схему усилителя с ОС.

Упражнение 2.2. Изобразите структурные схемы усилителя с последовательной по напряжению и последовательной по току ОС.

Упражнение 2.3. Изобразите структурные схемы усилителя с параллельной по току и по напряжению ОС.

Упражнение 2.4. Определите вид ОС на входе усилителя рис. 2.3,а.

Упражнение 2.5. Определите вид ОС на выходе усилителя рис. 2.3,б.

Упражнение 2.6. От чего зависит коэффициент усиления усилителя с ОС K_F ?

Упражнение 2.7. Выразите связь K и K_F в децибелах.

Упражнение 2.8. При каких условиях на входе усилителя рис. 2.3,б ОС не изменяет коэффициент усиления ($K_F=K$)?

Упражнение 2.9. Чем отличается положительная ОС от отрицательной?

Упражнение 2.10. Как изменяется K_F при изменении активной (пассивной) передачи на 1%?

Упражнение 2.11. При какой ОС, по току или по напряжению, сильнее изменяется напряжение на выходе усилителя при изменении нагрузки $Z_{2н}$?

Упражнение 2.12. Какое влияние оказывает ОС на нелинейные искажения сигнала на выходе усилителя?

Упражнение 2.13. Как изменится полоса пропускания усилителя при увеличении глубины ОС?

Упражнение 2.14. Какой вид ОС создает проходная емкость и как влияет на ширину полосы пропускания?

Упражнение 2.15. Как влияет параллельная и последовательная ОС на входное и выходное сопротивления?

Упражнение 2.16. Как изменится входное сопротивление усилителя при увеличении сопротивления источника сигнала?

Упражнение 2.17. Как изменится выходное сопротивление усилителя рис. 2.3,б при увеличении глубины ОС?

Упражнение 2.18. В каком из усилителей с ОС входное сопротивление больше, если усилители отличаются только способом подключения цепи ОС к нагрузке?

Упражнение 2.19. В чем достоинство использования мостовой схемы связи усилителя с нагрузкой?

Глава 3.

ОБЕСПЕЧЕНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

3.1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Режимы работы усилительных каскадов зависят от способа включения и параметров усилительных элементов, а также от построения питающих цепей и расположения точки покоя на нагрузочной линии.

Для стабилизации режима работы применяют различные способы, основанные на использовании местной и общей ОС, а также компенсационных элементов, например диодов.

Каскад с общим эмиттером (рис. 3.1)

Входное сопротивление каскада [1]

$$R_{вх} = R_6 \parallel h_{11э} = R_6 h_{11э} / (R_6 + h_{11э}), \quad (3.1)$$

где сопротивление в цепи базы

$$R_6 = R_{61} \parallel R_{62} = R_{61} R_{62} / (R_{61} + R_{62}), \quad (3.2)$$

входное сопротивление транзистора

$$h_{11э} = r_{б'} + r_{б'э} = h_{21э} / \gamma I_K + r_{б'} \quad (3.3)$$

Значения $h_{21э}$ и $r_{б'э}$ определяют из справочников, а $\gamma = 25 \text{ В}^{-1}$ для кремниевых транзисторов.

Ток коллектора I_K определяет выбранный режим работы транзистора по постоянному току.

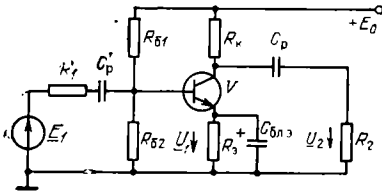


Рис. 3.1. Схема резисторного каскада с ОЭ и эмиттерной стабилизацией

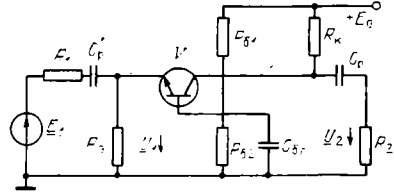


Рис. 3.2. Схема резисторного каскада с ОБ

Глубина местной ОС по току y каскада с ОЭ (см. рис. 3.1), используемой для эмиттерной стабилизации точки покоя [1],

$$F = 1 + h_{21э} R_э / (R_э + R_б + h_{11э}) \quad (3.4)$$

Сопротивление нагрузки рассматриваемого каскада для переменного тока

$$R_H = R_H \parallel R_K = R_K R_2 / (R_K + R_2) \quad (3.5)$$

Коэффициент усиления для области средних частот

$$K = U_2 / U_1 = h_{21э} R_H / h_{11э} = y_{21э} R_H \quad (3.6)$$

а коэффициент усиления по ЭДС

$$K_E = U_2 / E_1 = R_{вх} h_{21э} R_H / [(R_1 + R_{вх}) h_{11э}] \quad (3.7)$$

Каскад с общей базой (рис. 3.2)

Входное сопротивление каскада

$$R_{вх} \approx R_э \parallel (1 / y_{21э}) = R_э / (1 + y_{21э} R_э) = R_э h_{11э} / (h_{11э} + h_{21э} R_э) \quad (3.8)$$

Выходное сопротивление

$$R_{вых} = \frac{1 + h_{21э} R_Г / (h_{11э} + R_б)}{h_{22э}} \quad (3.9)$$

где

$$R_Г = R_1 \parallel R_э = R_1 R_э / (R_1 + R_э) \quad (3.10)$$

Коэффициент усиления для области средних частот определяется по формуле (3.6), а коэффициент усиления по ЭДС

$$K_E = K R_{вх} / (R_1 + R_{вх}) \quad (3.11)$$

Каскад с общим коллектором (рис. 3.3)

Сопротивление нагрузки каскада

$$R_H = R_3 \parallel R_2 = R_3 R_2 / (R_3 + R_2). \quad (3.12)$$

Входное сопротивление

$$R_{вх} = (h_{11э} + h_{21э} R_H) \parallel R_6 = (h_{11э} + h_{21э} R_H) R_6 / (h_{11э} + h_{21э} R_H + R_6), \quad (3.13)$$

где R_6 определяется по формуле (3.2).

Выходное сопротивление

$$R_{вых} = (h_{11э} + R_r) / h_{21э}, \quad (3.14)$$

где

$$R_r = R_1 \parallel R_6 = R_1 R_6 / (R_1 + R_6). \quad (3.15)$$

Коэффициент усиления

$$K = U_2 / U_1 = h_{21э} R_H / (h_{11э} + h_{21э} R_H), \quad (3.16)$$

при этом коэффициент усиления по ЭДС находится по (3.11).

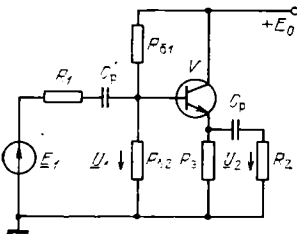


Рис. 3.3. Схема резисторного каскада с ОК

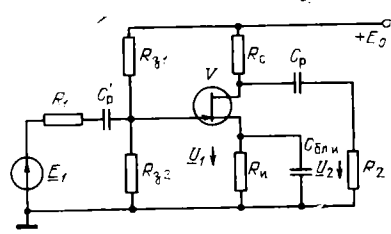


Рис. 3.4. Схема резисторного каскада с ОИ

Каскад с общим истоком (рис. 3.4)

Входное сопротивление каскада

$$R_{вх} = R_3 = R_{31} \parallel R_{32} = R_{31} R_{32} / (R_{31} + R_{32}). \quad (3.17)$$

Коэффициент усиления

$$K = U_2 / U_1 = S R_H, \quad (3.18)$$

где S — крутизна характеристики прямой передачи $i_c = f(u_{зи})$, определяемая из справочников, а

$$R_H = R_c \parallel R_2 = R_c R_2 / (R_c + R_2). \quad (3.19)$$

Каскад с общим затвором (рис. 3.5)

Внутреннее сопротивление источника сигнала

$$R_r = R_1 \parallel R_H = R_1 R_H / (R_1 + R_H). \quad (3.20)$$

Входное сопротивление каскада

$$R_{вх} = (1/S) \parallel R_{и} = R_{и}/(1 + SR_{и}). \quad (3.21)$$

Выходное сопротивление

$$R_{вых} = (1 + SR_{г}) r_{сн}, \quad (3.22)$$

где $r_{сн}$ — выходное сопротивление полевого транзистора, определяемое из справочников.

Коэффициент усиления

$$K = U_2/U_1 = SR_{н}, \quad (3.23)$$

где $R_{н}$ рассчитывается по формуле (3.19).

Коэффициент усиления по ЭДС

$$K_E = U_2/E_1 = KR_{вх}/(R_1 + R_{вх}). \quad (3.24)$$

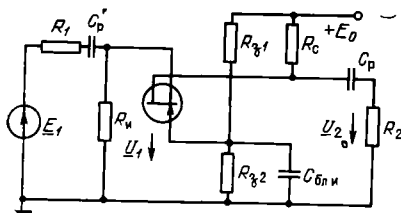


Рис. 3.5. Схема резисторного каскада с ОЭ

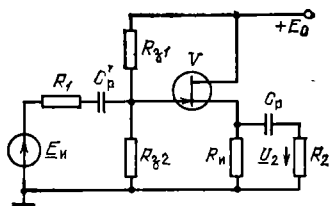


Рис. 3.6. Схема резисторного каскада с ОС

Каскад с общим стоком (рис. 3.6)

Входное сопротивление рассматриваемого каскада рассчитывается по формуле (3.17), а сопротивление источника сигнала $R_{г}$ — по формуле (3.20).

Сопротивление нагрузки каскада для переменного тока

$$R_{н} = R_{и} \parallel R_2 = R_{и} R_2 / (R_{и} + R_2). \quad (3.25)$$

Выходное сопротивление

$$R_{вых} = 1/S. \quad (3.26)$$

Коэффициент усиления

$$K = U_2/U_1 = SR_{н}/(1 + SR_{н}). \quad (3.27)$$

Построение нагрузочных линий

Уравнение нагрузочной прямой линии для постоянного тока каскада с ОЭ (рис. 3.1).

$$u_{кЭ} = E_0 - R_{к} i_{к}. \quad (3.28)$$

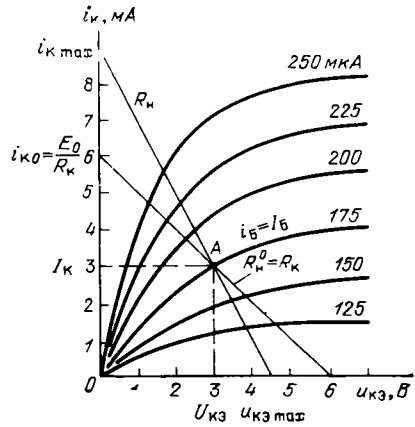
Эта прямая линия отсекает отрезки на координатных осях выходной характеристики $i_{к} = f(U_{кЭ})$ (см. рис. 3.7) $i_{к \max} = E_0/R_{н}^0 =$

Рис. 3.7. Построение нагрузочных линий для постоянного и переменного токов

$= E_0/R_K$ и E_0 , где $R_K=R_N^0$ — сопротивление нагрузки для постоянного тока.

Прямая, представляющая собой нагрузочную линию для переменного тока, проходя через точку покоя А с координатами $U_{KЭ}$ и I_K и угловым коэффициентом $1/R_N$, т. е.

$$i_K - I_K = - \frac{1}{R_N} (u_{KЭ} - U_{KЭ}), \quad (3.29)$$



отсекает на координатных осях отрезки

$$i_{K \max} = U_{KЭ}/R_N + I_K, \quad U_{KЭ \max} = U_{KЭ} + R_N I_K. \quad (3.30), (3.31)$$

Входящее в (3.31) сопротивление нагрузки для переменного тока R_N определяется по формуле (3.5).

Нелинейные искажения

Нелинейные искажения оцениваются с помощью коэффициента гармоник.

Для каскада с ОЭ (см. рис. 3.1) в отсутствие ОС [4, 7]

$$k_r = \sqrt{k_{r2}^2 + k_{r3}^2}, \quad (3.32)$$

$$k_{r2} = [h_{21э} U_{2m}/4 I_K R_N (h_{11э} + R_r)] \times \sqrt{[r_э + 0,02 I_K (r_э + r_э' + R_r)]^2 + f_э^2 (r_э' + R_r)^2 / f_{гр}^2}; \quad (3.33)$$

$$k_{r3} = [h_{21э} U_{2m}/24 I_K^2 R_N^2 (h_{11э} + R_r)] \times \sqrt{[r_э' + 0,06 I_K (r_э + r_э' + R_r)]^2 + f_э^2 (r_э' + R_r)^2 / f_{гр}^2}. \quad (3.34)$$

где U_{2m} — амплитуда напряжения первой гармоники сигнала на выходе каскада, отвечающего $P_2=1$ мВт; R_r и R_N — сопротивления источника сигнала и нагрузки, рассчитываемые по формулам (3.10) и (3.5). Параметр $r_э \approx h_{21э}/h_{21э}$

$$f_{гр}' = f_{гр}/(1 + 2 \pi f_{гр} r_э' C_H), \quad (3.35)$$

где $f_{гр} = h_{21э} f_{h21}$ — граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с ОЭ.

Значение $f_{гр}$ может быть найдено через справочные материалы (формула (4.7) в [1]). Коэффициент гармоник для каскада с ОЭ (см. рис. 3.1) при наличии местной ОС в схеме с ОЭ ($R_э \neq 0$; $F > 1$)

$$k_{rF} = k_i/F, \quad (3.36)$$

где F — глубина местной ОС, определяемая по формуле (3.4).

Расчет коэффициента гармоник двухтактных каскадов рассматривается в гл. 6.

Нестабильность положения точки покоя одиночного каскада с ОЭ

Для каскада с ОЭ при цепи питания с фиксированным смещением тока, базы, т. е. при $I_B = \text{const}$ (рис. 3.8) и $R_6 \gg h_{11\beta}$, [1]

$$\Delta I_K = h_{21\beta} R_6 \Delta I_0 / (R_6 + h_{11\beta}), \quad (3.37)$$

где

$$\Delta I_0 = \Delta h_{21\beta} (0,6 + \Delta t_c / 500) I_K / h_{21\beta}^2, \quad (3.38)$$

$$\Delta h_{21\beta} = h_{21 \max} - h_{21 \min}, \quad (3.39)$$

$\Delta t_c = t_{c \max} - t_{c \min}$ — изменение температуры окружающей среды.

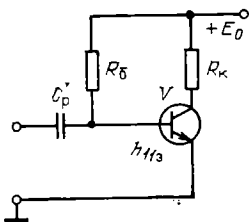


Рис. 3.8. Цепь смещения с фиксированным током базы

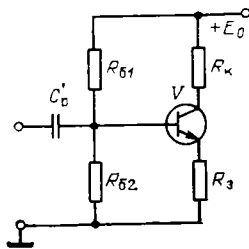


Рис. 3.9. Цепь смещения с фиксированным напряжением на базе

Нестабильность положения точки покоя у каскада с эмиттерной стабилизацией (см. рис. 3.1 и 3.9) [1]

$$\Delta I_{KF} = h_{21\beta} [\Delta U_0 + (R_6 + R_3) \Delta I_0] / [R_6 + h_{11\beta} + (1 + h_{21\beta}) R_3], \quad (3.40)$$

где

$$\Delta U_0 = 2,2 \cdot 10^{-3} \Delta t_c + 0,03 \text{ В}, \quad (3.41)$$

а ΔI_0 рассчитывается по формуле (3.38).

В отсутствие эмиттерной стабилизации ($R_3 = 0$) в схеме рис. 3.9 из формул (3.4) и (3.40) следует, что $F = 1$ и

$$\Delta I_K = h_{21\beta} [\Delta U_0 + R_6 \Delta I_0] / (R_6 + h_{11\beta}). \quad (3.42)$$

При $R_3 \neq 0$ для схем рис. 3.9 и 3.1 у каскада создается местная гальваническая ОС по медленным колебаниям изменения температуры окружающей среды Δt_c , последовательная по току, глубина которой F находится по формуле (3.4). В этом случае нестабильность коллекторного тока

$$\Delta I_{KF} = \Delta I_K / F, \quad (3.43)$$

где ΔI_K рассчитывается по (3.42).

Расчет неустойчивости тока покоя трехкаскадного усилителя с ОЭ

Суммарную неустойчивость коллекторных токов трехкаскадного усилителя (рис. 3.10), охваченного общей петлей ОС, можно рассчитать по [7]:

$$\Delta I_{K1\Sigma} = \frac{1}{F_0} [\Delta I_{K1} + R_{K2} R_{\Sigma 3}'' \Delta I_{K2} / (R_{\Sigma 1} R_{\Sigma 3} + R_{\Sigma 3}' R_{\Sigma 3}'') - R_{\Sigma 3}'' \Delta I_{K3} / (R_{\Sigma 1} + R_{\Sigma 3}'')], \quad (3.44)$$

$$\Delta I_{K2\Sigma} = \frac{1}{F_0} \{ \Delta I_{K2} - (R_{K1} / R_{\Sigma 2}) [\Delta I_{K1} + R_{\Sigma 3}'' \Delta I_{K3} / (R_{\Sigma 1} + R_{\Sigma 3}'')] \}, \quad (3.45)$$

$$\Delta I_{K3\Sigma} = (1/F_0) [\Delta I_{K3} + (R_{K2} / R_{\Sigma 3}) (R_{K1} \Delta I_{K1} / R_{\Sigma 2} - \Delta I_{K2})]. \quad (3.46)$$

В формулах (3.44) — (3.46) глубина общей ОС рассчитывается по выражению

$$F_0 = 1 + R_{K1} R_{K2} R_{\Sigma 3}'' / [R_{\Sigma 2} (R_{\Sigma 1} R_{\Sigma 3} + R_{\Sigma 3}' R_{\Sigma 3}'')], \quad (3.47)$$

а ΔI_{K1} , ΔI_{K2} и ΔI_{K3} — соответственно неустойчивость коллекторных токов одиночных — первого, второго и третьего — каскадов, не охваченных общей ОС, рассчитываемых по формуле (3.40) ($F_0 = 1$).

Суммарная неустойчивость коллекторных токов усилителя вида рис. 3.9, не охваченного общей ОС (цепь общей ОС в схеме рис. 3.9 разомкнута), может быть рассчитана по формулам (3.44) — (3.46), положив в них глубину общей ОС $F_0 = 1$.

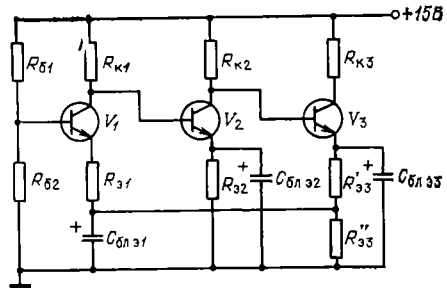


Рис. 3.10. Трехкаскадный усилитель с непосредственной связью, охваченный общей ОС

3.2. ПРИМЕРЫ

Пример 3.1. Рассчитать входное сопротивление каскада с ОЭ (см. рис. 3.1) при следующих данных: транзистор КТ503А, $h_{11э} = 1,4$ кОм; $R_б = 7,4$ кОм.

Решение. Используя формулу (3.1), находим: $R_{вх} = R_б h_{11э} / (R_б + h_{11э}) = 7,4 \cdot 1,4 / (7,4 + 1,4) = 1,1$ кОм.

Пример 3.2. Рассчитать для каскада с ОЭ (рис. 3.1) глубину местной ОС при следующих данных: транзистор КТ503А; $R_э = 1$ кОм, $R_б = 7,4$ кОм, $h_{21э} = 70$, $h_{11э} = 1,4$ кОм.

Решение. Используя формулу (3.4), имеем $F = 1 + h_{21э} R_э / (R_э + R_б + h_{11э}) = 1 + 70 \cdot 1 / (1 + 7,4 + 1,4) = 8,2$ (18,3 дБ).

Пример 3.3. Рассчитать для каскада с ОЭ (см. рис. 3.1) $R_{\text{в}}$, K , $K_{\text{Э}}$ при исходных данных примеров 3.1 и 3.2 и $R_{\text{к}}=2$ кОм, $R_2=75$ Ом, $R_1=75$ Ом.

Решение. Используя формулы (3.5) — (3.7), узнаем $R_{\text{в}}=R_{\text{к}}R_2/(R_{\text{к}}+R_2)=2 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 75 / (2 \cdot 2 \cdot 10^3 + 75) = 72$ Ом, $K=U_2/U_1=h_{21\text{в}}R_{\text{в}}/h_{11\text{в}}=70 \cdot 72 / 1,4 \cdot 10^3 = 3,6$ (11 дБ), $K_{\text{Э}}=U_2/E_1=R_{\text{вх}}h_{21\text{в}}R_{\text{в}}/(R_1+R_{\text{вх}})h_{11\text{в}}=1,1 \cdot 70 \cdot 72 \cdot 10^{-3} / (75 \cdot 10^{-3} + 1,1) = 3,2$ (10 дБ).

Пример 3.4. Рассчитать входное и выходное сопротивления каскада с ОБ (рис. 3.2) с параметрами транзистора КТ503А, приведенными в примерах 3.1 и 3.2, и $h_{21\text{в}}=5 \cdot 10^{-2}$ См, $R_6=7,4$ кОм; $R_{\text{к}}=2,2$ кОм; $R_1=R_2=75$ Ом.

Решение. Используя формулы (3.5), (3.8) — (3.10), получаем: $R_{\text{в}}=72$ Ом; $R_{\text{г}}=R_1R_2/(R_1+R_2)=75 \cdot 1 \cdot 10^3 / (75 + 1 \cdot 10^3) = 68$ Ом; $R_{\text{вх}}=R_3h_{11\text{в}}/(h_{11\text{в}}+h_{21\text{в}}R_3)=1 \cdot 10^3 \cdot 1,4 \cdot 10^3 / (1,4 \cdot 10^3 + 70 \cdot 1 \cdot 10^3) = 19,5$ Ом; $R_{\text{вых}}=[1+h_{21\text{в}}R_{\text{г}}/(h_{11\text{в}}+R_6)]/h_{22\text{в}}=[1+70 \cdot 68 / (1,4+7,4) \cdot 10^3] / 5 \cdot 10^{-5} = 3000$ Ом = 3 кОм.

Пример 3.5. Рассчитать для условий примера 3.4 коэффициенты усиления K и $K_{\text{Э}}$.

Решение. Используя формулы (3.6) и (3.12), находим: $K=U_2/U_1=h_{21\text{в}}R_{\text{в}}/h_{11\text{в}}=70 \cdot 72 / 1,4 \cdot 10^3 = 3,6$ (11 дБ); $K_{\text{Э}}=R_{\text{вх}}K/(R_{\text{вх}}+R_{\text{г}})=19,5 \cdot 3,6 / (19,5 + 68) = 0,74$ (−2,6 дБ).

Пример 3.6. Рассчитать входное и выходное сопротивления каскада с ОК (рис. 3.3) на транзисторе КТ503А, параметры которого приведены в примерах 3.1 и 3.2. Кроме того, известно, что $R_3=1$ кОм, $R_6=7,4$ кОм, $R_1=R_2=75$ Ом.

Решение. Используя формулы (3.12) — (3.14), находим $R_{\text{в}}=R_3R_2/(R_3+R_2)=1 \cdot 0,075 / (1 + 0,075) = 0,07$ кОм, $R_{\text{г}}=R_1R_6/(R_1+R_6)=0,075 \cdot 7,4 / (0,075 + 7,4) = 0,074$ кОм.

$R_{\text{вх}}=(h_{11\text{в}}+h_{21\text{в}}R_{\text{в}})R_6/(h_{11\text{в}}+h_{21\text{в}}R_{\text{в}}+R_6)=(1,4+70 \cdot 0,07) \cdot 7,4 / (1,4+70 \cdot 0,07 + 7,4) = 3,9$ кОм; $R_{\text{вых}}=(h_{11\text{в}}+R_{\text{г}})/h_{21\text{в}}=(1,4+0,074) / 70 = 24$ Ом.

Пример 3.7. Рассчитать для условий примера 3.6 коэффициенты усиления K и $K_{\text{Э}}$.

Решение. Используя формулы (3.11) и (3.16), определяем: $K=U_2/U_1=h_{21\text{в}}R_{\text{в}}/(h_{11\text{в}}+h_{21\text{в}}R_{\text{в}})=70 \cdot 0,07 / (1,4+70 \cdot 0,07) = 0,8$ (−1,9 дБ); $K_{\text{Э}}=U_2/E_1=KR_{\text{вх}}/(R_{\text{вх}}+R_1)=0,8 \cdot 3,9 / (3,9+0,075) = 0,77$ (−2,1 дБ).

Пример 3.8. Рассчитать для каскадов с ОИ (рис. 3.4) на транзисторе КП303В с крутизной $S=4$ мСм коэффициент усиления K и общее сопротивление в цепи затвора R_3 , если $R_2=1$ кОм, $R_{\text{с}}=2$ кОм, $R_{31}=1$ кОм, $R_{32}=2$ кОм.

Решение. Используя формулы (3.17) — (3.19), узнаем, что $R_3=R_{31}R_{32}/(R_{31}+R_{32})=2 \cdot 1 / (2+1) = 0,67$ кОм; $R_{\text{в}}=R_2R_{\text{с}}/(R_2+R_{\text{с}})=2 \cdot 1 / (2+1) = 0,67$ кОм; $K=U_2/U_1=SR_{\text{в}}=4 \cdot 0,67 = 2,68$ (8,6 дБ).

Пример 3.9. Рассчитать для каскада с ОЗ (рис. 3.5) входное и выходное сопротивления и коэффициенты усиления K и $K_{\text{Э}}$ по

данным примера 3.8 и при условии, что $r_{ис} = 180 \text{ кОм}$, $R_2 = 2 \text{ кОм}$, $R_H = 0,67 \text{ кОм}$.

Решение. Используя формулы (3.20) — (3.24), получаем $R_T = R_1 R_H / (R_1 + R_H) = 2 \cdot 0,67 / (2 + 0,67) = 0,51 \text{ кОм}$, $R_{вх} = (1/S) \parallel R_T = 250 \parallel 667 = 182 \text{ Ом}$; $R_{вых} = (1 + SR_T) r_{ис} = (1 + 4 \cdot 0,51) 180 \approx 540 \text{ кОм}$; $K = U_2 / U_1 = SR_H = 4 \cdot 0,67 = 2,68$ (8,6 дБ); $K_E = KR_{вх} / (R_1 + R_{вх}) = 2,68 \cdot 182 / (2000 + 182) = 0,22$ (—13 дБ).

Пример 3.10. Рассчитать для каскада с ОС (рис. 3.6) выходное сопротивление $R_{вых}$ и коэффициент усиления по ЭДС K_E при исходных данных примера 3.8, если $R_H = 1 \text{ кОм}$.

Решение. Используя формулы (3.25) — (3.27), находим: $R_H = R_2 R_H / (R_2 + R_H) = 1 \cdot 1 / (1 + 1) = 0,5 \text{ кОм}$; $R_{вых} = 1/S = 1/4 \cdot 10^{-3} = 250 \text{ Ом}$; $K_E = U_2 / E_1 = SR_H / (1 + SR_H) = 4 \cdot 0,5 / (1 + 4 \cdot 0,5) = 0,67$ (—3,5 дБ).

Пример 3.11. Построить нагрузочные линии для переменного и постоянного токов для усилительного каскада (рис. 3.1) при следующих данных: $E_0 = 6 \text{ В}$, $R_K = 1 \text{ кОм}$, $R_2 = 1 \text{ кОм}$. Ток покоя $I_K = 3 \cdot 10^{-3} \text{ А}$ и $I_B = 175 \text{ мА}$.

Решение. Используя формулы (3.44) и (3.28) — (3.31), находим $R_H = R_K R_2 / (R_K + R_2) = 1 \cdot 1 / (1 + 1) = 0,5 \text{ кОм}$.

Нагрузочная прямая для постоянного тока с осями координат (рис. 3.7) пересекает ось ординат в точке $U_{КЭ} = 0$ и $i_K = E_0 / R_H = 6 / 1 \cdot 10^3 = 6 \text{ мА}$ ось абсцисс в точке $U_{КЭ} = E_0 = 6 \text{ В}$ и $i_K = 0$. Через эти две точки проводим прямую линию, которая и является нагрузочной прямой по постоянному току.

Из рис. 3.7 видно, что координаты точки покоя A ($I_K = 3 \text{ мА}$, $U_{КЭ} = 3 \text{ В}$). Через точку покоя A проводим прямую линию с угловым коэффициентом $-1/R_H = -1/0,5 = -2$.

Эта прямая линия и есть нагрузочная линия для переменного тока. Она отсекает на координатных осях отрезки $i_{K \max} = U_{КЭ} / R_H + I_K = 3/0,5 \cdot 10^3 + 3 \cdot 10^{-3} = 9 \cdot 10^{-3} \text{ А}$, $U_{КЭ \max} = U_{КЭ} + R_H I_K = 3 + 0,5 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 4,5 \text{ В}$.

Пример 3.12. Рассчитать коэффициент гармоник для каскада, изображенного на рис. 3.1 в отсутствие ОС ($R_s = 0$ и $F = 1$) при $U_{2m} = 0,45 \text{ В}$, $r_6 = 8 \text{ Ом}$, $h_{11a} = 1,40 \text{ Ом}$, $R_T = R_H = 100 \text{ Ом}$, $I_K = 13 \text{ мА}$, $h_{21a} = 70$, $C_K = 10,5 \text{ пФ}$, $f_{гр} = 12,1 \text{ МГц}$, $f_B = 60 \text{ МГц}$.

Решение. Используя формулы (3.32) — (3.35), находим: $f'_{гр} = f_{гр} / (1 + 2\pi f_{гр} r_6 C_K) = 12,1 \cdot 10^6 / (1 + 6,283 \cdot 15 \cdot 10^6 \cdot 8 \cdot 10,5 \cdot 10^{-12}) = 12 \text{ МГц}$, $r_a = h_{11a} / h_{21a} = 140/70 = 2 \text{ Ом}$,

$$\begin{aligned}
 k_{r2} &= [h_{21a} U_{2m} / 4 I_K R_H (h_{11a} + R_T)] \times \\
 &\times \sqrt{[r_a + 0,02 I_K (r_a + r_6 + R_T)]^2 + f_B^2 (r_6 + R_T)^2 / f'^2_{гр}} = \\
 &= 70 \cdot 0,45 / 4 \cdot 13 \cdot 10^{-3} \cdot 100 (140 + 100) \times \\
 &\times \sqrt{[2 + 0,02 \cdot 13 \cdot 10^{-3} (2 + 8 + 100)]^2 + 0,06^2 (8 + 100)^2 / 12^2} = 0,054 = 5,4\%; \\
 k_{r3} &= [h_{21a} U_{2m}^2 / 24 I_K^2 R_H^2 (h_{11a} + R_T)] \times \\
 &\times \sqrt{[r_a + 0,06 I_K (r_a + r_6 + R_T)]^2 + f_B^2 (r_6 + R_T)^2 / f'^2_{гр}} = \\
 &= [70 \cdot 0,45^2 / 24 (13 \cdot 10^{-3})^2 100^2 (140 + 100)] \times \\
 &\times \sqrt{[2 + 0,06 \cdot 13 \cdot 10^{-3} (2 + 8 + 100)]^2 + 0,06^2 (8 + 100)^2 / 12^2} = 0,003 = 0,3\%; \\
 k_r &= \sqrt{k_{r2}^2 + k_{r3}^2} = \sqrt{5,4^2 + 0,3^2} \approx 5,4\%.
 \end{aligned}$$

Пример 3.13. Условия примера те же, что и в примерах 3.2 и 3.12, но в каскаде рис. 3.1 местная ОС с глубиной $F=8,2$.

Решение. Используя формулу (3.36) и исходные данные примера 3.12. находим $k_{rF}=k_r/F=5,4/8,2=0,66\%$.

Пример 3.14. Рассчитать нестабильность коллекторного тока покоя ΔI_K для каскада рис. 3.8 при исходных данных примера 3.1 и $R_3=0$, $R_6=7,4$ кОм, $\Delta t_c=50^\circ\text{C}$, $h_{21э}=70$, $\Delta U_0=0$, $h_{21\text{ min}}=40$, $h_{21\text{ max}}=120$, $I_K=3 \cdot 10^{-3}$ А.

Решение. Используя формулы (3.37) — (3.39), находим: $\Delta h_{21}=h_{21\text{ max}}-h_{21\text{ min}}=120-40=80$; $\Delta I_0=\Delta h_{21}(0,4+\Delta t_c/500)I_K/h_{21э}=80(0,4+50/500) \cdot 3 \times 10^{-3}/70=2,45 \cdot 10^{-5}$ А; $\Delta I_K=h_{21э}R_6\Delta I_0/(R_6+h_{11э})=70 \cdot 7,4 \cdot 2,45 \cdot 10^{-5}/(7,4+1,4)=14,4 \cdot 10^{-5}$ А.

Пример 3.15. Рассчитать нестабильность коллекторного тока ΔI_{KF} для каскада (рис. 3.9) при $\Delta I_0=2,45 \cdot 10^{-5}$ А; $\Delta t_c=25^\circ\text{C}$; $h_{11э}=1,4$ кОм, $R_3=1$ кОм; $R_6=7,4$ кОм; $S=5 \cdot 10^{-2}$ См; $h_{21э}=70$.

Решение. Используя формулы (3.40) и (3.41), определяем: $\Delta U_0=2,2 \cdot 10^{-3} \times \Delta t_c+0,03 \text{ В}=2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 25+0,03=0,12 \text{ В}$; $\Delta I_{KF}=h_{21э}[\Delta U_0+(R_6+R_3)\Delta I_0]/[R_6+h_{11э}+(1+h_{21э})R_3]=70[0,12+(7,4+1) \cdot 10^3 \cdot 2,45 \cdot 10^{-5}]/[7,4+1,4+(1+70) \cdot 1 \times 10^3]=29 \times 10^{-5}$ А.

Пример 3.16. Рассчитать нестабильность коллекторного тока для каскада рис. 3.1 при отсутствии местной ОС ($R_3=0$, $C_{блэ}=0$) и для исходных данных параметров 3.1, 3.13 и 3.14.

Решение. Используя формулу (3.40), находим: $\Delta I_K=h_{21э}[\Delta U_0+(R_6+R_3) \times \Delta I_0]/[R_6+h_{11э}+(1+h_{21э})R_3]=70[0,12+(7,4+0) \cdot 10^3 \cdot 2,45 \cdot 10^{-5}]/[7,4+1,4+(1+70) \cdot 10^3]=2,3 \cdot 10^{-3}$ А.

Пример 3.17. Условия задачи те же, что и в примере 3.16, но в каскаде рис. 3.9 с местной ОС ($R_3=1$ кОм, $C_{блэ}=0$).

Решение. Используя формулу (3.40), находим $\Delta I_{KF}=h_{21э}[\Delta U_0+(R_6+R_3)\Delta I_0]/[R_6+h_{11э}+(1+h_{21э})R_3]=70[0,12+(7,4+1) \cdot 10^3 \cdot 2,45 \cdot 10^{-5}]/[(7,4+1,4+(1+70) \cdot 1) \cdot 10^3]=29 \cdot 10^{-5}$ А.

Используя формулу (3.43) и данные примеров 3.2 и 3.16, находим $F=8,2$, $\Delta I_{KF}=\Delta I_K/F=2,3 \cdot 10^{-3}/8,2=28 \cdot 10^{-5}$ А.

Результаты расчетов по формулам (3.40) и (3.43) одного порядка.

Пример 3.18. Рассчитать суммарную нестабильность коллекторных токов транзисторов трехкаскадного усилителя, охваченного общей ОС (рис. 3.10), при следующих данных: $R_{K1}=R_{K2}=R_{K3}=2,2$ кОм; $R_{э1}=R_{э2}=R_{э3}=(R'_{э3}+R''_{э3})=1$ кОм; $R'_{э3}=R''_{э3}=0,5$ кОм; $R_6=7,4$ кОм.

Нестабильность коллекторных токов трехкаскадного усилителя (рис. 3.10), не охваченного общей ОС (пример 3.16).

Решение. Используя формулы (3.44)–(3.47), находим:

$$F_0 = 1 + \frac{R_{K1} R_{K2} R_{\Sigma 3}''}{R_{\Sigma 2} (R_{\Sigma 1} R_{\Sigma 3} + R_{\Sigma 3}' R_{\Sigma 3}'')} = 1 + \frac{2,2 \cdot 2,2 \cdot 0,5}{1(1 \cdot 1 + 0,5 \cdot 0,5)} = 2,94;$$

$$\Delta I_{K1\Sigma} = \frac{1}{F_0} \left(\Delta I_{K1} + \frac{R_{K2} R_{\Sigma 3}'' \Delta I_{K2}}{\Delta_{\Sigma 1} R_{\Sigma 3} + R_{\Sigma 3}' R_{\Sigma 3}''} - \frac{R_{\Sigma 3} \Delta I_{K3}}{R_{\Sigma 1} + R_{\Sigma 3}'} \right) =$$

$$= \frac{1}{2,94} \left[2,3 + \frac{2,2 \cdot 0,5 \cdot 2,3}{1 \cdot 1 + 0,5 \cdot 0,5} - \frac{0,5 \cdot 2,3}{1 + 0,5} \right] = 1,27 \text{ мА},$$

$$\Delta I_{K2\Sigma} = \frac{1}{F_0} \left[\Delta I_{K2} - \frac{R_{K1}}{R_{\Sigma 2}} \left(\Delta I_{K1} + \frac{R_{\Sigma 3}' \Delta I_{K3}}{R_{\Sigma 1} + R_{\Sigma 3}'} \right) \right] =$$

$$= \frac{1}{2,94} \left[2,3 - \frac{2,2}{1} \left(2,3 + \frac{0,5 \cdot 2,2}{1 + 0,5} \right) \right] = -1,63 \text{ мА};$$

$$\Delta I_{K3\Sigma} = \frac{1}{F_0} \left[\Delta I_{K3} + \frac{R_{K2}}{R_{\Sigma 3}} \left(\frac{R_{K1} \Delta I_{K1}}{R_{\Sigma 2}} - \Delta I_{K2} \right) \right] =$$

$$= \frac{1}{2,94} \left[2,3 + \frac{2,2}{1} \left(\frac{2,2 \cdot 2,3}{1} - 2,3 \right) \right] = 2,84 \text{ мА}.$$

3.3. ЗАДАЧИ

Задача 3.1. Определить для условий примера 3.1. $R_{вх}$, если $R_6 = 4$ кОм.

Ответ. $R_{вх} \approx 1$ кОм.

Задача 3.2. Определить для условий примера 3.2 глубину местной гальванической ОС, если $R_3 = 0,51$ кОм.

Ответ. $F = 4,2$ (12,4 дБ).

Задача 3.3. Определить для условий примера 3.2 глубину местной гальванической ОС, если $R_3 = 0$.

Ответ. $F = 1$ (0 дБ).

Задача 3.4. Определить для условий примера 3.3 R_n , K и K_E , если $R_1 = 1$ кОм, $R_k = 1$ кОм, $R_2 = 75$ Ом.

Ответ. $R_n = 70$ Ом, $K = 3,5$ (10,8 дБ), $K_E = 2,6$ (8,3 дБ).

Задача 3.5. Определить для условий примера 3.4 $R_{вх}$ и $R_{вых}$, если $R_6 = 5$ кОм, $R_k = 1$ кОм, $R_1 = 1$ кОм, $R_2 = 75$ Ом.

Ответ. $R_{вх} = 72$ Ом, $R_{вых} = 0,16$ Ом.

Задача 3.6. Определить для условий примера 3.4 и данных задачи 3.5 K и K_E .

Ответ. $K = 3,5$ (10,9 дБ), $K_E = 0,29$ (−10,8 дБ).

Задача 3.7. Определить для условий примера 3.6 $R_{вх}$ и $R_{вых}$, если $R_3 = 0,5$ кОм, $R_6 = 2$ кОм, $R_1 = 1$ кОм, $R_2 = 75$ Ом.

Ответ. $R_{вх} = 19,5$ кОм, $R_{вых} = 52$ Ом.

Задача 3.8. Определить для условий примера 3.6 и данных задачи 3.7 K и K_E .

Ответ. $K = 0,75$ (−2,5 дБ), $K_E = 0,45$ (−6,9 дБ).

Задача 3.9. Определить для условий примера 3.8 K , если $R_2 = 2$ кОм, $R_c = 4$ кОм.

Ответ. $K=5,2$ (14,3 дБ).

Задача 3.10. Определить для условий примера 3.9 $R_{вх}$, $R_{вых}$, K и E_E , если $R_1=5$ кОм, $R_H=1$ кОм, $R_H=5$ кОм.

Ответ. $R_{вх}=200$ Ом, $R_{вых}=780$ кОм, $K=20$ (26 дБ), $K_E=3,3$ (10,4 дБ).

Задача 3.11. Определить для условий примера 3.10 K_E при исходных данных примера 3.8 для $R_H=0,5$ кОм и $R_1=1$ кОм.

Ответ. $K_E=0,29$ (—10,8 дБ).

Задача 3.12. Построить для условий примера 3.11 нагрузочную линию по постоянному и переменному току, если $R_K=2$ кОм и $E_0=12,6$ В, $I_{0Б}=175$ мкА.

Ответ. Координаты точек пересечения нагрузочной прямой линии по постоянному току с осями координат статической характеристики (рис. 3.7) ($i_K=6,3$ мА, $u_{KЭ}=0$ и $i_K=0$, $u_K=E_0=12,6$ В). Координаты точки покоя A ($I_K=3$ мА, $u_{KЭ}=3$ В). Координаты точки пересечения нагрузочной прямой по переменному току с осью ординат статической характеристики (рис. 3.7) ($i_K=9,5$ мА).

Задача 3.13. Определить для условий примеров 3.12 и 3.13 $k_{ГФ}$, если $F=15$.

Ответ. $k_{ГФ}=0,36\%$.

Задача 3.14. Условия задачи те же, что и в примере 3.12, но $f_B=181$ кГц.

Ответ. $k_{ГФ}=6,6\%$.

Задача 3.15. Определить для условий примера 3.12 $k_{Г}$, если $U_{2m}=2$ В.

Ответ. $k_{Г}=23,8\%$.

Задача 3.16. Определить нестабильность коллекторного тока ΔI_K для условий примера 3.14, если $R_6=1$ кОм.

Ответ. $\Delta I_K=7,2 \cdot 10^{-4}$ А.

Задача 3.17. Определить нестабильность коллекторного тока ΔI_{KF} для условий примера 3.15, если $R_6=1$ кОм.

Ответ. $\Delta I_{KF}=20 \cdot 10^{-5}$ А.

Задача 3.18. Определить нестабильность коллекторного тока для условий примера 3.16, если $R_3=0$ и $R_6=1$ кОм.

Ответ. $\Delta I_K=3,7 \cdot 10^{-3}$ А.

Задача 3.19. Определить нестабильность коллекторного тока ΔI_{KF} для условий примера 3.17, если $R_3=1$ кОм и $R_6=1$ кОм.

Ответ. $\Delta I_{KF}=20 \cdot 10^{-5}$ А.

Задача 3.20. Определить суммарную нестабильность коллекторных токов для условий примера 3.18, если $R'_{33}+R''_{33}=R_{31}=1$ кОм, $R''_{33}=0$, $R_{32}=1$ кОм.

Ответ. $F_0=1$, $\Delta I_{K1\Sigma}=2,3$ мА; $\Delta I_{K2\Sigma}=0$; $\Delta I_{K3\Sigma}=4,6$ мА.

3.4. УПРАЖНЕНИЯ

Упражнение 3.1. Поясните, почему для каскадов с ОЭ (ОИ) имеет место, а для каскадов с ОБ, ОК (ОЗ, ОС) не имеет место инвертирование выходного напряжения? Изобразите принципиальные схемы включения усилительных элементов: ОЭ, ОБ, ОК и ОИ, ОЗ, ОС и поясните принцип их работы.

Упражнение 3.2. Изобразите цепи питания коллекторов, базы и эмиттера биполярного и цепи питания стока, затвора и истока полевого транзисторов.

Упражнения 3.3. Опишите назначения резисторов $R_{б1}$, $R_{б2}$, $R_{к}$, $R_э$ и конденсаторов C'_p , C_p и $C_{блэ}$ в схеме рис. 3.1.

Упражнение 3.4. Как будет изменяться коэффициент усиления $K(K_E)$ каскада рис. 3.1, если увеличивать $R_{к}$? Чему он равен при $R_{к}=0$?

Упражнение 3.5. Как зависит коэффициент усиления $K(K_E)$ каскада рис. 3.1 от R_2 ? Чему он будет равен при $R_2=0$?

Упражнение 3.6. Опишите назначение элементов $R_э$ и $C_{блэ}$ в схеме рис. 3.1 и $R_{и}$, $C_{блн}$ в схеме рис. 3.4.

Упражнение 3.7. Будет ли работать каскад (рис. 3.2), если принять $R_{б1} = \infty$ или $R_{б1} = 0$?

Упражнение 3.8. Покажите для входного каскада (рис. 3.5) контуры прохождения постоянных и переменных токов базы, коллектора, эмиттера и резисторов делителя напряжения в цепи базы.

Упражнение 3.9. Изобразите принципиальную схему и поясните принцип работы цепи смещения с фиксированным током базы $I_B = \text{const}$.

Упражнение 3.10. Изобразите принципиальную схему и поясните принцип работы цепи смещения с фиксированным напряжением на базе $U_B = \text{const}$.

Упражнение 3.11. Как зависит глубина местной ОС по постоянному и переменному току для схемы рис. 3.1 от $R_э$, $R_б$, $h_{11э}$, $h_{21э}$? Чему она равна при $R_э=0$?

Упражнение 3.12. Каков вид ОС в каскаде рис. 3.1 и как она влияет на основные параметры каскада?

Упражнение 3.13. Изобразите принципиальную схему и поясните принцип работы эмиттерной (истоковой) стабилизации режима по постоянному току.

Упражнение 3.14. Опишите назначение элементов $R_э$ и $C_{блэ}$ в схеме рис. 3.1 и $R_{и}$ и $C_{блн}$ в схеме рис. 3.4.

Упражнение 3.15. Как зависит значение коэффициентов усиления $K(K_E)$ каскадов с ОЭ, ОБ, ОК (ОИ, ОЗ, ОС) от сопротивлений R_1 и R_2 ? Объясните характер этих зависимостей. Чему они равны при $R_1=0$, а также при $R_2=0$?

Упражнение 3.16. Как и почему зависит входное и выходное сопротивления каскадов с ОЭ, ОБ, ОК (ОИ, ОЗ, ОС) от R_1 и R_2 ?

Упражнение 3.17. Изобразите семейство выходных статических характеристик для биполярного (полевого) транзистора и покажите способы построения нагрузочных линий для постоянного и переменного токов. Как изменится наклон этих линий при возрастании (уменьшении) $R_{к}(R_{и})$?

Упражнение 3.18. Чему равно сопротивление нагрузки каскада рис. 3.1 по переменному току R_1 ? Как оно зависит от $R_{к}$ и R_2 ? Чему оно равно при $R_2=0$? $R_{к}=0$? $R_2=\infty$?

Упражнение 3.19. Как зависит коэффициент гармоник k_r от $h_{21э}$, $R_э$ и U_2 ? Чем объяснить характер этих зависимостей?

Упражнение 3.20. Как и почему коэффициент гармоник $k_{гФ}$ зависит от глубины ОС F ? Почему такой характер зависимости $k_{гФ}$ от F имеет место?

Упражнение 3.21. Как зависит нестабильность коллекторного тока ΔI_K в схеме рис. 3.1 от $R_э$, ΔU_0 и почему такой характер имеет место?

Упражнение 3.22. От чего зависит суммарная нестабильность коллекторных токов в N -каскадном усилителе, охваченном общей ОС? Каков характер этих зависимостей и чем он обусловлен?

Глава 4.

КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

4.1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Схемы резисторных каскадов на биполярных и полевых транзисторах изображены на рис. 3.1—3.6. Для них приводятся выражения (3.1)—(3.27) по расчету параметров, дающие представление об их свойствах при работе в области средних частот.

Параметры, определяющие АЧХ, ФЧХ и ПХ каскада с ОЭ в областях верхних частот и малых времен, находятся из эквивалентной схемы на рис. 4.1, у которой общая шунтирующая емкость и эквивалентное сопротивление, т. е.

$$C_0 = C_{б'э} + S_i R_H C_K, R_{эН} = (R_r + r'_б) \parallel r_{б'э}, \quad (4.1)$$

зависят от параметров транзистора [1]

$$\tau_K = C_K r'_б, r'_б = \tau_K / C_K, f_{h21} = f_{гП} / h_{21э}, \quad (4.2)$$

а также от

$$h_{21э} = \sqrt{h_{21э \min} h_{21э \max}}, S_i = h_{21э} / r_{б'э}, C_{б'э} = 1/2 \pi f h_{21э} r_{б'э}. \quad (4.3)$$

Как видно из схемы на рис. 4.1,

$$f_{э\sqrt{2}} = 1/2 \pi C_0 R_{эН}, t_y = 0,35 / f_{э\sqrt{2}}. \quad (4.4)$$

Для расчета АЧХ и ФЧХ удобны общие выражения (1.4)—(1.10).

Способность каскада или усилителя создавать усиление в широкой полосе пропускания оценивается площадью усиления

$$Q_S = K f_{э\sqrt{2}}, \quad (4.5)$$

у каскада с ОЭ

$$Q_S = \frac{S_i R_H (R_r + r'_б + r_{б'э})}{2 \pi (C_{б'э} + S_i R_H C_K) (R_r + r'_б) (r'_б + r_{б'э})}. \quad (4.6)$$

На характеристики в областях нижних частот и больших времен влияют емкости конденсаторов C_p и $C_{блэ}$. Постоянная времени τ_1 и граничная частота $f_{н\sqrt{2}}$ в соответствии с (1.25) находятся следующим образом:

$$\tau_1 = C_p (R_K + R_2), f_{н\sqrt{2}} = f_{p1} = 1/2 \pi C_p (R_K + R_2). \quad (4.7)$$

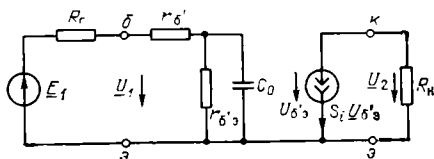


Рис. 4.1. Эквивалентная схема резисторного каскада с ОЭ для областей верхних частот и малых времен

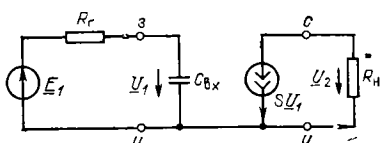


Рис. 4.2. Эквивалентная схема резисторного каскада с ОИ для областей верхних частот и малых времен

При $C_{блэ} \neq 0$ передаточная функция дополняется нулем и полюсом с частотами

$$f_{z0} = 1/2 \pi C_{блэ} R_0, f_{p0} = M_0 f_{z0}, M_0 = 1 + h_{210} R_0 / (R_r + h_{110}) \quad (4.8)$$

и в этих условиях в качестве уравнения АЧХ и ФЧХ используют выражения (1.7) и (1.5), в которых принимают

$$f_{z1} = f_{z0} = 1/2 \pi C_{блэ} R_0, f_{p2} = f_{p0} M_0 f_{z0}, M_0 = 1 + h_{210} R_0 / (R_r + h_{110}) \quad (4.9)$$

Неравномерность вершины прямоугольного импульса в отсутствие конденсатора $C_{блэ}$ (см. рис. 1.5,б)

$$\Delta = t_n / \tau_1 = t_n / C_p (R_K + R_2), \quad (4.10)$$

а в общем случае, когда $C_{блэ} \neq 0$,

$$\Delta_\Sigma = \Delta + \Delta_0 = t_n / \tau_1 + h_{210} t_n / C_{блэ} (R_r + h_{110})^*. \quad (4.11)$$

Расчет характеристик и параметров каскада с ОИ ведется подобным образом, т. е. на основе выражений (4.1)–(4.11) с соответствующей заменой параметров, вытекающей из сопоставления эквивалентных схем на рис. 4.1 и 4.2. Роль общей шунтирующей емкости здесь играет входная емкость каскада

$$C_{вх} = C_{11н} + S R_n C_{12н} + C_m, \quad (4.12)$$

где C_m — емкость монтажа, обычно заключенная в пределах 3...5 пФ; при этом

$$f_{в\sqrt{2}} = 1/2 \pi C_{вх} R_r = 0,35/t_y, \quad (4.13)$$

$$Q_S = K f_{в\sqrt{2}} = S R_n / 2 \pi (C_{11н} + S R_n C_{12н} + C_m) R_r. \quad (4.14)$$

* Если емкость конденсатора в эмиттерной цепи настолько мала, что ее влияние заметно только в области верхних частот (малых времен), то в (4.8)–(4.11) $f_{p0} = f_{z0} = 0$ и $\Delta_0 = 0$, так же, как и в отсутствие этого конденсатора.

Выражения (4.7) и (4.8) здесь принимают следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} \tau_1 &= C_p (R_c + R_2), f_{p1} = f_n \sqrt{2} = 1/2 \pi C_p (R_c + R_2), \\ f_{zn} &= 1/2 \pi C_{6лн} R_n, f_{pn} = M_n f_{zn}, M_n = 1 + SR_n. \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

Расчет АЧХ и ФЧХ ведется с помощью выражений (1.7) и (1.5), имея в виду, что в данном случае

$$f_{p1} = f_n \sqrt{2}, f_{p2} = f_{pn}, f_{z1} = f_{zn}. \quad (4.16)$$

При $C_{6лн} = 0$ используется формула (4.10); в общем же случае, когда $C_{6лн} \neq 0$,

$$\Delta_\Sigma = \Delta + \Delta_n = t_n / \tau_1 + S t_n / C_{6лн}. \quad (4.17)$$

У каскада с ОБ верхняя граничная частота на уровне -3 дБ и время установления

$$f_n \sqrt{2} = \frac{S_t R_\Gamma r_{6'9} + r'_6 + r_{6'9}}{2 \pi C_{6'9} r_{6'9} (R_\Gamma + r'_6)}, t_y = \frac{0,35}{f_n \sqrt{2}}. \quad (4.18)$$

В областях нижних частот и больших времен граничная частота на уровне -3 дБ и неравномерность вершины прямоугольного импульса определяются по формулам (4.7) и (4.10).

Параметры каскада с ОЗ в области верхних частот и малых времен зависят от крутизны характеристики прямой передачи и межэлектродных емкостей

$$f_n \sqrt{2} = (1 + SR_\Gamma) / 2\pi (C_{11н} - C_{12н} + C_M) R_\Gamma, t_y = 0,35 / f_n \sqrt{2}. \quad (4.19)$$

Наряду с этим

$$f_n \sqrt{2} = 1/2\pi C_p (R_c + R_2), \Delta = 2\pi f_n \sqrt{2} t_n. \quad (4.20)$$

Каскад с ОК обладает следующими параметрами:

$$\left. \begin{aligned} f_n \sqrt{2} &= \frac{R_\Gamma + r'_6 + r_{6'9} (1 + S_t R_n)}{2\pi [C_{6'9} r_{6'9} (R_\Gamma + r'_6 + R_n) + C_n (R_\Gamma + r'_6) S_t r_{6'9} R_n]}, \\ t_y &= 0,35 / f_n \sqrt{2}, \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

$$f_n \sqrt{2} = 1/2\pi C_p (R_n || R_{вых} + R_2), \quad (4.22)$$

$$C_{вх} = r_{6'9} (C_{6'9} + S_t R_n C_n) / [r'_6 + r_{6'9} (1 + S_t R_n)]. \quad (4.23)$$

У каскада с ОС

$$f_n \sqrt{2} = 1/2\pi C_{вх} R_\Gamma, t_y = 0,35 / f_n \sqrt{2}, \quad (4.24)$$

$$f_n \sqrt{2} = 1/2\pi C_p (R_n || R_{вых} + R_2), \quad (4.25)$$

$$C_{вх} = (C_{11н} + SR_n C_{12н}) / (1 + SR_n) + C_M. \quad (4.26)$$

Каскады с ВЧ коррекцией. При необходимости расширить полосу пропускания частот в каскады вводятся дополнительные корректирующие элементы.

Каскад с эмиттерной коррекцией отличается от резисторного каскада тем, что емкость конденсатора в эмиттерной цепи (рис. 4.3) у него значительно меньше (порядка десятков пикофарад), чем $C_{бл\text{э}}$. При небольшой емкости конденсатора $C_{н\text{э}}$ его влияние проявляется только в областях верхних частот и малых времен. В областях нижних и средних частот емкостное сопротивление $1/\omega C_{н\text{э}}$ оказывается, как правило, значительно больше $R_{н\text{э}}$, и существующая при этом ОС (последовательная по току) заметно снижает коэффициент усиления, который в этих условиях составляет

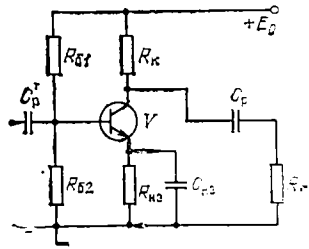


Рис. 4.3. Схема каскада с высокочастотной эмиттерной коррекцией

$$K = h_{21\text{э}} R_{н\text{э}} / (h_{11\text{э}} + h_{21\text{э}} R_{н\text{э}}) = S_i R_{н\text{э}} / (1 + r'_6 / r_{6\text{э}} + S_i R_{н\text{э}}). \quad (4.27)$$

В областях верхних частот и малых времен свойство каскада определяется передаточной функцией

$$K(p) = K(1 + ap) / (1 + mp + np^2) \quad (4.28)$$

с параметрами

$$\left. \begin{aligned} a &= C_{н\text{э}} R_{н\text{э}}, \\ m &= \frac{(C_0 + S_i R_{н\text{э}} C_{н\text{э}}) (R_{г\text{э}} + r'_6) + (C_{6\text{э}} + \lambda C_{н\text{э}}) R_{н\text{э}}}{\lambda + S_i R_{н\text{э}}}, \\ n &= C_0 C_{н\text{э}} (R_{г\text{э}} + r'_6) R_{н\text{э}} / (\lambda + S_i R_{н\text{э}}), \end{aligned} \right\} \quad (4.29)$$

где

$$\lambda = 1 + (R_{г\text{э}} + r'_6) / r_{6\text{э}}, \quad C_0 = C_{6\text{э}} + S_i R_{н\text{э}} C_{н\text{э}}. \quad (4.30)$$

При этом частота нуля функции $K(p)$

$$f_{z0} = 1/2\pi a = 1/2\pi C_{н\text{э}} R_{н\text{э}}. \quad (4.31)$$

Форма АЧХ и ПХ в области верхних частот и малых времен у рассматриваемого каскада зависит от соотношения между параметрами a , m , n , иначе от их нормированных значений

$$\hat{a} = a/\sqrt{n}, \quad \hat{m} = m/\sqrt{n}, \quad (4.32)$$

являющихся функциями емкости корректируемого конденсатора $C_{н\text{э}}$. Практически наибольший интерес представляют свойства каскада для четырех характеристических значений этой емкости. При $C_{н\text{э}} = 0$ функция $K(p)$ содержит полюс с частотой

$$(f_p)_{C_{н\text{э}}=0} = \frac{1}{2\pi m_0} = \frac{\lambda + S_i R_{н\text{э}}}{2\pi [(C_0 + S_i R_{н\text{э}} C_{н\text{э}}) (R_{г\text{э}} + r'_6) + C_{6\text{э}} R_{н\text{э}}]}. \quad (4.33)$$

Однополюсной передаточная функция оказывается и в случае равенства нуля одному из полюсов, когда

$$m = a + n/a, \quad \dot{m} = \hat{a} + 1/\hat{a} \quad (4.34)$$

$$(C_{нз})_{z=p} = [C_{\sigma' \varepsilon} + (R_{\Gamma} + r'_6) S_i C_K] / S_i R_{нз}. \quad (4.35)$$

В этих условиях частота полюса

$$(f_p)_{z=p} = f_{в} \sqrt{2} = \frac{a}{2\pi n} = \frac{\lambda + S_i R_{нз}}{2\pi C_0 (R_{\Gamma} + r'_6)}. \quad (4.36)$$

Характер установления выходного напряжения определяет добротность

$$Q = \sqrt{\bar{n}/m} = 1/\dot{m}. \quad (4.37)$$

Так, при $Q=0,5$ имеет место критический режим установления, характеризующийся отсутствием выбросов и минимальным временем установления (для $\delta=0$). В этом режиме

$$C_{нз \text{ кр}} = \frac{C_0 (R_{\Gamma} + r'_6) \{ 2 S_i R_{нз} + \lambda (1-\sigma) \pm \sqrt{[2 S_i R_{нз} + \lambda (1-\sigma)]^2 - \lambda^2 (1+\sigma^2)} \}}{\lambda^2 R_{нз}} >$$

$$> (C_{нз})_{z=p},$$

где $\sigma = R_{нз} [C_{\sigma' \varepsilon} / [(R_{\Gamma} + r'_6) + S_i C_K] / C_0$.

Если $C_{нз} > C_{нз \text{ кр}}$, то $Q > 0,5$ и возникают выбросы, но время установления оказывается меньше, а частота $f_{в} \sqrt{2}$ выше. Попутно следует отметить, что при $Q \leq 0,5$ полюсы функции $K(p)$ вещественны и их частоты

$$f_{p \ 1,2} = (1 \pm \sqrt{1 - 4Q^2}) / 4\pi Q \sqrt{\bar{n}}.$$

Для рассмотрения формы АЧХ при сравнительно большой емкости $C_{нз} > C_{нз \text{ кр}}$ обратимся к модулю передаточной функции (4.28) $K(\omega) = K \sqrt{(1 + a^2 \omega^2) / [1 + (m^2 - 2n) \omega^2 + n^2 \omega^4]}$.

Если $a^2 > m^2 - 2n$, то, начиная с $\omega=0$, числитель сначала растет быстрее знаменателя и образуется максимум на частоте

$$f_m = \sqrt{-1 + \sqrt{1 + \hat{a}^2 (\hat{a}^2 - \hat{m}^2 + 2) / 2\pi a}} \quad (4.38)$$

с нормированной высотой

$$\hat{K}_{\max} = K_{\max} / K = \hat{a} / \sqrt{\hat{m}^2 - 2 + 2n (2\pi f_m)^2}. \quad (4.39)$$

Амплитудно-частотную характеристику, отвечающую наибольшей полосе пропускания, но без максимума, получаемую при

$$a^2 = m^2 - 2n, \quad \hat{a}^2 = \hat{m}^2 - 2, \quad (4.40)$$

называют максимально плоской, или оптимальной; ей соответствует значение емкости конденсатора в эмиттерной цепи

$$C_{нэ \text{ опт}} = \frac{C_0 (R_r + r_0') [(\lambda \sigma - S_i R_{нэ}) + \sqrt{(\lambda \sigma - S_i R_{нэ})^2 + S_i R_{нэ} (S_i R_{нэ} + 2\lambda)(1 + \sigma)^2}]}{S_i R_{нэ}^2 (S_i R_{нэ} + 2\lambda)} >$$

$$> C_{нэ \text{ кр.}}$$

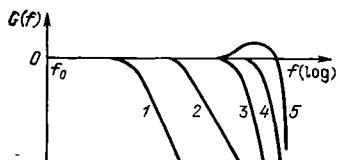


Рис. 4.4. Нормированные АЧХ каскада с эмиттерной коррекцией: 1 — $C_{нэ} = 0$, 2 — $C_{нэ} = (C_{нэ})_{z=p}$, 3 — $C_{нэ} = C_{нэ \text{ кр.}}$, 4 — $C_{нэ} = C_{нэ \text{ опт}}$, 5 — $C_{нэ} > C_{нэ \text{ опт}}$

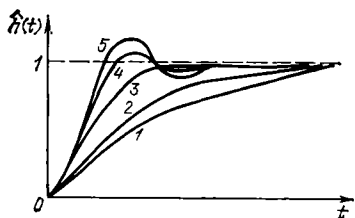


Рис. 4.5. Нормированные переходные характеристики каскада с эмиттерной коррекцией: 1 — $C_{нэ} = 0$, 2 — $C_{нэ} = (C_{нэ})_{z=p}$, 3 — $C_{нэ} = C_{нэ \text{ кр.}}$, 4 — $C_{нэ} = C_{нэ \text{ опт}}$, 5 — $C_{нэ} > C_{нэ \text{ опт}}$

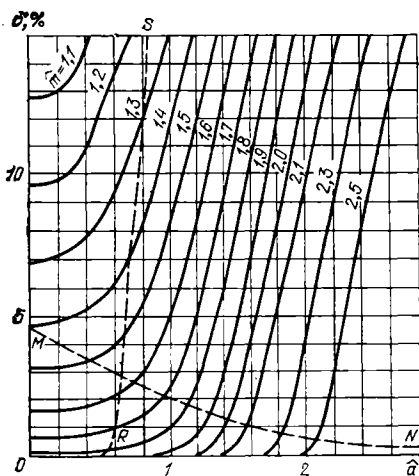


Рис. 4.6. Зависимость выброса от параметров \hat{a} и \hat{m} [линия MN относится к максимально плоской АЧХ, а RS — к каскаду с индуктивной коррекцией]

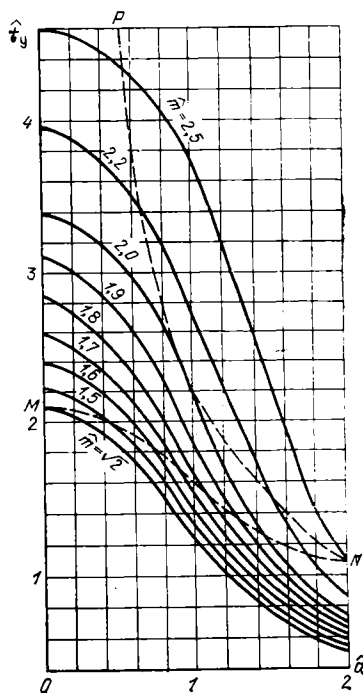


Рис. 4.7. Зависимость нормированного времени установления от параметров \hat{a} и \hat{m} [линия MN отвечает максимально плоской АЧХ, а PN удовлетворяет равенству (4.34)]

Семейство АЧХ и ПХ для рассмотренных значений емкости представлено на рис. 4.4 и 4.5.

Для расчета параметров переходной характеристики выброса и нормированного времени установления $t_y = t_y / \sqrt{n}$ удобны графики на рис. 4.6 и 4.7.

Формула (4.4) по известной величине t_y позволяет определить граничную частоту $f_{в\sqrt{2}}$, что способствует упрощению вычислений. Для расчета нормированной АЧХ, относящейся к области верхних частот, используется выражение

$$\hat{G}(f) = 10 \lg [1 + (2\pi a f)^2] - 10 \lg [1 + (m^2 - 2n)(2\pi f)^2 + n^2 (2\pi f)^4], \quad (4.41)$$

а при соблюдении условия (4.40)

$$\hat{G}(f) = -10 \lg \{1 + n^2 (2\pi f)^4 / [1 + a^2 (2\pi f)^2]\}. \quad (4.42)$$

Если сопротивление резистора $R_{эн}$ как элемента высокочастотной коррекции недостаточно для получения требуемой стабильности режима, то в этом случае можно ввести дополнительный резистор $R_{э}^*$ (рис. 4.8, а), шунтированный блокировочным конденсатором $C_{блэ}$ большой емкости. Схемы на рис. 4.8, а и б потенциально эквивалентны, но вторая требует емкости $C_{вн}$ в $(1 + R_{э}^*/R_{вн})^2$ раз меньше, чем $C_{блэ}$. При этом в схеме

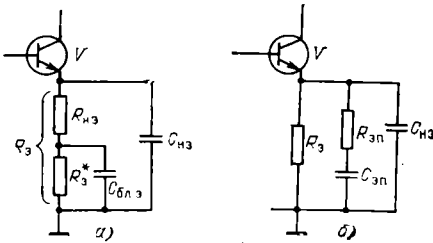


Рис. 4.8. Варианты схемы эмиттерной цепи в каскаде с эмиттерной коррекцией при повышенной стабилизации режима

Наряду с эмиттерной коррекцией известно применение индуктивная коррекция, наиболее часто используемая в выходных каскадах на биполярных и полевых транзисторах, работающих на нагрузку, содержащую емкость (рис. 4.9).

Катушка индуктивности создает заметное корректирующее действие, если $R_2 \gg R_c$ (или $R_2 \gg R_k$).

Выражение (4.28) применимо к рассматриваемому каскаду; при $R_2 \gg R_c$

$$a = L/R_c, \quad m = C_0 R_c, \quad n = L C_0, \quad \hat{m} = 1/\hat{a}.$$

Параметром, от которого зависит форма АЧХ и ПХ, является коэффициент коррекции

$$k = L/C_0 R_c^2 = \hat{a}^2, \quad (4.43)$$

представляющий собой квадрат добротности контура LC_0R_c .

Введя нормированную частоту $x = 2\pi f C_0 R_c$, модуль функции (4.28) удобно представить в форме

$$K(x) = K(x)/K = \sqrt{(1 + k^2 x^2) / [1 + (1 - 2k)x^2 + k^2 x^4]}$$

При $k^2 = 1 - 2k$ АЧХ получается максимально плоской, ей отвечает значение $k = \sqrt{2} - 1$, а при $k > \sqrt{2} - 1$ у АЧХ образуется максимум, координаты которого определяются выражениями (4.38), (4.39) и (4.43). Для различных значений коэффициента коррекции АЧХ изображены на рис. 4.10.

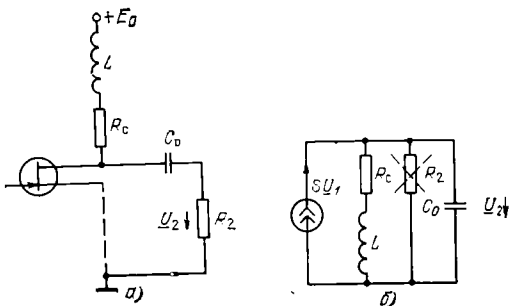


Рис. 4.9. Электрические схемы каскада с высокочастотной индуктивной коррекцией

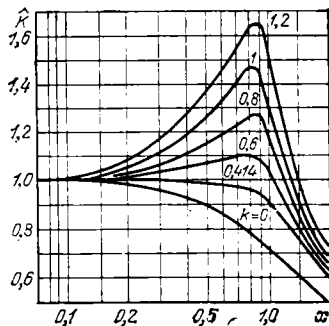


Рис. 4.10. Нормированные АЧХ каскада с индуктивной коррекцией

Для нахождения выброса, возникающего при $k > 0,25$ ($\hat{a} = Q > 0,5$), и времени установления $t_y = \sqrt{n} \hat{t}_y$ используются графики на рис. 4.6 и 4.7.

Схемы и параметры каскадов с низкочастотной коррекцией. Для осуществления низкочастотной коррекции наиболее часто используется фильтр в цепи питания $C_\Phi R_\Phi$ (рис. 4.11). Влияние это-

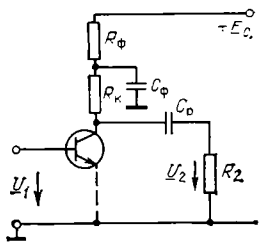


Рис. 4.11. Упрощенная схема каскада с низкочастотной коррекцией

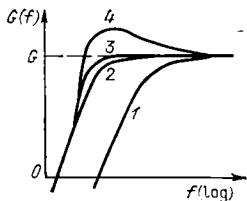


Рис. 4.12. Амплитудно-частотные характеристики каскада с низкочастотной коррекцией:

1 — $C_\Phi = \infty$, 2 — $C_\Phi = (C_\Phi)_{z.p.}$, 3 — $C_\Phi = C_\Phi_{opt}$, 4 — $C_\Phi < C_\Phi_{opt}$

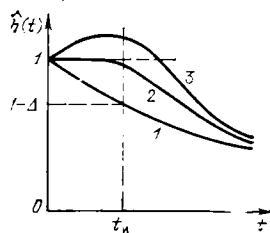


Рис. 4.13. Нормированные переходные характеристики каскада с низкочастотной коррекцией:

1 — $C_\Phi = \infty$, 2 — $C_\Phi = C_\Phi_{кр}$, 3 — $C_\Phi < C_\Phi_{кр}$

го фильтра на АЧХ и ПХ зависит от соотношения между постоянными времени $C_p(R_K+R_2)$ и $C_\Phi R_\Phi$.

Выражение (4.28) применимо к рассматриваемому каскаду при замене оператора p на $q=1/p=1/j\omega$:

$$K(q) = K a q / (1 + m q + n q^2), \quad (4.44)$$

где в соответствии с [8]

$$\left. \begin{aligned} a &= (R_K + R_\Phi) / C_\Phi R_\Phi R_K, \\ m &= \frac{C_p (R_K + R_2 + R_\Phi) + C_\Phi R_\Phi}{C_p C_\Phi (R_K + R_2) R_\Phi}, \\ n &= 1 / C_p C_\Phi (R_K + R_2) R_\Phi. \end{aligned} \right\} \quad (4.45)$$

Если $C_\Phi = 0$ или $C_\Phi = \infty$, то функция (4.44) оказывается однополюсной с граничными частотами на уровне -3 дБ

$$\left. \begin{aligned} (\dot{f}_n \sqrt{z})_{C_\Phi=0} &= 1/2\pi C_p (R_K + R_2 + R_\Phi) \\ (\dot{f}_n \sqrt{z})_{C_\Phi=\infty} &= 1/2\pi C_p (R_K + R_2). \end{aligned} \right\} \quad (4.46)$$

При соблюдении условия (4.34), т. е. при

$$(C_\Phi)_{z=p} = C_p R_2 (R_K + R_\Phi) / R_K R_\Phi, \quad (4.47)$$

функция $K(q)$ также имеет один полюс, частота которого

$$(\dot{f}_n \sqrt{z})_{z=p} = R_K / 2\pi C_p (R_K + R_2) (R_K + R_\Phi). \quad (4.48)$$

В случае относительно небольшой емкости C_Φ , отвечающей условию $a^2 > m^2 - 2n$, иначе условию $C_\Phi < C_{\Phi \text{opt}}$, где

$$C_{\Phi \text{opt}} = \frac{C_p (R_K + R_2)}{R_\Phi} \left[\sqrt{\left(\frac{R_\Phi}{R_K}\right)^2 + \frac{2 R_\Phi R_2}{R_K (R_K + R_2)}} - \frac{R_\Phi}{R_K + R_2} \right], \quad (4.49)$$

у АЧХ образуется максимум (рис. 4.12) на частоте

$$f_M = 2\pi \sqrt{-1 + \sqrt{1 + \hat{a}^2 (\hat{a}^2 - \hat{m}^2 + 2)}} \quad (4.50)$$

с нормированной высотой

$$\hat{K}_{\max} = K_{\max} / K = \hat{a} / \sqrt{\hat{m}^2 - 2 + 2n / (2\pi f_M)^2}; \quad (4.51)$$

входящие в (4.50) и (4.51) нормированные коэффициенты определяются по выражениям (4.32), а условия (4.40) соответствуют максимально плоской АЧХ.

Для расчета АЧХ каскада с НЧ коррекцией используют выражения, аналогичные (4.41) и (4.42):

$$\hat{G}(f) = 10 \lg [1 + (a/2\pi f)^2] - 10 \lg [1 + (m^2 - 2n)/(2\pi f)^2 + n^2 (1/2\pi f)^4],$$

$$\hat{G}(f) = -10 \lg \{1 + n^2 / (2\pi f)^4 / [1 + a^2 / (2\pi f)^2]\}.$$

Форма переходной характеристики зависит от соотношения между частотами нуля $f_z = a/2\pi$ и полюсов

$$f_{p1,2} = n/\pi (m \pm \sqrt{m^2 - 4n}). \quad (4.52)$$

Так, неравномерность плоской вершины прямоугольного импульса (при небольшой его длительности) $\Delta \approx 2\pi(f_{p1} + f_{p2} - f_z)t_n = (m-a)t_n$. Если $m \approx a$, то

$$\Delta \approx 2\pi^2 f_{p1} f_{p2} t_n^2. \quad (4.53)$$

Переходная характеристика типа спада (1 на рис. 4.13) получается при $m > n$ и плоской формы 2, если $m = a$, чему отвечает значение $C_{\phi \text{ кр}} = C_p R_2 / R_k$. При $C_{\phi} < C_{\phi \text{ кр}}$, начиная с $t = 0$, имеет место нарастание выходного напряжения (3) с последующим спадом.

Выигрыш, реализуемый за счет НЧ коррекции, можно оценивать величиной уменьшения граничной частоты $f_{H\sqrt{2}}$; из (4.46) и (4.48) следует, что при $C_{\phi} = (C_{\phi})_{z=p}$ выигрыш $g = 1 + R_{\phi} / R_k$.

В переходном режиме неравномерность плоской вершины прямоугольного импульса при коррекции получается меньше примерно в такое же число раз. С другой стороны, выигрыш можно оценивать возможностью уменьшения емкости разделительного конденсатора при $(f_{H\sqrt{2}})_{z=p} = (f_{H\sqrt{2}})_{C_{\phi} = \infty}$, также равный $1 + R_{\phi} / R_k$.

Практически, выбирая сопротивление резистора R_{ϕ} , приходится принимать во внимание падение постоянного напряжения, от которого зависит напряжение источника питания $E_0 \approx U_{кз} + (R_k + R_{\phi} + R_3) I_k$.

Достичь большего рассматриваемого выигрыша можно, заменив резистор R_{ϕ} генератором стабильного тока (V_2, R_4 на рис. 4.14). Так как в этих условиях $R_{\phi} \gg R_k$, то, как видно из (4.47), сокращение нуля и полюса получается при

$$C_4 = C_{\phi} = C_p R_2 / R_k = C_2 R_2 / R_5 \quad (4.54)$$

и $f_{H\sqrt{2}} \rightarrow 0$.

Не следует считать, что для каскада по рис. 4.14 допустима емкость $C_p = C_2$ любого малого значения. Первое ограничение емкости по минимуму заключается в том, что при уменьшении C_p снижается коэффициент передачи напряжения в $C_p R_2$ -цепи, что неприемлемо, если сигнал не является заведомо слабым, поскольку амплитуду напряжения на коллекторе V_3 не удастся получить выше $E_0/3$. Второе ограничение создает шунтирующее действие выходной проводимости h_{223} , которая не должна превышать 20...30% емкостной проводимости $2\pi f_{H\sqrt{2}} C_p$.

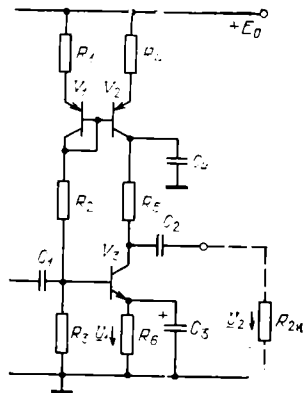


Рис. 4.14. Принципиальная схема каскада с низкочастотной коррекцией с ГСТ на V_2, R_4 и конденсатором C_4

В каскаде на полевом транзисторе (или пентоде) низкочастотная коррекция осуществляется тем же способом — с помощью $R_{\Phi}C_{\Phi}$ -фильтра в цепи питания. Основным отличием является то, что сопротивление R_z , как правило, во много раз превышает сумму $R_c + R_{\Phi}$. Это позволяет заметно упростить некоторые встречающиеся выражения, начиная от (4.45), в которых R_k заменяется на R_c , а сумма $R_k + R_2$ приравнивается R_2 , в частности:

$$C_{\Phi \text{ опт}} = C_p R_2 \sqrt{1 + 2R_c/R_{\Phi}/R_c}, [1]$$

$$(\hat{f}_{\text{н}} \sqrt{2})_{z=p} = R_c/2\pi C_p R_2 (R_c + R_{\Phi}).$$

4.2. ПРИМЕРЫ

Пример 4.1. Резисторный каскад по схеме с ОЭ (см. рис. 3.1) содержит транзистор типа КТ602Б, работающий в режиме $U_{КЭ} = 6$ В, $U_{БЭ} = 0,8$ В, $I_K = 4$ мА, $I_B = 40$ мкА с параметрами $h_{21э \text{ min}} = 50$, $h_{21э \text{ max}} = 220$, $\tau_k = C_k r'_6 = 300$ пс, $C_k = 4$ пФ, $f_{гр} = f_{h_{21э}}(f) = 100 \cdot 1,5 = 150$ МГц.

Группа элементов связи и питания состоит из резисторов сопротивлением $R_k = 1$ кОм, $R_{61} = 10$ кОм, $R_{62} = 2$ кОм, $R_9 = 300$ Ом и конденсаторов емкостью $C_p = 3,3$ мкФ и $C_{6лэ} = 470$ мкФ. Сопротивления источника сигнала и внешней нагрузки $R_1 = R_{1г} = R_2 = R_{2н} = 1$ кОм.

Рассчитать параметры каскада, определяющие его свойства в частотной и временной областях при условии, что $f_{\text{н}} = 50$ Гц, $f_{\text{в}} = 1$ МГц, $t_{\text{н}} = t_{\text{н max}} = 1$ мс.

Решение. Приступая к расчету, находим недостающие параметры транзистора, используя выражения (4.2), (4.3) и (3.3): $h_{21э} = \sqrt{h_{21э \text{ min}} h_{21э \text{ max}}} = \sqrt{50 \cdot 220} \approx 105$, $r_{6э} = h_{21э}/\gamma I_K = 105/25 \cdot 4 \cdot 10^{-3} = 1050$ Ом, $r'_6 = \tau_k/C_k = 300/4 = 75$ Ом, $h_{11э} = r'_6 + r_{6э} = 75 + 1050 = 1125$ Ом, $y_{21э} = h_{21э}/h_{11э} = 105/1125 = 0,0933$ См = 93,3 мСм, $f_{h_{21э}} = f_{гр}/h_{21э} = 150/105 \approx 1,43$ МГц, $C_{6э} = 1/2\pi f_{h_{21э}} r_{6э} = 0,1592/1,43 \cdot 10^6 = 106,1 \cdot 10^{-12}$ Ф = 106,1 пФ, $S_i = h_{21э}/r_{6э} = 105/1050 = 0,1$ См = 100 мСм.

По (3.1) — (3.7) определяем сначала величины, относящиеся к области средних частот: $R_{\text{н}} = 500$ Ом, $R_6 = 1667$ Ом, $R_{\text{вх}} = 671$ Ом, $R_{\text{г}} = 625$ Ом, $K = U_2/U_1 = 46,7$ (33,4 дБ), $K_{\text{в}} = U_2/E_1 = 18,75$ (25,46 дБ), а затем по (4.1) — (4.11) — параметры эквивалентной схемы каскада (см. рис. 4.1) и частоты полюсов и нулей передаточных функций:

$$R_{\text{эк}} = (R_{\text{г}} + r'_6) \| r_{6э} = \frac{(625 + 75)1050}{625 + 75 + 1050} = 420 \text{ Ом}, \quad C_0 = C_{6э} + S_i R_{\text{вх}} C_k = 106,1 + 0,1 \cdot 500 \cdot 4 = 306,1 \text{ пФ},$$

$$\hat{f}_{\text{в}} \sqrt{2} = 1/2\pi C_0 R_{\text{эк}} = 0,1592/306,1 \cdot 10^{-12} \cdot 420 = 1,238 \times 10^6 \text{ Гц} = 1,238 \text{ МГц},$$

$$f_{\text{в}} \sqrt{2} = 4,67 \cdot 1,238 = 5,78 \text{ МГц}, \quad \hat{f}_{\text{н}} \sqrt{2} = 1/2\pi C_p (R_k + R_2) = 0,1592/3,3 \cdot 10^{-6} (1 + 1) \cdot 10^3 = 24,12 \text{ Гц},$$

$$\hat{f}_{\text{н}} \sqrt{2} = 1/2\pi C_p (R_c + R_2) \approx 0,1592 \times 10^3 / 3,3 \cdot 10^{-6} (1 + 1) \cdot 10^3 = 24,12 \text{ Гц},$$

$$f_{2э}/1/2\pi C_{6лэ} R_9 = 0,1592/470 \cdot 10^{-6} \cdot 300 = 1,129 \text{ Гц};$$

$$M_5 = 1 + h_{21э} R_9 / (R_{\text{г}} + h_{11э}) = 1 + 105 \cdot 300 / (625 + 1125) = 19; \quad f_{\text{р}} = M_5 f_{2э} = 19 \cdot 1,129 = 21,45 \text{ Гц}.$$

В областях верхних частот и малых времен [формулы (1.10), (1.9) и (1.22)]:
 $G_{\text{в}} = -10 \lg[1 + (f_{\text{в}}/f_{\text{в}\sqrt{2}})^2] = -10 \lg[1 + (1/1,238)^2] = -2,18 \text{ дБ}$, $\varphi_{\text{в}} = -\arctg(f_{\text{в}}/f_{\text{в}\sqrt{2}}) = -\arctg(1/1,238) = -38,9^\circ$, $t_{\text{г}} = 0,35/f_{\text{в}\sqrt{2}} = 0,35/1,238 \cdot 10^6 = 282,7 \times 10^{-9} \text{ с} = 282,7 \text{ нс}$.

В областях нижних частот и больших времен [формулы (1.7), (1.5) и (4.8) — (4.11)]
 $G_{\text{н}} = -10 \lg[1 + (f_{\text{н}\sqrt{2}}/f_{\text{н}})^2] - 10 \lg[1 + (f_{\text{рн}}/f_{\text{н}})^2] + 10 \lg[1 + (f_{\text{zn}}/f_{\text{н}})^2] =$
 $= -10 \lg[1 + (24,12/50)^2] - 10 \lg[1 + (21,45/50)^2] + 10 \lg[1 + (1,129/50)^2] = -1,643 \text{ дБ}$;
 $\varphi_{\text{н}} = \arctg(f_{\text{н}\sqrt{2}}/f_{\text{н}}) + \arctg(f_{\text{рн}}/f_{\text{н}}) - \arctg(f_{\text{zn}}/f_{\text{н}}) = \arctg(24,12/50) + \arctg(21,45/50) -$
 $\arctg(1,129/50) = 47,7^\circ$, $\Delta = 2\pi f_{\text{н}\sqrt{2}} t_{\text{н}} = 6,283 \cdot 24,12 \cdot 0,001 = 0,1515$; $\Delta_{\text{с}} =$
 $= \frac{h_{21\text{э}} t_{\text{н}}}{C_{\text{блн}}(R_{\text{г}} + h_{11\text{о}})} = \frac{105 \cdot 0,001}{470 \cdot 10^{-6}(625 + 1125)} = 0,1277$; $\Delta_{\Sigma} = \Delta + \Delta_{\text{с}} = 0,1515 +$
 $+ 0,1277 = 0,2792$.

Пример 4.2. Резисторный каскад по схеме с ОИ (рис. 3.4) содержит транзистор КП307Г, работающий в режиме $U_{\text{СИ}} = 5 \text{ В}$, $U_{\text{зи}} = -1 \text{ В}$, $I_{\text{с}} = 5 \text{ мА}$ с параметрами $S = 6 \text{ мСм}$, $C_{11\text{н}} = 5 \text{ пФ}$, $C_{12\text{н}} = 1,5 \text{ пФ}$. Группа элементов связи и питания состоит из резисторов сопротивлением $R_{\text{с}} = 1,5 \text{ кОм}$, $R_{\text{з1}} = 1,8 \text{ МОм}$, $R_{\text{з2}} = 680 \text{ кОм}$, $R_{\text{н}} = 1 \text{ кОм}$ и конденсаторов емкостью $C_{\text{р}} = 10 \text{ нФ}$, $C_{\text{блн}} = 47 \text{ мкФ}$. Сопротивления источника сигнала $R_1 = R_{1\text{г}} = 1,5 \text{ кОм}$ и внешней нагрузки $R_2 = R_{2\text{н}} = 1 \text{ МОм}$.

Следует рассчитать параметры каскада, определяющие его свойства в частотной и временной областях, при условии, что $f_{\text{н}} = 50 \text{ Гц}$, $f_{\text{в}} = 3 \text{ МГц}$, $t_{\text{н}} = t_{\text{нmax}} = 1 \text{ мс}$.

Решение. Используя (3.17) — (3.19), сначала находим параметры, относящиеся к области средних частот: $R_{\text{н}} \approx 1,5 \text{ кОм}$, $R_{\text{в}} = 494 \text{ кОм}$, $R_{\text{вх}} = R_{\text{с}} = 494 \text{ кОм}$, $R_{\text{г}} = 1495 \text{ Ом}$, $K = U_2/U_1 = 9$ (19,1 дБ), $K_{\text{ж}} = U_2/E_1 \approx 9$. Из параметров эквивалентной схемы каскада (рис. 4.2) интерес представляет входная емкость, которая согласно (4.12) при $C_{\text{м}} = 5 \text{ пФ}$ составляет $C_{\text{вх}} = C_{11\text{н}} + SR_{\text{н}}C_{12\text{н}} + C_{\text{м}} = 5 + 6 \cdot 1,5 \cdot 1,5 + 5 = 23,5 \text{ пФ}$.

Расчет частот полюсов и нулей передаточных функций выполняется по формулам (4.13), (4.15) и (4.16): $f_{\text{в}\sqrt{2}} = 1/2\pi C_{\text{вх}} R_{\text{г}} = 0,1592/23,5 \cdot 10^{-12} \cdot 1495 = 4,53 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 4,53 \text{ МГц}$; $Q_{\text{с}} = Kf_{\text{в}\sqrt{2}} = 9 \cdot 4,53 = 40,8 \text{ МГц}$, $f_{\text{н}\sqrt{2}} = 1/2\pi C_{\text{р}}(R_{\text{с}} + R_2) \approx 0,1592 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 10^6 = 15,92 \text{ Гц}$; $f_{\text{zn}} = 1/2\pi C_{\text{блн}} R_{\text{н}} = 0,1592/47 \cdot 10^{-6} \cdot 1000 = 3,39 \text{ Гц}$; $M_{\text{н}} = 1 + SR_{\text{н}} = 1 + 6 \cdot 1 = 7$, $f_{\text{рн}} = M_{\text{н}} f_{\text{zn}} = 7 \cdot 3,39 = 23,71 \text{ Гц}$. В областях верхних частот и малых времен [формулы (1.10), (1.9) и (1.22)] $G_{\text{в}} = -10 \lg[1 + (f_{\text{в}}/f_{\text{в}\sqrt{2}})^2] = -10 \lg[1 + 3/4,53]^2] = -1,58 \text{ дБ}$; $\varphi_{\text{в}} = -\arctg(f_{\text{в}}/f_{\text{в}\sqrt{2}}) = -\arctg(3/4,53) = -33,5^\circ$; $t_{\text{г}} = 0,35/f_{\text{в}\sqrt{2}} = 0,35/4,53 \cdot 10^6 = 77,3 \cdot 10^{-9} \text{ с} = 77,3 \text{ нс}$.

В областях нижних частот и больших времен $G_{\text{н}} = -10 \lg[1 + (f_{\text{н}\sqrt{2}}/f_{\text{н}})^2] -$
 $\times -10 \lg[1 + (f_{\text{рн}}/f_{\text{н}})^2] + 10 \lg[1 + (f_{\text{zn}}/f_{\text{н}})^2] = -10 \lg[1 + (15,92/50)^2] - 10 \lg[1 +$
 $+ (23,71/50)^2] + 10 \lg[1 + (3,39/50)^2] = -1,3 \text{ дБ}$; $\varphi_{\text{н}} = \arctg(f_{\text{н}\sqrt{2}}/f_{\text{н}}) + \arctg(f_{\text{рн}}/f_{\text{н}}) -$
 $\arctg(f_{\text{zn}}/f_{\text{н}}) = \arctg(15,92/50) + \arctg(23,71/50) - \arctg(3,39/50) = 42,7^\circ$, $\Delta =$
 $= 2\pi f_{\text{н}\sqrt{2}} t_{\text{н}} = 6,283 \cdot 15,92 \cdot 0,001 = 0,1$, $\Delta_{\text{н}} = S f_{\text{н}}/C_{\text{блн}} = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 0,001/47 \cdot 10^{-6} =$
 $= 0,1277$, $\Delta_{\Sigma} = \Delta + \Delta_{\text{н}} = 0,1 + 0,1277 = 0,2277$.

Пример 4.3. Рассчитать параметры резисторного каскада по схеме с ОБ (рис. 3.2) по исходным данным примера 4.1.

Используя равенства (3.8) — (3.11), предварительно определяем параметры, относящиеся к области средних частот: $R_n = 500$ Ом, $R_{вх} = R_3 / (1 + y_{213} R_3) = 300 / (1 + 0,0933 \cdot 300) = 10,35$ Ом, $R_r = R_1 \parallel R_3 = 231$ Ом, $K = 4,67$ (13,4 дБ), $K_E = 0,0478$ (−26,4 дБ).

Решение. В областях верхних частот и малых времен согласно (4.18), (1.22), (4.14), (1.10), (1.9)

$$f_B \sqrt{2} = \frac{R_r S_i r_{6'3} + r_{6'} + r_{6'3}}{2\pi C_{6'3} r_{6'3} (R_r + r_{6'})} = \frac{231 \cdot 0,1 \cdot 1050 + 75 + 1050}{6,283 \cdot 106,1 \cdot 10^{-12} \cdot 1050 (231 + 75)} =$$

$$= 118,6 \cdot 10^6 \text{ МГц};$$

$$Q_s = K f_B \sqrt{2} = 4,67 \cdot 118,6 = 533,9 \text{ МГц};$$

$$G_B = -10 \lg[1 + (f_B/f_B \sqrt{2})^2] = -10 \lg[1 + (1/118,6)^2] = -0,003 \text{ дБ}, \quad \varphi_B =$$

$$= -\arctg(f_B/f_B \sqrt{2}) = -\arctg(1/118,6) = -0,48^\circ, \quad t_y = 0,35/f_B \sqrt{2} = 0,35/118,6 \cdot 10^6 =$$

$$= 2,95 \cdot 10^{-9} \text{ с} = 2,95 \text{ нс}.$$

В областях нижних частот и больших времен

$$f_H \sqrt{2} = 1/2\pi C_p (R_n + R_2) = 0,1592/3,3 \cdot 10^{-12} (1 + 1) \cdot 10^3 = 24,12 \text{ Гц}, \quad G_H =$$

$$= -10 \lg[1 + (f_H \sqrt{2}/f_H)^2] = -10 \lg[1 + (24,12/50)^2] = -0,909 \text{ дБ}, \quad \varphi_H = \arctg \times$$

$$\times (f_H \sqrt{2}/f_H) = \arctg(24,12/50) = 25,8^\circ, \quad \Delta_\Sigma = \Delta = 2\pi f_H \sqrt{2} t_H = 6,283 \cdot 24,12 \cdot 0,001 =$$

$$= 0,1515 \cdot 2\pi f_H \sqrt{2} t_H = 6,283 \cdot 24,12 \cdot 0,001 = 0,1515.$$

Пример 4.4. Рассчитать параметры резисторного каскада по схеме с ОЗ (рис. 3.5) по исходным данным примера 4.2.

Решение. Используя равенства (3.20) — (3.24), предварительно определяем параметры, относящиеся к области средних частот: $R_n \approx 1,5$ кОм, $R_{вх} = R_n / (1 + SR_n) = 1000 / (1 + 0,006 \cdot 1000) = 142,9$ Ом, $R_r = R_1 \parallel R_r = 600$ Ом, $K = 9$ (19,1 дБ), $K_E = 0,7827$ (−1,064 дБ).

В областях верхних частот и малых времен согласно (4.19), (4.5) и (1.22)

$$f_B \sqrt{2} = \frac{1 + SR_r}{2\pi (C_{11н} - C_{12н} + C_m) R_r} = \frac{0,1592 (1 + 6 \cdot 0,6)}{(5 - 1,5 + 5) \cdot 10^{-12} \cdot 600} =$$

$$= 106,1 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 106,1 \text{ МГц}, \quad \hat{G}_B = -10 \lg[1 + (f_B/f_B \sqrt{2})^2] =$$

$$= -10 \lg[1 + (3/106,1)^2] = -0,0035 \text{ дБ},$$

$$\varphi_B = -\arctg(f_B/f_B \sqrt{2}) = -\arctg(3/106,1) = -1,6^\circ.$$

В областях нижних частот и больших времен $f_H \sqrt{2} = 1/2\pi C_p (R_c + R_2) \approx$
 $\approx 0,1592/10 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 10^6 = 15,9 \text{ Гц}, \quad G_H = -10 \lg[1 + (f_H \sqrt{2}/f_H)^2] = -10 \lg[1 +$
 $+ (15,92/50)^2] = -0,42 \text{ дБ}, \quad \varphi_H = \arctg(f_H \sqrt{2}/f_H) = \arctg(15,92/50) = 17,7^\circ, \quad \Delta_\Sigma =$
 $= \Delta = 2\pi f_H \sqrt{2} t_H = 6,283 \cdot 15,92 \cdot 0,001 = 0,1.$

¹ У каскада с ОБ блокировочный конденсатор $C_{6л3}$ отсутствует.

² У каскада с ОЗ блокировочный конденсатор $C_{6лн}$ отсутствует.

Пример 4.5. Рассчитать параметры резисторного каскада по схеме с ОК (рис. 3.3) по исходным данным примера 4.1 с учетом новых значений $R_{61}=7,5$ кОм и $R_{62}=3,9$ кОм.

Решение. Используя равенства (3.12) — (3.16), предварительно определяем параметры, относящиеся к области средних частот: $R_3=R_2=1$ кОм, $R_H=500$ Ом, $R_6=2,89$ кОм, $R_{вх}=2742$ Ом, $R_r=743$ Ом, $R_{вых}=17,79$ Ом, $K=0,986$ (−0,12 дБ), $K_E=0,723$ (−2,282 дБ).

В областях верхних частот и малых времен согласно (4.21), (4.5), (1.10), (1.9), (1.22)

$$f_{в \sqrt{2}} = \frac{R_r + r'_6 + r_{6'3}(1 + S_i R_H)}{2\pi [C_{6'3} r_{6'3} (R_r + r'_6 + R_H) + C_H (R_r + r'_6)] S_i r_{6'3} R_H} =$$

$$= \frac{743 + 75 + 1050(1 + 0,1 \cdot 500)}{6,283 [106,1 \cdot 1050(743 + 75 + 500) + 4(743 + 75) 0,1 \cdot 1050 \cdot 500]} =$$

$$= 27,17 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 27,17 \text{ МГц},$$

$$Q_S = K f_{в \sqrt{2}} = 0,986 \cdot 27,17 = 26,79 \text{ МГц}, \quad G_B = -10 \lg[1 + (f_{в \sqrt{2}}/f_{в \sqrt{2}})^2] =$$

$$= -10 \lg[1 + (1/27,17)^2] = -0,014 \text{ дБ}, \quad \varphi_B = -\arctg(f_{в \sqrt{2}}/f_{в \sqrt{2}}) = -\arctg(1/27,17) =$$

$$= -2,1^\circ, \quad t_y = 0,35/f_{в \sqrt{2}} = 0,35/27,17 \cdot 10^6 = 12,9 \cdot 10^{-9} \text{ с} = 12,9 \text{ нс.}$$

В областях нижних частот и больших времен $f_{н \sqrt{2}} = 1/2\pi C_P (R_{вых} \| R_3 + R_2) = 0,1592/3,3 \cdot 10^{-9} \times$
 $\times (17,47 + 1000) = 43,6 \text{ Гц}, \quad G_H = -10 \lg[1 + (f_{н \sqrt{2}}/f_{н \sqrt{2}})^2] = -10 \lg[1 + (43,6/50)^2] =$
 $= -2,46 \text{ дБ}^1, \quad \varphi_H = \arctg(f_{н \sqrt{2}}/f_{н \sqrt{2}}) = \arctg(43,6/50) = 41,1^\circ, \quad \Delta_\Sigma = \Delta = 2\pi f_{н \sqrt{2}} t_H =$
 $= 6,283 \cdot 43,6 \cdot 0,001 = 0,273.$

Пример 4.6. Рассчитать параметры резисторного каскада по схеме с ОС (рис. 3.6) по исходным данным примера 4.2.

Решение. Используя равенства (3.17), (3.20), (3.25) и (3.27), предварительно определяем параметры, относящиеся к области средних частот: $R_1=R_r=1,5$ кОм, $R_H=1,5$ кОм, $R_2=R_{2B}=1$ МОм, $R_H \approx 1,5$ кОм, $R_{вх}=R_3=429$ кОм, $R_r=1,49$ кОм, $R_{вых}=166,7$ Ом, $K=0,9$ (−0,92 дБ), $K_E=0,897$ (−0,94 дБ).

В областях верхних частот и малых времен согласно (4.24) — (4.26), (4.5), (1.10), (1.9), $C_{вх} = (C_{11H} + SR_H C_{12H}) / (1 + SR_H) + C_M = (5 + 6 \cdot 1,5 \cdot 1,5) / (1 + 6 \cdot 1,5) +$
 $+ 5 = 6,85 \text{ пФ}, \quad f_{в \sqrt{2}} = 1/2\pi C_{вх} R_r = 0,1592/6,85 \cdot 10^{-12} \cdot 1,49 \cdot 10^3 = 15,59 \cdot 10^6 \text{ Гц} =$
 $= 15,59 \text{ МГц}, \quad Q_S = K f_{в \sqrt{2}} = 0,9 \cdot 15,59 \approx 14 \text{ МГц}, \quad G_B = -10 \lg[1 + (f_{в \sqrt{2}}/f_{в \sqrt{2}})^2] =$
 $= -10 \lg[1 + (3/15,59)^2] = -0,158 \text{ дБ}, \quad \varphi_B = -\arctg(f_{в \sqrt{2}}/f_{в \sqrt{2}}) = -\arctg(3/15,59) =$
 $= -10,9^\circ, \quad t_y = 0,35/f_{в \sqrt{2}} = 0,35/15,59 \cdot 10^6 = 22,4 \cdot 10^{-9} \text{ с} = 22,4 \text{ нс.}$

В областях нижних частот и больших времен $f_{н \sqrt{2}} = 1/2\pi C_P (R_{вых} \| R_H +$
 $+ R_2) = 0,1592/10 \cdot 10^{-9} (150 + 1 \cdot 10^6) = 15,92 \text{ Гц}, \quad G_H = -10 \lg[1 + (f_{н \sqrt{2}}/f_{н \sqrt{2}})^2] =$
 $= -10 \lg[1 + (15,92/50)^2] = -0,84 \text{ дБ}^1, \quad \varphi_H = \arctg(15,92/50) = 17,7^\circ, \quad \Delta_\Sigma = \Delta =$
 $= 2\pi f_{н \sqrt{2}} t_H = 6,28 \cdot 3 \cdot 15,92 \cdot 0,001 = 0,1.$

Пример 4.7. Определить параметры каскада с эмиттерной коррекцией на транзисторе КТ602 Б при исходных данных примера 4.1, кроме цепи эмиттера, которая в отличие от показанной на

¹ У каскада с ОК блокировочный конденсатор $C_{6л3}$ отсутствует.

рис. 3.1 состоит из резистора $R_{НЭ}=100$ Ом и конденсатора $C_{НЭ}=120$ пФ (рис. 4.3).

Решение. Используя (4.27), (4.29)—(4.32) и (4.37), находим:

$$K = \frac{h_{21э} R_{Н}}{h_{11э} + h_{21э} R_{НЭ}} = \frac{105 \cdot 500}{1125 + 105 \cdot 100} = 4,52.$$

$$a = C_{НЭ} R_{НЭ} = 150 \cdot 10^{-12} \cdot 100 = 15 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

$$\lambda = 1 + (R_{Г} + r'_6) / r'_{6э} = 1 + (625 + 75) / 1050 = 1,667,$$

$$m = \frac{(C_0 + S_i R_{НЭ} C_{Н}) (R_{Г} + r'_6) + (C_0 r'_э + \lambda C_{НЭ}) R_{НЭ}}{\lambda + S_i R_{НЭ}} =$$

$$= \frac{[(306,1 + 0,1 \cdot 100 \cdot 4) (625 + 75) + (106,1 + 1,667 \cdot 150) 100] \cdot 10^{-12}}{1,667 + 0,1 \cdot 100} =$$

$$= 23,82 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

$$n = \frac{C_0 C_{НЭ} (R_{Г} + r'_6) R_{НЭ}}{\lambda + S_i R_{НЭ}} =$$

$$= \frac{306,1 \cdot 150 (625 + 75) \cdot 100 \cdot 10^{-24}}{1,667 + 0,1 \cdot 100} = 16,6 \cdot 10^{-18} \text{ с}^2;$$

$$\hat{a} = a / \sqrt{n} = 15 \cdot 10^{-9} / \sqrt{16,6 \cdot 10^{-18}} = 0,903;$$

$$\hat{m} = m / \sqrt{n} = 23,82 \cdot 10^{-9} / \sqrt{16,6 \cdot 10^{-18}} = 1,435.$$

Поскольку $Q = 1/\hat{m} = 1/1,435 = 0,697 > 0,5$, то установление выходного напряжения носит колебательный характер. Используя рис. 4.7 и 4.6, узнаем, что $\delta = 8,5\%$, а $t_y = 1,36$. При этом физическое время установления $t_y = \sqrt{n} t_y = \sqrt{16,6 \cdot 10^{-18}} \cdot 1,36 = 25,57$ нс.

Согласно (4.4) и (4.6) верхняя граничная частота на уровне -3 дБ $f_{в \sqrt{2}} = 0,35/t_y = 0,35/25,57 \cdot 10^{-9} = 13,69 \cdot 10^6$ Гц $= 13,69$ МГц и площадь усиления $Q_S = K f_{в \sqrt{2}} = 4,52 \cdot 13,69 = 61,9$ МГц.

Условие $\hat{a}^2 > \hat{m}^2 - 2$, полученное из (4.40), численно имеющее вид $\hat{a}^2 = 0,903^2 = 0,8154 > \hat{m}^2 - 2 = 1,435^2 - 2 = 0,059$, удовлетворяется, следовательно, АЧХ каскада имеет максимум с координатами, определяемыми с помощью (4.38) и (4.39):

$$f_M = \frac{\sqrt{-1 + \sqrt{1 + \hat{a}^2 (\hat{a}^2 - \hat{m}^2 + 2)}}}{2\pi a} =$$

$$= \frac{\sqrt{-1 + \sqrt{1 + 0,903^2 (0,903^2 - 1,435^2 + 2)}}}{6,283 \cdot 15 \cdot 10^{-9}} = 5,529 \cdot 10^6 \text{ Гц} =$$

$$= 5,529 \text{ МГц},$$

$$R_{\max} = \frac{a}{\sqrt{\hat{m}^2 - 2 + 2n(2\pi f_M)^2}} = \frac{0,903}{\sqrt{1,435^2 - 2 + 2 \cdot 16,6 \cdot 10^{-18} (6,283 \cdot 5,529 \cdot 10^6)^2}} =$$

$$= 1,372 \text{ (2,74 дБ)}.$$

Пример 4.8. Рассчитать емкость конденсатора $C_{блэ}$, включенного по схеме на рис. 4.8, a по исходным данным примеров 4.1 и 4.7 при $f_{ps} = 21,45$ Гц и $R^* = R_s - R_{НЭ} = 300 - 100 = 200$ Ом.

Решение. В отличие от (4.8) здесь $f_{z\alpha} = 1/2\pi C_{\text{бл}\alpha} R^*_{\alpha}$ и $M_{\alpha} = f_{p\alpha}/f_{z\alpha} = 1 + h_{21\alpha} R^*_{\alpha} / (R_{\Gamma} + h_{21\alpha} R_{\text{вз}} + h_{11\alpha}) = 1 + 105 \cdot 200 (625 + 105 \cdot 100 + 1125) = 2,714$.

При этом $C_{\text{бл}\alpha} = M_{\alpha} / 2\pi f_{p\alpha} R^*_{\alpha} = 2,714 \cdot 0,1592 / 21,45 \cdot 200 = 100,7 \cdot 10^{-6}$ Ф $\approx \approx 100$ мкФ.

Пример 4.9. У каскада с ОИ сопротивление нагрузки в цепи стока $R_c = 1,5$ кОм, шунтирующая емкость $C_0 = 23,5$ пФ. Определить индуктивность корректирующей катушки, отвечающую максимально плоской АЧХ.

Решение. Как видно из рис. 4.10, максимально плоская АЧХ получается при $k = L/C_0 R_c^2 = 0,414$, откуда следует, что $L = k C_0 R_c^2 = 0,414 \cdot 23,5 \cdot 10^{-12} \cdot 1500^2 = -21,9 \cdot 10^{-6}$ Гн $= 21,9$ мкГн.

Пример 4.10. Резисторный каскад, выполненный по данным примера 4.1, дополнен элементами НЧ коррекции $C_{\Phi} = 3,3$ мкФ и $R_{\Phi} = 3$ кОм. Следует определить параметры каскада, относящиеся к области нижних частот.

Решение. Обращаясь к выражениям (4.45), (4.32) и (4.49), находим обобщенные параметры и оптимальное значение емкости C_{Φ} : $a = (R_K + R_{\Phi}) / C_{\Phi} R_{\Phi} R_K = (1+3) \cdot 10^3 / 3,3 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 1 \cdot 10^6 = 404$ с⁻¹; $m = [1 + R_{\Phi} / (R_K + R_2)] / C_{\Phi} R_{\Phi} + 1 / C_p (R_K + R_2) = [1 + 3 / (1+1)] / 3,3 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^3 + 1 / 3,3 \cdot 10^{-6} (1+1) \cdot 10^3 = 404$ с⁻¹; $n = 1 / C_p (R_K + R_2) C_{\Phi} R_{\Phi} = 1 / 3,3 \cdot 10^{-6} (1+1) \cdot 10^3 \cdot 3,3 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^3 = 15304$ с⁻², $\hat{a} = a / \sqrt{n} = 404 / \sqrt{15304} = 3,266$; $\hat{m} = m / \sqrt{n} = 404 / \sqrt{15304} = 3,266$;

$$C_{\Phi \text{ опт}} = \frac{C_p (R_K + R_2)}{R_{\Phi}} \left[\sqrt{\left(\frac{R_{\Phi}}{R_K}\right)^2 + \frac{2 R_{\Phi} R_2}{R_K (R_K + R_2)}} - \frac{R_{\Phi}}{R_K + R_2} \right] =$$

$$= \frac{3,3 (1+1)}{3} \left[\sqrt{\left(\frac{3}{1}\right)^2 + \frac{2 \cdot 3 \cdot 1}{1 (1+1)}} - \frac{3}{1+1} \right] = 4,32 \text{ мкФ}.$$

Так как $C_{\Phi} = 3,3$ мкФ $< C_{\Phi \text{ опт}} = 4,32$ мкФ, то у АЧХ есть максимум на частоте

$$f_M = \frac{a}{2\pi \sqrt{-1 + \hat{a}^2 (\hat{a}^2 - \hat{m}^2 + 2)}} =$$

$$= \frac{404}{6,283 \sqrt{-1 + 3,266^2 (3,266^2 - 3,266^2 + 2)}} = 33,3 \text{ Гц}$$

с ординатой

$$K_{\text{max}} = \hat{a} / \sqrt{\hat{m}^2 - 2 + 2n / (2\pi f_M)^2} =$$

$$= 3,266 / \sqrt{3,266^2 - 2 + 2 \cdot 15304 / (6,283 \cdot 33,3)^2} = 1,07 (0,59 \text{ дБ}).$$

Пример 4.11. Используя данные примера 4.10, найти неравномерность плоской вершины прямоугольного импульса с длительностью $t_H = 1$ мс.

Решение. Так как в предыдущем примере получилось $m = a$, то расчет Δ выполняем по формулам (4.52) и (4.53):

$$f_{p \ 1,2} = \frac{n}{\pi (m \pm \sqrt{m^2 - 4n})} = \frac{15304}{3,142 (404 \pm \sqrt{404^2 - 4 \cdot 15304})}.$$

Получая $f_{p1}=6,37$ Гц, $f_{p2}=57,6$ Гц и $\Delta \approx 2\pi^2 f_{p1} f_{p2} t_n^2 = 2 \cdot 3,142^2 \cdot 6,73 \cdot 57,6 \times (10^{-3})^2 = 0,00765 \approx 0,77\%$.

Пример 4.12. Определить емкость конденсатора $C_4 = C_\Phi$ (рис. 4.14) для $C_2 = C_p = 1$ мкФ, $R_2 = 3,3$ кОм, $R_5 = R_k - 1$ кОм.

Решение. Из формулы (4.54) $C_\Phi = C_p R_2 / R_k = 1 \cdot 3,3 / 1 = 3,3$ мкФ.

4.3. ЗАДАЧИ

Задача 4.1. Используя исходные данные примера 4.1, определить емкости конденсаторов C_p и $C_{блз}$ для $f_{pз} = f_n \sqrt{2}$, $f_z \approx 0$, $G_n = -2$ дБ ($f_n = 50$ Гц).

Ответ. $C_p = 3,12$ мкФ ≈ 3 мкФ, $C_{блз} = 396$ мкФ ≈ 390 мкФ.

Задача 4.2. Используя исходные данные примера 4.1, определить емкости конденсаторов C_p и $C_{блз}$ для $\Delta_s = \Delta = 0,05$ ($t_n = 1$ мс).

Ответ. $C_p = 10$ мкФ, $C_{блз} = 1200$ мкФ.

Задача 4.3. Используя исходные данные примера 4.1, определить сопротивление резистора R_k , при котором $G_n = -2$ дБ для $f_b = 1$ МГц.

Ответ. $R_k = 382$ Ом ≈ 390 Ом.

Задача 4.4. Используя исходные данные примера 4.1, определить сопротивление резистора R_k , при котором $t_y = 200$ нс.

Ответ. $R_k = 851$ Ом ≈ 820 Ом.

Задача 4.5. Используя исходные данные примера 4.2, определить емкости конденсаторов C_p и $C_{блн}$ для $f_{pн} = f_n \sqrt{2}$, $f_z \approx 0$, $G_n = -1$ дБ ($f_n = 50$ Гц).

Ответ. $C_p = 91$ нФ, $C_{блн} = 64$ мкФ ≈ 68 мкФ.

Задача 4.6. Используя данные примера 4.2, определить емкости конденсаторов C_p и $C_{блн}$ для $\Delta_n = \Delta = 0,05$ ($t_n = 1$ мс).

Ответ. $C_p = 20$ нФ, $C_{блн} = 120$ мкФ.

Задача 4.7. Используя исходные данные примера 4.2, определить сопротивление резистора R_c , при котором $G_n = -1$ дБ для $f_b = 3$ МГц.

Ответ. $R_c = 896$ Ом ≈ 910 Ом.

Задача 4.8. Используя исходные данные примера 4.2, определить R_c , при котором $t_y = 60$ нс.

Ответ. $R_c = 918$ Ом ≈ 910 Ом.

Задача 4.9. Найти частоту $f_{b\sqrt{2}}$ у каскада с ОБ с параметрами, приведенными в примере 4.1, при $R_r = 0$.

Ответ. $f_{b\sqrt{2}} = 21,5$ МГц.

Задача 4.10. Найти частоту $f_{b\sqrt{2}}$ у каскада с ОБ с параметрами, приведенными в примере 4.1, при $R_r \rightarrow \infty$.

Ответ. $f_{b\sqrt{2}} > 150$ МГц.

Задача 4.11. Найти частоту $f_{b\sqrt{2}}$ у каскада с ОЗ с параметрами, приведенными в примерах 4.2 и 4.4, при $R_r \rightarrow 0$.

Ответ. $f_{b\sqrt{2}} \rightarrow \infty$.

Задача 4.12. Найти частоту $f_{b\sqrt{2}}$ у каскада с ОЗ с параметрами, приведенными в примерах 4.2 и 4.4, при $R_r \rightarrow \infty$.

Ответ. $f_{B\sqrt{2}} \rightarrow 112,4$ МГц.

Задача 4.13. Найти частоту $f_{B\sqrt{2}}$ у каскада с ОК с параметрами, приведенными в примерах 4.1 и 4.5, при $R_r = 0$.

Ответ. $f_{B\sqrt{2}} = 133,3$ МГц.

Задача 4.14. Найти частоту $f_{B\sqrt{2}}$ у каскада с ОК с параметрами, приведенными в примерах 4.1 и 4.5, при $R_r \rightarrow \infty$.

Ответ. $f_{B\sqrt{2}} = 495$ кГц.

Задача 4.15. Найти частоту $f_{B\sqrt{2}}$ у каскада с ОС с параметрами, приведенными в примерах 4.2 и 4.6, при $R_r \rightarrow 0$.

Ответ. $f_{B\sqrt{2}} \rightarrow \infty$.

Задача 4.16. Найти частоту $f_{B\sqrt{2}}$ у каскада с ОС с параметрами, приведенными в примерах 4.2 и 4.6, при $R_r \rightarrow \infty$.

Ответ. $f_{B\sqrt{2}} \rightarrow 0$.

Задача 4.17. По исходным данным примера 4.7 найти верхнюю граничную частоту $f_p = f_{B\sqrt{2}}$, время установления и площадь усиления.

Ответ. $f_{B\sqrt{2}} = 7,35$ МГц, $t_y = 47,6$ нс, $Q_S = 33,2$ МГц.

Задача 4.18. По исходным данным примера 4.7 определить емкость конденсатора $(C_{нз})_{z=p}$ и отвечающие ей параметры каскада.

Ответ. $C_{нз} = 38,6$ пФ, $a = 3,88$ пс, $m = 22,17$ пс, $n = 70,9$ (пс)², $f_{z_0} = 41,1$ МГц, $\hat{a} = 0,458$, $\hat{m} = 2,633$, $Q = 0,380$, $f_{p1} = 41,1$ МГц, $f_{p2} = f_{B\sqrt{2}} = 8,67$ МГц, $\delta = 0$, $t_y = 40,4$ нс, $Q_S = 39,2$ МГц.

Задача 4.19. По исходным данным примера 4.7 определить критическое значение емкости $C_{нз}$ и отвечающие ей параметры каскада.

Ответ. $C_{нз} = 70$ пФ, $a = 7$ пс, $m = 22,7$ пс, $n = 128,5$ (пс)², $f_{z_0} = 22,7$ МГц, $\hat{a} = 0,618$, $\hat{m} = 2$, $Q = 0,5$, $f_{p1} = f_{p2} = 14,04$ МГц, $\delta = 0$, $t_y = 33,5$ нс, $f_{B\sqrt{2}} = 10,45$ МГц, $Q_S = 47,2$ МГц.

Задача 4.20. По исходным данным примера 4.7 определить оптимальное значение емкости $C_{нз}$ и отвечающие ей параметры каскада.

Ответ. $C_{нз} = 112,9$ пФ, $a = 11,29$ нс, $m = 23,39$ пс, $n = 207,4$ (пс)², $f_{z_0} = 14,1$ МГц, $\hat{a} = 0,784$, $\hat{m} = 1,617$, $Q = 0,618$, $\delta = 3\%$, $t_y = 26,6$ нс, $f_{B\sqrt{2}} = 13,14$ МГц, $Q_S = 59,3$ МГц.

Задача 4.21. Определить выигрыш, получаемый по площади усиления за счет применения индуктивной коррекции в режиме максимально плоской АЧХ при отсчете верхней граничной частоты на уровне — 3 дБ (0,707).

Ответ. 1,7 раза (4,6 дБ).

Задача 4.22. Аналогично задаче 4.21 определить выигрыш при отсчете верхней граничной частоты на уровне — 1 дБ (0,891).

Ответ. 2,3 раза (7,2 дБ).

Задача 4.23. По известным данным каскада с индуктивной коррекцией $S = 6$ мСм, $R_c = 1$ кОм, $C_0 = 23,5$ пФ, $K_{\max} = 1,414$ (3 дБ)

рассчитать корректирующую индуктивность и параметры, относящиеся к области верхних частот.

Ответ. $k=0,95$, $x_M=0,8$, $L=50,2$ мкГн, $f_M=3,61$ МГц, $x_{H\sqrt{2}}=1,8$. $f_{H\sqrt{2}}=8,13$ МГц.

Задача 4.24. Определить параметры, относящиеся к области малых времен у каскада с индуктивной коррекцией для $R_c=1,5$ кОм, $C_0=23,5$ пФ и $k=0,5$.

Ответ. $L=26,43$ мкГн, $a=16,62$ нс, $m=35,25$ нс, $n=621,3$ (нс)², $d=0,707$, $\hat{m}=1,414$, $\delta=7\%$, $t_y=46,4$ нс.

Задача 4.25. Найти нижние граничные частоты на уровне -3 дБ у каскада с НЧ коррекцией, у которого $R_k=R_2=1$ кОм, $R_\phi=3$ кОм, $C_p=3,3$ мкФ для $C_\phi=0$, $C_\phi=\infty$, $(C_\phi)_{z=p}$, $C_{\phi \text{ opt}}$ и $C_{\phi \text{ кр}}$, а также значения $(C_\phi)_{z=p}$, $C_{\phi \text{ opt}}$, $C_{\phi \text{ кр}}$.

Ответ. $(f_{H\sqrt{2}})_{C_\phi=0}=9,65$ Гц, $(f_{H\sqrt{2}})_{C_\phi=\infty}=24,12$ Гц, $(f_{H\sqrt{2}})_{z=p}=6,03$ Гц, $(f_{H\sqrt{2}})_{\text{opt}}=5,97$ Гц, $(f_{H\sqrt{2}})_{\text{кр}}=10,73$ Гц, $(C_\phi)_{z=p}=4,4$ мкФ, $C_{\phi \text{ opt}}=4,32$ мкФ, $C_{\phi \text{ кр}}=3,3$ мкФ.

Указание: частоты $f_{H\sqrt{2}}$ для $C_{\phi \text{ opt}}$ и $C_{\phi \text{ кр}}$ находятся из решения относительно q уравнения $|K(q)|=K/\sqrt{2}$, полученного из (4.44), имея в виду, что $f=1/2\pi q$.

Задача 4.26. Рассчитать неравномерность плоской вершины прямоугольного импульса длительностью 1 мс для $R_k=R_2=1$ кОм, $R_\phi=3$ кОм, $C_p=3,3$ мкФ, $C_\phi=4,32$ мкФ, предварительно определив f_z , f_{p1} , f_{p2} .

Ответ. $f_z=4,9$ Гц, $f_{p1}=4,9$ Гц, $f_{p2}=6,1$ Гц, $\Delta=0,038=3,8\%$.

Задача 4.27. Определить выигрыш в смысле уменьшения нижней граничной частоты каскада с НЧ коррекцией с данными, приведенными в задаче 4.25, сравнив значения $(C_\phi)_{z=p}$ и $C_\phi=\infty$.

Ответ. $g=4$.

Задача 4.28. Рассчитать нижнюю граничную частоту и емкости конденсаторов C_p и C_ϕ у каскада с НЧ коррекцией на полевом транзисторе для $R_c=1$ кОм, $R_2=100$ кОм, $R_\phi=3$ кОм, $C_\phi=(C_\phi)_{z=p}$, $f_H=30$ Гц, $G_H=-2$ дБ.

Ответ. $f_{H\sqrt{2}}=15,3$ Гц, $C_p=26,1$ нФ ≈ 27 нФ.

Задача 4.29. Используя схемные данные из задачи 4.28, найти неравномерность плоской вершины прямоугольного импульса с длительностью 1 мс.

Ответ. $\Delta=0,096=9,6\%$.

4.4. УПРАЖНЕНИЯ

Упражнение 4.1. Каково назначение элементов схемы на рис. 4.3?

Упражнение 4.2. Как сказывается на АЧХ и ПХ увеличение (уменьшение) емкости разделительного конденсатора?

Упражнение 4.3. Каково влияние емкости C_0 на АЧХ и ПХ резисторного каскада?

Упражнение 4.4. Выполнить расчет АЧХ и ФЧХ резисторного каскада.

Упражнение 4.5. В чем заключаются физические основы влияния элементов $C_{нз}$, $R_{нз}$ (рис. 4.3) на АЧХ?

Упражнение 4.6. Выполнить расчет АЧХ в области верхних частот при нескольких значениях емкости конденсатора $C_{нз}$.

Упражнение 4.7. В чем заключаются физические основы влияния элементов $C_{нз}$, $R_{нз}$ (рис. 4.3) на ПХ?

Упражнение 4.8. Каково назначение элементов схемы на рис. 4.8?

Упражнение 4.9. В каких условиях целесообразно использование индуктивной коррекции?

Упражнение 4.10. Каковы физические основы влияния корректирующей индуктивности на АЧХ и ПХ?

Упражнение 4.11. Что представляет собой коэффициент коррекции?

Упражнение 4.12. Как оценивается эффективность применения высокочастотной коррекции?

Упражнение 4.13. Выполнить расчет АЧХ каскада с эмиттерной коррекцией в области верхних частот при различных значениях емкости конденсатора $C_{нз}$.

Упражнение 4.14. В чем заключаются физические основы влияния элементов $C_{ф}$, $R_{ф}$ на АЧХ в области нижних частот и на ПХ в области больших времен?

Упражнение 4.15. Каким образом оценивается эффективность использования НЧ коррекции?

Упражнение 4.16. Выполнить расчет АЧХ в области нижних частот при различных значениях емкостей конденсаторов C_p и $C_{ф}$.

Упражнение 4.17. Какая связь существует между частотами f_z , f_{p1} и f_{p2} и параметром Δ у каскада с НЧ коррекцией?

Упражнение 4.18. Почему использование ГСТ вместо резистора $R_{ф}$ способствует большей эффективности применения НЧ коррекции?

Глава 5.

ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

5.1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Шумы в усилительных устройствах в основном определяются шумами активных сопротивлений и усилительных элементов (транзисторов, интегральных микросхем), расположенных во входных цепях (или каскадах) усилителей. Наличие собственных источников шумов ограничивает возможность усиления слабых сигналов.

Шумы активных сопротивлений можно представить в виде источника напряжения (рис. 5.1) или источника тока (рис. 5.2). Со-

ответствующие значения ЭДС и тока этих источников (см. гл. 1) следующие [1]:

$$U_{ш} = \sqrt{4kTR_{ш}\Delta f}, \quad I_{ш} = \sqrt{4kTG_{ш}\Delta f}, \quad (5.1), (5.2)$$

где Δf — полоса частот; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура; $G_{ш}$ — шумовая проводимость; $R_{ш}$ — шумовое сопротивление.

Формулы (1.33), (1.34), (5.1) и (5.2) можно представить в виде

$$U_{ш} = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{R_{ш}\Delta f}; \quad I_{ш} = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{G_{ш}\Delta f}. \quad (5.3), (5.4)$$

Спектральные плотности шумов по напряжению и току [9] составляют:

$$W_U / \sqrt{\Delta f} = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{R_{ш}}, \quad (5.5)$$

$$W_I = I_{ш} / \sqrt{\Delta f} = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{G_{ш}}. \quad (5.6)$$

В гл. 1 приведены формулы и пример расчета шумовых характеристик усилителя для простейших случаев. В настоящей главе приведены более общие расчетные формулы и примеры расчета с использованием понятий нормированных спектральных плотностей шумов по напряжению и по току для различных вариантов построения усилителей и использования в них тех или других видов обратной связи.

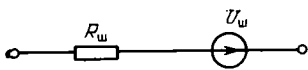


Рис. 5.1. Эквивалентная схема активного сопротивления как источника шумовой ЭДС

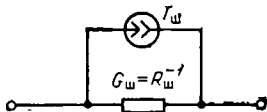


Рис. 5.2. Эквивалентная схема активного сопротивления как источника шумового задающего тока

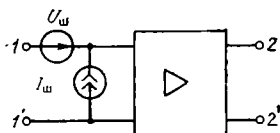


Рис. 5.3. Эквивалентная схема шумящего четырехполюсника

Любой активный элемент (транзистор или интегральную микросхему и вообще усилительное устройство) можно представить шумящим четырехполюсником (рис. 5.3).

Эквивалентные схемы транзисторов, интегральных микросхем можно представить в виде эквивалентного шумящего четырехполюсника вида рис. 5.3 и рассчитать по формулам (5.1) — (5.6) его соответствующие шумовые характеристики.

В [9] приведены выражения для шумовых параметров биполярных и полевых транзисторов нормированных спектральных плотностей шумов по напряжению $R_{ш} = F_{RU}/4kT$, по току $G_{ш} = F_{RI}/4kT$ и взаимной спектральной плотности $F_{ш}$, представляющих собой соответственно шумовое сопротивление, шумовую проводимость и взаимную спектральную плотность шумов.

Для биполярных транзисторов, включенных по схеме с ОЭ,

$$\left. \begin{aligned} R_{ш} &= r_{с'} + 0,02 I_{Б} (r_{с'})^2 + 0,02 I_{К} y_{21э}^{-2}, \\ G_{ш} &= 0,02 I_{Б} + 0,02 I_{К} / h_{21э}^2, \\ F_{ш} &= 1 + 0,02 I_{Б} r_{с'} + 0,02 I_{К} h_{21э} / h_{21э}^2, \end{aligned} \right\} \quad (5.7)$$

где $I_{Б}$ и $I_{К}$ в миллиамперах, $y_{21э}$ в миллисименсах.

Для полевых транзисторов, включенных по схеме с ОИ,

$$\left. \begin{aligned} R_{ш} &= 0,75/S, \\ G_{ш} &= R_{ш} \omega^2 C_{зп}^2 = 40 R_{ш} f^2 C_{зп}, \\ F_{ш} &= 1 + \omega C_{зп} R_{ш} = 1 + 6,28 f R_{ш} C_{зп}. \end{aligned} \right\} \quad (5.8)$$

При учете фликкер-шумов в диапазоне частот $f \geq 10$ Гц в формуле (5.7) необходимо принять

$$I'_{Б} = (1 + 500/f) I_{Б}, \quad I'_{К} = (1 + 500/f) I_{К}. \quad (5.9)$$

Формулы (5.7) — (5.9) применимы для схем включения усилительных элементов с ОБ, ОК, ОЗ и ОС.

Полагая равномерными спектральные плотности шумов, согласно [9] можно получить следующее выражение:

$$F_{ш} = P_{2ш \Sigma} / P_{2ш1} = (R_1 + R_{ш} + G_{ш} R_1^2 + 2F_{ш} R_1) / R_1, \quad (5.10)$$

а для отношения сигнал-шум

$$a_2 = 8 \cdot 10^9 E_1 \sqrt{R_1 \Delta f F_{ш}}. \quad (5.11)$$

Исследуя выражение (5.10) на экстремум, определяем оптимальное сопротивление источника сигнала, при котором коэффициент шума $F_{ш}$ максимален:

$$R_{1 \text{ opt}} = \sqrt{R_{ш} / G_{ш}}. \quad (5.12)$$

Расчет шумов каскадно соединенных четырехполюсников (многоступенчатого усилителя) сводится к расчету общего уровня шумов входной цепи и первого каскада усилителя, приведенного к ЭДС источника сигнала. Первый каскад обычно работает в малозумящем режиме, а второй и другие каскады в обычном режиме.

Расчет шумов усилителя в общем случае представляет собой трудную решаемую задачу. Для ряда частных случаев шумовые параметры усилителя могут быть рассчитаны по следующим формулам [9].

1. Для двухкаскадного усилителя с использованием различных схем включения активных элементов

$$R_{ш \Sigma} = R_{ш1}, \quad G_{ш \Sigma} = G_{ш1}, \quad F_{ш \Sigma} = F_{ш1},$$

$R_{ш1}$, $G_{ш1}$ и $F_{ш1}$ — шумовые параметры первого каскада (транзистора), рассчитываемые по формулам (5.7) и (5.8).

2. Для схемы с ОК — ОЭ.

$$R_{ш\Sigma} = R_{шI} + R_{шII}, \quad G_{ш\Sigma} = G_{шI}, \quad F_{шI} = F_{шI}, \quad (5.13)$$

где $R_{шI}$ и $R_{шII}$ — соответственно нормированные спектральные плотности (сопротивления) шумов первого и второго каскада (транзисторов).

3. Для схемы с ОК — ОК — ОЭ

$$R_{ш\Sigma} = R_{шI} + R_{шII} + R_{шIII}, \quad G_{ш\Sigma} = G_{шI}, \quad F_{ш\Sigma} = F_{шI}, \quad (5.14)$$

где $R_{шI}$, $R_{шII}$ и $R_{шIII}$ — соответственно нормированные спектральные плотности (сопротивления) шумов первого, второго и третьего каскадов (транзисторов).

Шумовые параметры усилителей с обратной связью (ОС) можно рассчитать по следующим формулам [9].

1. Для каскада с последовательной ОС по току (рис. 5.4)

$$R_{ш\Sigma} = R_{ш} + R_B, \quad G_{ш\Sigma} = G_{ш}, \quad F_{ш\Sigma} = R_B G_{ш} + F_{ш}, \quad (5.15)$$

где $R_{ш}$, $G_{ш}$, $F_{ш}$ рассчитываются по формулам (5.7) и (5.8); R_B — сопротивление в цепи последовательной ОС по току.

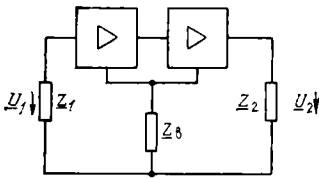


Рис. 5.4. Двухкаскадный усилитель с общей последовательной обратной связью

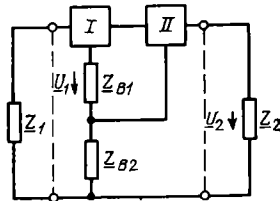


Рис. 5.5. Двухкаскадный усилитель с комбинированной последовательной ОС по току

2. Для каскада с параллельной ОС по напряжению

$$R_{ш\Sigma} = R_{ш}, \quad G_{ш\Sigma} = G_{ш} + 1/Y_B, \quad F_{ш\Sigma} = F_{ш} + R_{ш} Y_B, \quad (5.16)$$

где $R_B = 1/Y_B$ — сопротивление в цепи передачи параллельной ОС по напряжению, $R_{ш}$, $G_{ш}$ и $F_{ш}$ рассчитываются по формулам (5.7) и (5.8).

3. Для каскада с последовательной ОС по напряжению

$$R_{ш\Sigma} = R_{ш} + R_B + G_{ш} R_B^2 + 2 R_B F_{ш}, \quad G_{ш\Sigma} = G_{ш} \cdot \frac{R_B}{R_{ш}} \quad (5.17)$$

4. Для двухкаскадного усилителя с общей обратной связью по току (рис. 5.4)

$$R_{ш\Sigma} = R_{шI} + \operatorname{Re} \underline{Z}_B = R_{шI} + R_B, \quad G_{ш\Sigma} = G_{шI}, \quad F_{ш\Sigma} = \underline{Z}_B G_{шI} + F_{шI}, \quad (5.18)$$

где $Z_B = R_B + jX_B$ — сопротивление в цепи общей ОС по току (рис. 5.4), $R_{ш1}$, $G_{ш1}$ и $F_{ш1}$ — шумовые параметры первого каскада, рассчитываемые по формулам (5.7) и (5.8).

Для двухкаскадного усилителя с комбинированной последовательной ОС по току

$$\begin{aligned} R_{ш\Sigma} &= R_{ш1} + R_2 + R_{B2}, & G_{ш\Sigma} &= G_{ш1}, \\ F_{ш\Sigma} &= F_{ш1} + (Z_{B1} + Z_{B2}) G_{ш1}, \end{aligned} \quad (5.19)$$

где $Z_{B1} = R_{B1} + jX_{B1}$ и $Z_{B2} = R_{B2} + jX_{B2}$ — комплексные сопротивления в цепи комбинированной последовательной обратной связи по току (рис. 5.5); $R_{ш1}$, $G_{ш1}$ и $F_{ш1}$ — шумовые параметры первого каскада, рассчитываемые по формулам (5.7) и (5.8).

6. Для двухкаскадного усилителя с общей параллельной ОС по напряжению и местной последовательной ОС по току (рис. 5.6)

$$\begin{aligned} R_{ш\Sigma} &= R_{ш1} + R_B, & G_{ш\Sigma} &= G_{ш1} + 1/Y_B, \\ F_{ш\Sigma} &= F_{ш1} + G_{ш1} Z_B + R_{ш1}/Y_B, \end{aligned} \quad (5.20)$$

где Y_B и Z_B — сопротивления в цепи общей ОС по напряжению и местной последовательной ОС по току, $R_{ш1}$, $G_{ш1}$ и $F_{ш1}$ — шумовые параметры первого каскада, рассчитываемые по формулам (5.7) и (5.8).

Для получения максимального отношения сигнал-помеха необходимо, чтобы сопротивление источника сигнала для данного каскада было близко к оптимальному, рассчитанному по формуле (5.12). При этом R_{1opt} оказывается большим и согласно [9] происходит сужение полосы частот, для компенсации которого при сохранении максимума отношения сигнал-шум ставится между первым и вторым каскадами усилителя корректирующий каскад. Коэффициент передачи последнего в области верхних частот возрастает при повышении частоты до необходимого предела. Такой характер зависимости можно получить, если нуль функции передачи корректирующего каскада совпадает с полюсом f_p (верхней граничной частоты $f_{в\sqrt{2}}$) каскада без противозумовой коррекции. Эта задача решается, если в качестве корректирующей цепи противозумовой коррекции, например, применить частотно-зависимый делитель.

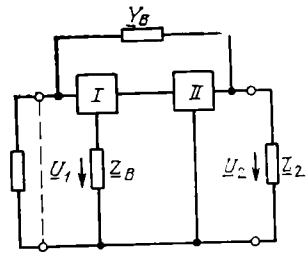


Рис. 5.6. Двухкаскадный усилитель с общей ОС параллельной по напряжению и местной последовательной ОС по току

На рис. 5.7 приведена схема такого каскада и его эквивалентная схема. Согласно [1] частота нуля функции передачи корректирующего каскада должна совпадать с полюсом функции передачи некорректированного каскада на частоте, равной

$$f_z = 1/2\pi RC. \quad (5.21)$$

При этом меньшая частота полюса передаточной функции (эта схема содержит два полюса) каскада с противозумовой коррекцией

$$f_p = [1 + (R_K + R_2)/R_2] / 2\pi [C_2 R_2 (1 + R_K/R_2) + C_{вд} (R_K + R_2)], \quad (5.22)$$

где R_2 — сопротивление внешней нагрузки каскада.

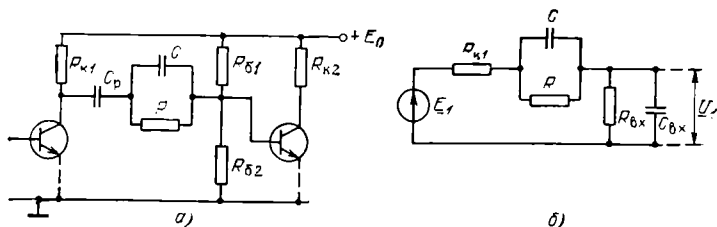


Рис. 5.7. Схемы простой противозумовой коррекции: а — принципиальная; б — эквивалентная

В данном случае R_2 определяется по формуле (3.5). Для эффективной работы противозумовой коррекции необходимо выполнение условия $f_p \geq f_v$, где f_v — верхняя граница рабочего диапазона частот.

5.2. ПРИМЕРЫ

Пример 5.1. Рассчитать уровень эквивалентных шумов по напряжению и по току для резистора $R_{ш}$ сопротивлением 1 кОм, полосы частот $\Delta f = 1$ кГц.

Решение. Используя формулы (5.3) и (5.4), находим: $U_m = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{R_m \Delta f} = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{1000 \cdot 1000} = 0,13$ мкВ; $I_m = 1,3 \cdot 10^{-10} \sqrt{G_m \Delta f} = 1,3 \cdot 10^{-10} \times \sqrt{1000 \cdot 1000} = 1,3 \cdot 10^{-4}$ мкА.

Пример 5.2. Для условий примера 5.1 рассчитать спектральные плотности шумов по напряжению и по току.

Решение. Используя формулы (5.5) и (5.6), находим $F_{RV} = 1,6 \cdot 10^{-20} R_m = 1,6 \cdot 10^{-20} \cdot 1000 = 1,6 \cdot 10^{-17}$ В/√Гц, $F_{RI} = 1,6 \cdot 10^{-20} G_m = 1,6 \cdot 10^{-2} \cdot 1/1000 = 1,6 \cdot 10^{-23}$ А/√Гц.

Пример 5.3. Рассчитать шумовые параметры биполярного транзистора КТ503А, включенного по схеме с ОЭ $R_{ш}$, $G_{ш}$, $K_{ш}$ на частотах $f < 10$ Гц.

Решение. Из справочника [10] находим $I_K = 3$ мА, $y_{21a} = 5 \cdot 10^{-2}$ См, $I_B = 40$ мкА, $r'_e = 46$ Ом, $h_{11a} = 1400$ Ом, $h_{21a} = 70$. Используя формулы (5.7), находим: $R_m = r'_e + 0,02 I_B (r'_e)^2 + 0,02 I_K y_{21a}^{-2} = 46 + 0,02 \cdot 40 \cdot 10^{-3} \cdot 46^2 + 0,02 \cdot 3 \cdot 50^{-2} = 47,7$ Ом; $G_m = 0,02 I_B + 0,02 I_K / h_{11a}^2 = 0,02 \cdot 40 \cdot 10^{-3} + 0,02 \cdot 3 / 70^2 = 812 \cdot 10^{-6}$ См = 812 мкСм; $F_m = 1 + 0,02 I_B r'_e + 0,02 I_K h_{11a} / h_{21a}^2 = 1 + 0,02 \cdot 40 \cdot 10^{-3} \cdot 46 + 0,02 \cdot 3 \times 1400 / 70^2 = 1,017$ (0,1 дБ).

Пример 5.4. Рассчитать шумовые параметры полевого транзистора КП303В, включенного по схеме с ОИ при неучете фликкер-шумов.

Решение. Из справочника [10] находим $S=4$ мСм, $G_{эв}=6$ пФ. Используя формулы (5.8), узнаем: $R_{ш}=0,75/S=0,75/4 \cdot 10^{-3}=188$ Ом, $G_{ш}=R_{ш}(2\pi f C_{эв})^2=188(6,28 \cdot 10^7 \cdot 6 \cdot 10^{-12})^2=26 \cdot 10^{-6}$ См = 26 мкСм; $F_{ш}=1+2\pi f C_{эв} R_{ш}=1+6,28 \times 10^7 \cdot 6 \cdot 10^{-12}=1,07$ ($\approx 0,1$ дБ).

Пример 5.5. Определить коэффициент шума каскада с ОЭ на транзисторе КТ503А при данных примера 5.3 и сопротивлении источника сигнала $R_1=1$ кОм.

Решение. Используя формулу (5.10), находим $F_{ш}=(R_1+R_{ш}+G_{ш}R_1^2+2F_{ш}R_1)/R_1=(10^6+47,7+812 \cdot 10^{-6} \cdot 1000^2+2 \cdot 1,017 \cdot 1000)/1000=3,86$ (5,9 дБ).

Пример 5.6. Определить коэффициент шума для схемы с ОИ на транзисторе КП303В при данных примера 5.4 и сопротивлении источника сигнала $R_1=10^6$ Ом.

Решение. Используя формулу (5.10), находим $F_{ш\Sigma}=(R_1+R_{ш}+G_{ш}R_1^2+2F_{ш}R_1)/R_1=[10^6+188+26 \cdot 10^{-6} \cdot (10^6)^2+2 \cdot 1,07 \cdot 10^6]/10^6=28,1$ (14,5 дБ).

Пример 5.7. Рассчитать отношение сигнал-шум для данных примера 5.5, если ЭДС источника сигнала $E_1=100$ мВ, а полоса частот $\Delta f=1$ кГц.

Решение. Согласно формуле (5.11) $a_2=8 \cdot 10^9 E_1 / \sqrt{R_1 F_{ш} \Delta f} = 8 \cdot 10^9 \cdot 100 \cdot 10^{-3} / \sqrt{1000 \cdot 3,86 \cdot 1000} = 4 \cdot 10^5$ (112 дБ).

Пример 5.8. Рассчитать оптимальное сопротивление источника сигнала для примера 5.3.

Решение. Используя формулу (5.12), находим $R_{1 \text{ опт}} = \sqrt{R_{ш}/G_{ш}} = \sqrt{47,7/(812 \cdot 10^{-6})} = 242$ Ом.

Пример 5.9. Рассчитать для схемы ОК — ОЭ на транзисторах КТ503А коэффициент шума, если сопротивление источника сигнала $R_1=1000$ Ом и исходные данные и параметры соответствуют примеру 5.3.

Решение. Из примера 5.3 имеем $R_{шI}=47,7$ Ом, $G_{шI}=812$ мкСм, $F_{шI}=1,017$. Тогда, полагая, что шумовые параметры каскадов с ОЭ и ОК одинаковы [10] и используя (5.13), находим $R_{ш\Sigma}=R_{шI}+R_{шII}=47,7+47,7=95,4$ Ом, $G_{ш\Sigma}=G_{шI}=812$ мкСм, $F_{ш\Sigma}=F_{шI}=1,017$. С помощью формулы (5.10) определяем $F_{ш1,2}=(R_1+G_{ш\Sigma}R_1^2+2F_{ш\Sigma}R_1)/R_1=[1000+812 \cdot 10^{-6} \cdot (10^3)^2+2 \cdot 1,017 \cdot 1000]/1000=3,85$ (5,85 дБ).

Пример 5.10. Рассчитать коэффициент шума для схемы ОК — ОК — ОЭ при условиях примеров 5.4, 5.10.

Решение. Из примера 5.9 имеем $R_{шI}=R_{шII}=R_{шIII}=47,7$ Ом; $G_{шI}=G_{шII}=G_{шIII}=812$ мкСм, $F_{ш\Sigma}=F_{шI}=1,017$. По формуле (5.10) находим $F_{ш1,2,3}=(R_1+R_{ш\Sigma}+G_{ш\Sigma}R_1^2+2F_{ш\Sigma}R_1)/R_1=[1000+47,7+812 \cdot 10^{-6}(10^3)^2+2 \cdot 1,017 \times 1000]/1000=3,89$ (5,9 дБ).

Пример 5.11. Рассчитать коэффициент шума для каскада с последовательной обратной связью по току (рис. 5.4) для условий примера 5.9, если сопротивление в цепи передачи последовательной обратной связи по току $R_B = 2$ кОм, а сопротивление источника сигнала $R_1 = 1$ кОм.

Решение. Из примера 5.3 имеем $R_m = 47,7$ Ом, $G_m = 812$ мкСм, $F_m = 1,017$.

Используя формулы (5.15), находим $R_{m\Sigma} = R_m + R_B = 47,7 + 2000 = 2048$ Ом, $G_{m\Sigma} = G_{m1} = 812$ мкСм, $F_{m\Sigma} = R_B G_m + F_{m1} = 2000 \cdot 812 \cdot 10^{-6} + 1,017 = 2,637$ (4,2 дБ).

Пример 5.12. Условия задачи те же, что и в примере 5.11, но в каскаде имеет место параллельная ОС по напряжению. Сопротивление в цепи передачи обратной связи по напряжению $Y_B = 5$ кОм.

Решение. Используя формулы (5.16) и данные примера 5.11, находим $R_{m\Sigma} = R_{m1} = 47,7$ Ом, $G_{m\Sigma} = G_{m1} + Y_B = 812 \cdot 10^{-6} + 1/5000 = 1012 \cdot 10^{-6}$ См, $F_{m\Sigma} = F_{m1} + R_{m1} Y_B = 1,017 + 47,7/5000 = 1,027$ ($\approx 0,1$ дБ).

Пример 5.13. Условия задачи те же, что и в примере 5.11, но в каскаде создана последовательная ОС по напряжению. Сопротивление в цепи передачи ОС $R_B = 1$ кОм.

Решение. Используя формулы (5.17) и данные примера 5.11, узнаем $R_{m\Sigma} = R_m + R_B + G_m/R_B^2 + 2R_B F_m = 47,7 + 1000 + 812 \cdot 10^{-6} \cdot 1000^2 + 2 \cdot 1000 \cdot 1,017 = 3894$ Ом, $G_{m\Sigma} = G_m = 812$ мкСм, $F_{m0} = (R_1 + R_{m\Sigma} + G_{m\Sigma} R_1^2 + 2F_{m\Sigma} R_1) / R_1 = [1000 + 3894 + 812 \cdot 10^{-6} (1000)^2 + 2 \cdot 1,83 \cdot 1000] / 1000 = 9,37$ (9,7 дБ).

Пример 5.14. Рассчитать коэффициент шума для двухкаскадного усилителя с общей внешней ОС по току (рис. 5.4), если $R_B = 2$ кОм. Шумовые параметры первого каскада те же, что и в примере 5.3.

Решение. Используя формулы (5.18) и данные примера 5.3, находим: $R_{m\Sigma} = R_{m1} + R_B = 47,7 + 2000 = 2048$ Ом, $G_{m\Sigma} = G_{m1} = 812$ мкСм, $F_{m0} = R_B G_{m1} + F_{m\Sigma} = 2000 \cdot 812 \cdot 10^{-6} + 1,017 = 1,64$.

По формуле (5.10) получаем $F_{m1,2,3} = (R_1 + R_{m\Sigma} + G_{m\Sigma} R_1^2 + 2F_{m\Sigma} R_1) / R_1 = [1000 + 2048 + 812 \cdot 10^{-6} \cdot (10^3)^2 + 2 \cdot 1,64 \cdot 1000] / 1000 = 7,14$ (8,5 дБ).

Пример 5.15. Рассчитать коэффициент шума для двухкаскадного усилителя с общей внешней комбинированной последовательной ОС по току (рис. 5.5), если $R_{B1} = 1$ кОм, $R_{B2} = 1$ кОм.

Шумовые параметры первого каскада те же, что и в примере 5.3.

Решение. Используя формулы (5.14) и данные примера 5.3, находим $R_{\text{ш}\Sigma} = R_{\text{ш}1} + R_{B1} + R_{B2} = 47,7 + 1000 + 1000 = 2048 \text{ Ом}$, $G_{\text{ш}\Sigma} = G_{\text{ш}1} = 812 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}$, $F_{\text{ш}\Sigma} = F_{\text{ш}1} + (R_{B1} + R_{B2}) G_{\text{ш}1} = 1,017 + (1000 + 1000) 812 \cdot 10^{-6} = 2,64$; $G_{\text{ш}\Sigma} = G_{\text{ш}1} = 812 \text{ мСм}$.

По формуле (5.10) находим: $F_{\text{ш}0} = (R_1 + R_{\text{ш}\Sigma} + G_{\text{ш}\Sigma} R_1^2 + 2F_{\text{ш}\Sigma} R_1) / R_1 = (1000 + 2048 + 812 \cdot 10^{-6} \cdot 1000^2 + 2 \cdot 2,64 \cdot 1000) / 1000 = 7,14 \text{ (8,5 дБ)}$.

Пример 5.16. Рассчитать коэффициент шума для двухкаскадного усилителя с общей внешней ОС по току и местной последовательной ОС по току (рис. 5.6), если $R_B = 1 \text{ кОм}$, $Y_B = 1 \text{ мСм}$. Шумовые параметры первого каскада те же, что и в примере 5.3.

Решение. Используя формулу (5.19) и данные примера 5.3, находим: $R_{\text{ш}\Sigma} = R_{\text{ш}1} + R_B = 47,7 + 1000 = 1048$; $G_{\text{ш}\Sigma} = G_{\text{ш}1} + Y_B = 812 \cdot 10^{-6} + 1/1000 = 1,812 \times 10^{-3} \text{ См}$, $F_{\text{ш}\Sigma} = F_{\text{ш}1} + R_B G_{\text{ш}1} + Y_B R_{\text{ш}1} = 1,017 + 1000 \cdot 812 \cdot 10^{-6} + 0,001 \cdot 47,7 = 1,88 \text{ (2,7 дБ)}$.

Пример 5.17. Резисторный каскад на биполярном транзисторе без противозумовой коррекции имеет в области высоких частот полюс функции передачи на частоте $f_p = 1000 \text{ кГц}$. Определить постоянную времени τ цепи противозумовой коррекции.

Решение. Используя формулу (5.21), находим $\tau = RC = 1/2\pi f_p = 1/2\pi f_{\text{в}\sqrt{2}} = 1/6,28 \cdot 100 \cdot 10^3 = 1,59 \cdot 10^{-8} \text{ с}$.

Пример 5.18. Рассчитать верхнюю границу рабочего диапазона частот, при которой еще будет эффективна противозумовая коррекция (рис. 5.7), если постоянная времени корректирующей цепочки $\tau = RC = 1,59 \cdot 10^{-6} \text{ с}$, $R_2 = 1 \text{ кОм}$, $R_K = 2,2 \text{ кОм}$.

Решение. Используя формулу (5.22), находим: $f_b \leq f_p = [1 + (R_K + R_2)/R_2] 2\pi \times CR(1 + R_K/R_2) = [1 + (2,2 + 1)/1] / 6,28 \cdot 1,59 \cdot 10^{-6} (1 + 2,2/1) = 1,3 \cdot 10^5 \text{ Гц} = 130 \text{ кГц}$.

5.3. ЗАДАЧИ

Задача 5.1. Условия задачи те же, что и в примере 5.1, но полоса частот $\Delta f = 100 \text{ кГц}$.

Ответ. $U_{\text{ш}} = 1,3 \text{ мкВ}$, $I_{\text{ш}} = 1,3 \cdot 10^{-9} \text{ А} = 1,3 \cdot 10^{-3} \text{ нкА}$.

Задача 5.2. Условия задачи те же, что и в примере 5.1, но значение $R_{\text{ш}} = 10^6 \text{ Ом}$.

Ответ. $W_E = 1,3 \cdot 10^{-7} \text{ В}/\sqrt{\text{Гц}}$, $W_I = 1,3 \cdot 10^{-13} \text{ А}/\sqrt{\text{Гц}}$.

Задача 5.3. Условия задачи те же, что и в примере 5.1, но значение $R_{\text{ш}} = 100 \text{ кОм}$.

Ответ. $U_{ш}=1,3$ мкВ, $I_{ш}=1,3 \cdot 10^{-11}$ А.

Задача 5.4. Для примеров 5.1 и 5.2 рассчитать спектральные плотности шумов по напряжению и току, если $R_{ш}=100$ кОм.

Ответ. $W=410 \cdot 10^{-10}$ В/ $\sqrt{\Gamma_{ц}}$, $W_I=410 \cdot 10^{-15}$ А/ $\sqrt{\Gamma_{ц}}$.

Задача 5.5. Условия задачи те же, что и в примере 5.3, но коллекторный ток $I_K=5$ мА.

Ответ. $R_{ш}=48$ Ом, $G_{ш}=0,825 \cdot 10^{-6}$ См, $F_{ш}=1,16$.

Задача 5.6. Условия задачи те же, что и в примере 5.3, но расчеты произвести с учетом фикжер-шумов для частоты $f=1$ кГц.

Ответ. $R_{ш}=45,8$ Ом, $G_{ш}=1200 \cdot 10^{-6}$ См, $F_{ш}=1,03$.

Задача 5.7. Условия задачи те же, что и в примере 5.4, но $f=1$ кГц.

Ответ. $R_{ш}=190$ Ом, $G_{ш}=26 \cdot 10^{-14}$ См, $F_{ш} \approx 1$.

Задача 5.8. Условия задачи те же, что и в примере 5.4, но исходные данные примера 5.3.

Ответ. $F_{ш}=1,48$.

Задача 5.9. Условия задачи те же, что и в примере 5.5, но $R_1=100$ Ом.

Ответ. $F_{ш}=3,12$.

Задача 5.10. Условия задачи те же, что и в примере 5.1, но $E_1=100$ мкВ.

Ответ. $a_2=4 \cdot 10^3$.

Задача 5.11. Условия задачи те же, что и в примере 5.1, но полоса частот $\Delta f=3,6$ МГц и $E_1=50$ мВ.

Ответ. $a_2=6,7 \cdot 10^3$.

Задача 5.12. Определить отношение сигнал-шум при следующих данных: $R_1=5$ мОм, $E_1=5$ мкВ, полоса частот $\Delta f=6$ МГц. Коэффициент шума $F_{ш}=1,5$.

Ответ. $a_2=220$.

Задача 5.13. Определить коэффициент шума для схемы с ОИ (рис. 3.5) на полевом транзисторе КП303В при данных примера 5.4 и сопротивлении источника сигнала $R_1=10^7$ Ом.

Ответ. $F_{ш}=1,07$.

Задача 5.14. Определить оптимальное сопротивление источника сигнала для примера 5.3.

Ответ. $R_{1\text{opt}}=78$ Ом.

Задача 5.15. Определить оптимальное сопротивление источника сигнала для примера 5.4.

Ответ. $R_{1\text{opt}}=27$ кОм.

Задача 5.16. Определить оптимальное сопротивление источника сигнала для примера 5.5.

Ответ. $R_{1\text{opt}}=245$ Ом.

Задача 5.17. Определить оптимальное сопротивление источника сигнала для примера 5.6.

Ответ. $R_{1\text{opt}}=2700$ Ом.

Задача 5.18. Условия задачи те же, что и в примере 5.1.

Расчеты произвести для режима работы транзисторов, соответствующих примеру 5.3.

Ответ. $F_{ш}=3,89$.

Задача 5.19. Условия задачи те же, что и в примере 5.1, но сопротивление источника сигнала $R_1=5$ кОм.

Ответ. $F_{ш}=7$.

Задача 5.20. Условия задачи те же, что и в примере 5.10, но $R_1=5$ кОм.

Ответ. $F_{ш}=4,2$.

Задача 5.21. Условия задачи те же, что и в примере 5.5, но сопротивление источника сигнала $R_1=2$ кОм.

Ответ. $F_{ш}=4,6$.

Задача 5.22. Условия задачи те же, что и в примере 5.12, но сопротивление источника сигнала $R_1=2$ кОм.

Ответ. $F_{ш}=3,2$.

Задача 5.23. Условия задачи те же, что и в примере 5.10, но $R=500$ Ом.

Ответ. $F_{ш}=3,1$.

Задача 5.24. Условия задачи те же, что и в примере 5.17, но частота полюса $f_p=f_B\sqrt{2}=50$ кГц.

Ответ. $\tau=RC=3,18\cdot 10^{-6}$ с.

Задача 5.25. Определить для условия задачи 5.24 сопротивление корректирующей цепочки R , если емкость $C=30$ нФ.

Ответ. $R=106$ Ом.

5.4. УПРАЖНЕНИЯ

Упражнение 5.1. Как зависит напряжение (ток) эквивалентных шумовых генераторов ЭДС (тока) от шумового сопротивления $R_{ш}$ (проводимости $G_{ш}$) и полосы частот Δf ?

Упражнение 5.2. Чему равны спектральные плотности шумов по току и напряжению?

Упражнение 5.3. Нарисуйте эквивалентную схему шумящего четырехполюсника.

Упражнение 5.4. Какие Вы знаете шумовые параметры транзистора?

Упражнение 5.5. Какой характер имеют зависимости шумовых параметров биполярного транзистора $R_{ш}$, $G_{ш}$, $F_{ш}$ от тока коллектора I_K , тока базы I_B , проводимости прямой передачи $S=y_{21}$?

Упражнение 5.6. Какой характер имеют зависимости шумовых параметров полевого транзистора от проводимости прямой передачи $S=y_{21}$ и емкости $C_{зи}$?

Упражнение 5.7. Что такое коэффициент шума и как он зависит от сопротивления источника сигнала R_1 ?

Упражнение 5.8. Как зависит отношение сигнал-шум на выходе усилителя от сопротивления источника сигнала R_1 , полосы частот Δf и коэффициента шума $F_{ш}$?

Упражнение 5.9. Что такое оптимальное сопротивление источника сигнала по шумам и от каких величин оно зависит?

Упражнение 5.10. Чему равны суммарные шумовые параметры и как они зависят от соответствующих сопротивлений в цепи местной ОС следующих видов: последовательной по току? параллельной по напряжению? последовательной по напряжению?

Упражнение 5.11. Чему равны суммарные шумовые параметры и как они зависят от соответствующих сопротивлений в цепи общей обратной связи двухкаскадных усилителей:

по току?

комбинированной последовательной по току?

по напряжению и местной последовательной ОС по току?

Упражнение 5.12. Что такое противошумовая коррекция?

Упражнение 5.13. Как зависит частота нуля функции передачи цепи противошумовой коррекции от постоянной времени этой цепи $\tau = RC$?

Упражнение 5.14. Как зависит частота полюса функции передачи каскада с противошумовой коррекцией вида рис. 5.7 от постоянной времени корректирующей цепочки $\tau = RC$?

Глава 6.

ВЫХОДНЫЕ И ПРЕДВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

6.1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Схемы и параметры одноктных трансформаторных и дроссельных каскадов. Каскады этого вида находят применение в линейных усилителях систем многоканальной связи. Выходной трансформатор позволяет оптимизировать работу усилительного элемента (рис. 6.1) изменением сопротивления внешней нагрузки $R_{2н}$ в сопротивление.

$$R_H = r_1 + (r_2 + R_{2н})/n_T^2 = U_{кэ м}/I_{к м}, \quad (6.1)$$

удовлетворяющее условиям получения требуемой выходной мощности при высоком КПД и низком уровне нелинейных искажений. В (6.1) r_1, r_2 — сопротивления обмоток трансформатора, а $n_T = N_2/N_1$ — коэффициент трансформации.

Для получения высокого КПД усилительного элемента $\eta = \xi \xi_i/2$ коэффициенты использования напряжения $\xi = U_{кэ м}/U_{кэ}$ (рис. 6.2) и тока $\xi_i = I_{к м}/I_K$ должны быть близки к предельным значениям, несколько меньшим единицы.

Соотношение между мощностями

$$P_2 = U_2 I_2 \text{ и } P_H = U_{кэ м} I_{к м}/2 \quad (6.2)$$

зависит от КПД трансформатора

$$\eta_T = P_2/P_H = R_{2н}/(r_1 n_T^2 + r_2 + R_{2н}). \quad (6.3)$$

При этом граничные частоты трансформаторного каскада

$$f_{\text{н}} \sqrt{2} = (r_2 + R_2) / 2\pi L_1 n_1^2, \quad f_{\text{в}} \sqrt{2} = (1/h_{22\text{э}} + R_{\text{н}}) / 2\pi L_s, \quad (6.4), (6.5)$$

где L_1 и $L_s = \sigma_s L_1$ — индуктивности первичной обмотки и рассеяния; $\sigma_s = L_s / L_1$ — коэффициент рассеяния.

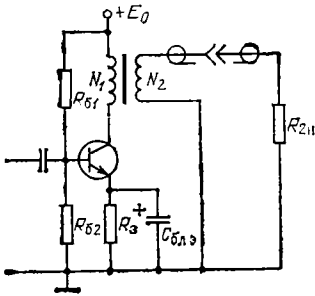


Рис. 6.1. Схема однотактного трансформаторного каскада

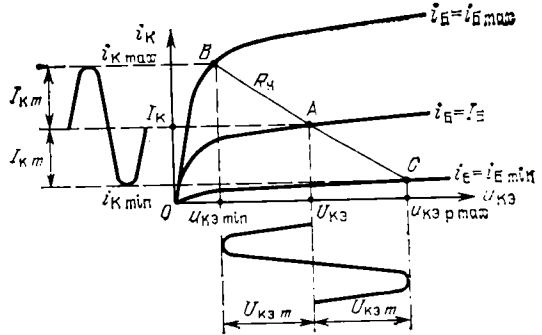


Рис. 6.2. Диаграмма работы выходного транзистора в режиме А

Сопротивление нагрузки для постоянного тока

$$R_{\text{н}}^0 = r_1 + R_{\text{э}} h_{21\text{э}} / (1 + h_{21\text{э}}) \approx r_1 + R_{\text{э}}. \quad (6.6)$$

К выходному трансформатору усилителя для многоканальной связи, особенно для широкополосных систем, предъявляется требование минимума индуктивности рассеяния (коэффициента рассеяния σ_s). Одним из способов уменьшения σ_s является исключение постоянного тока в первичной (и вообще в любой) обмотке трансформатора для устранения постоянного подмагничивания сердечника. С этой целью соответствующую обмотку шунтируют дросселем с небольшим сопротивлением постоянному току (рис. 6.3), а в цепь первичной обмотки вводится резистор R_B , являющийся элементом ОС по току. С помощью дросселя удается подмагничивающий ток снизить в десятки раз и заметно увеличить магнитную проницаемость сердечника трансформатора.

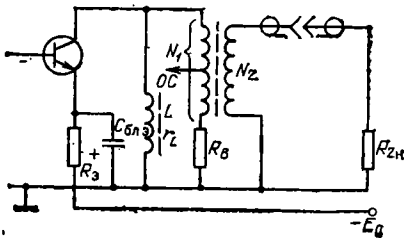


Рис. 6.3. Схема дроссельно-трансформаторного выходного каскада

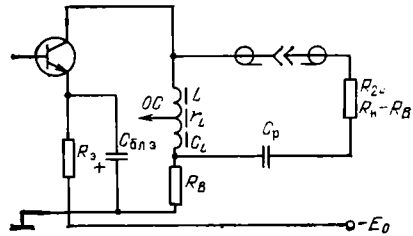


Рис. 6.4. Схема дроссельного выходного каскада

В рассматриваемых условиях

$$f_{\text{н}} \sqrt{2} \approx (r_{\text{з}} + R_{2\text{н}}) (L + L_1) / 2 \pi L L_1 n_{\text{т}}^2, \quad (6.7)$$

а верхняя граничная частота находится по формуле (6.5).

Сопротивления нагрузки для переменного и постоянного токов соответственно

$$R_{\text{н}} \approx r_1 + (r_2 + R_{2\text{н}}) / n_{\text{т}}^2 + R_{\text{в}}, \quad R_{\text{н}}^0 = R_{\text{з}} + r_L [(r_1 + R_{\text{в}})]. \quad (6.8), (6.9)$$

Если сопротивление внешней нагрузки $R_{2\text{н}}$ отвечает оптимальным условиям работы усилительного элемента, то вместо трансформатора можно использовать дроссель (рис. 6.4), который не обладает индуктивностью рассеяния и поэтому обеспечивает более равномерное усиление в области верхних частот. Граничные частоты здесь таковы:

$$f_{\text{н}} \sqrt{2} \approx R_{2\text{н}} / 2 \pi L, \quad f_{\text{в}} \sqrt{2} \approx 1 / 2 \pi C_{\text{н}} R_{2\text{н}}, \quad (6.10)$$

где $C_{\text{н}}$ — емкость нагрузки, близкая к $C_L + C_{\text{м}}$.

Сопротивления нагрузок у каскада на рис. 6.4

$$R_{\text{н}} \approx R_{2\text{н}} + R_{\text{в}}, \quad R_{\text{н}}^0 = R_{\text{з}} + r_L + R_{\text{в}}. \quad (6.11)$$

У рассмотренных каскадов мощность, отдаваемая нагрузке,

$$R_{\text{н}} = (u_{\text{кэ р max}} - u_{\text{кэ мln}}) / (i_{\text{к max}} - i_{\text{к mln}}).$$

Как видно из рис. 6.2,

$$P_{\text{н}} = (u_{\text{кэ р max}} - u_{\text{кэ мln}}) (i_{\text{к max}} - i_{\text{к mln}}) / 8, \quad (6.12)$$

а КПД

$$\eta = P_{\text{н}} / P_{0\text{к}} \approx P_{\text{н}} / U_{\text{кэ}} I_{\text{к}}. \quad (6.13)$$

Наибольшая рабочая мощность, рассеиваемая на коллекторе,

$$P_{\text{к р max}} = P_{0\text{к}} = U_{\text{кэ}} I_{\text{к}}, \quad (6.14)$$

где $P_{0\text{к}}$ — потребляемая мощность.

Приемлемым оказывается транзистор, у которого допустимая мощность рассеяния на коллекторе удовлетворяет условию

$$P_{\text{к max}} \geq P_{\text{к р max}}. \quad (6.15)$$

Мощность $P_{\text{к max}}$ зависит от максимальной температуры окружающей среды $t_{\text{с max}}$, максимально допустимой температуры перехода $t_{\text{п max}}$ и теплового сопротивления $R_{\text{пс}}$ промежутка переход-окружающая среда [10]:

$$P_{\text{к max}} = (t_{\text{п max}} - t_{\text{с max}}) / R_{\text{пс}}. \quad (6.16)$$

При использовании радиатора с тепловым сопротивлением $R_{\text{кв}}$ в формуле (6.16) $R_{\text{пс}}$ заменяется на $R_{\text{пк}} + R_{\text{кв}}$, где $R_{\text{пк}}$ — тепловое сопротивление промежутка переход — корпус транзистора.

Схема и параметры двухтактного трансформаторного каскада. В ламповых усилителях большой мощности выходной каскад выполняется по двухтактной трансформаторной схеме (рис. 6.5), лампы которого работают в режиме *B* с сеточным током, т. е. в режи-

ме B_2 (рис. 6.6). Сопротивление нагрузки, приходящееся на отдельно взятую лампу,

$$R_H = r_1/2 + (r_2 + R_{2H})/4n_T^2 = U_{am}/i_{A \max}, \quad (6.17)$$

где $n_T = N_2/N_1$.

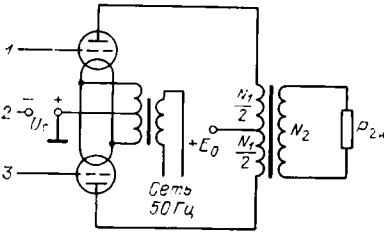


Рис. 6.5. Схема двухтактного трансформаторного каскада

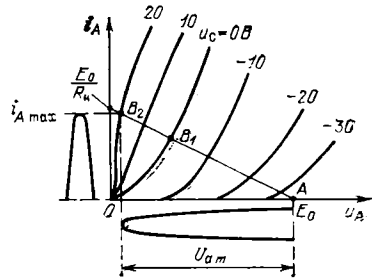


Рис. 6.6. Диаграмма работы лампы в двухтактном каскаде в режиме В

Коэффициент полезного действия выходного трансформатора

$$\eta_T = P_2/P_H = R_{2H}/(2r_1 n_T^2 + r_2 + R_{2H}). \quad (6.18)$$

С точки зрения снижения затрат материалов на изготовление трансформатора сопротивления обмоток рассчитывают по следующим формулам [11]:

$$r_1 = 2(2 - \sqrt{2}) R_H (1 - \eta_T), \quad r_2 = (\sqrt{2} - 1) R_{2H} (1 - \eta_T)/\eta_T. \quad (6.19)$$

Выходная мощность, получаемая от обеих ламп, и потребляемая ими мощность соответственно

$$P_H = U_{am} i_{A \max}/2, \quad P_{0A} = 2 E_0 i_{A \max}/\pi. \quad (6.20)$$

Полуразность $(P_{0A} - P_H)/2$ представляет собой мощность, рассеиваемую на аноде одной лампы, которая при $\xi = U_{am}/E_0 > 2/\pi = 0,6366$ достигает максимального рабочего значения

$$P_{A \text{ p max}} = E_0^2/\pi^2 R_H. \quad (6.21)$$

Если $\xi < 2/\pi$, то

$$P_{A \text{ p max}} = E_0 i_{A \max}/\pi - R_H i_{A \max}^2/4. \quad (6.22)$$

Коэффициент полезного действия ламп

$$\eta = P_H/P_{0A} = \pi \xi/4 = \pi U_{am}/4 E_0. \quad (6.23)$$

Нижняя и верхняя граничные частоты

$$f_{H \sqrt{2}} = 4 R_{ЭК}/2 \pi L_1, \quad f_{B \sqrt{2}} \approx (R_i + R_H)/2 \pi L_{ЭП}, \quad (6.24)$$

где эквивалентное сопротивление

$$R_{ЭК} = (R_i + r_1/2)(R_H - r_1/2)/(R_i + R_H), \quad (6.25)$$

а $L_{\text{ст}}$ — индуктивность рассеяния между половиной первичной и вторичной обмотками.

Схема и параметры мощного предвыходного каскада. При работе выходного каскада в режиме с сеточным током предвыходной каскад должен обладать малым выходным сопротивлением как для переменного $R_{\Gamma \text{ пр}}$, так и для постоянного $R_{\Gamma \text{ пр}}^0$ тока. Это удается получить при включении лампы предвыходного каскада по схеме с общим анодом и использовании дросселя в качестве элемента связи (рис. 6.7).

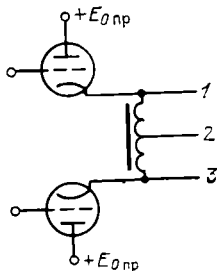


Рис. 6.7. Схема двухтактного дроссельного каскада с общим анодом, используемого в качестве мощного предвыходного каскада



Рис. 6.8. Зависимость сеточного тока от времени

Коэффициент гармоник, возникающих за счет импульсного характера сеточного тока выходных ламп (рис. 6.8 и 6.9),

$$k_{\text{гс}} \approx R_{\Gamma \text{ пр}} i_{c \text{ макс}} / 3 U_{c \text{ м}}, \quad R_{\Gamma \text{ пр}} \approx 1 / S_{\text{пр}}, \quad (6.26)$$

где $U_{c \text{ м}}$ — амплитуда напряжения на сетках лампы выходного каскада, а $S_{\text{пр}}$ — крутизна лампы предвыходного каскада.

Вследствие изменения постоянной составляющей сеточного тока $I_{c \text{ ср}}$ повышается (по абсолютному значению) напряжение сме-

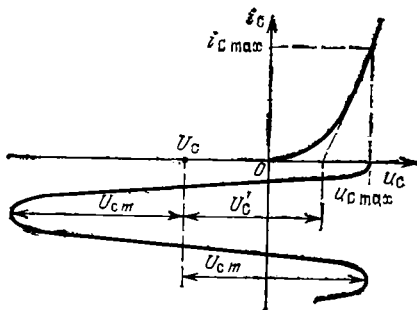


Рис. 6.9. Отчеты тока $i_{c \text{ макс}}$ и напряжений U_c , U'_c и $U_{c \text{ м}}$

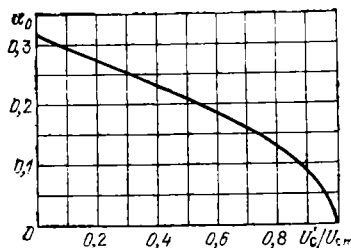


Рис. 6.10. Зависимость коэффициента α_0 от $U'_c / U_{c \text{ м}}$

шения U_C на сетках выходных ламп; во избежание перехода от режима B к режиму C и возрастания уровня нелинейных искажений ΔU_C не должно превышать $(0,03 \dots 0,05) U_C$, что достигается при

$$|\Delta U_C| = R_{гпр}^0 I_{C ср} \approx (1/S_{гпр} || r_L/2) I_{C ср} \leq (0,03 \dots 0,05) |U_C|. \quad (6.27)$$

Среднее значение сеточного тока находится с помощью графика на рис. 6.10 по выражению

$$I_{C ср} \approx i_{C max} \alpha_0. \quad (6.28)$$

За счет разброса параметров, главным образом крутизны, не происходит полной компенсации четных гармоник, из которых вторая является доминирующей. Коэффициент этой гармоники $k_{г2} = I_{dm2}/I_{dm} = I_{dm2}/i_{A max}$ находится из разложения в ряд Фурье косинусоидального импульса анодного тока $i_A = \frac{i_{A max}}{\pi} + \frac{i_{A max}}{2} \cos \omega t + \frac{2i_{A max}}{1.3\pi} \cos 2\omega t - \dots$

$$k_{г2} = (4/3\pi) \Delta S/S. \quad (6.29)$$

Нелинейность зависимости $i_A = f(u_C)$ приводит к появлению нечетных гармоник, особенно третьей, коэффициент которой $k_{г3} = I_{dm3}/i_{A max}$ определяется методом двух ординат [11]. Первая ордината $i_1 = i_{A max}$ отвечает максимальному (пиковому) значению сеточного напряжения $u_{C max} = U_C + U_{cm}$ (рис. 6.6); вторая ордината $i_2 = i_A$ относится к срединному значению $u_{C 0,5} = U_C + 0,5 U_{cm}$. Согласно рассматриваемому методу

$$k_{г3} = |i_1 - 2i_2|/2(i_1 + i_2). \quad (6.30)$$

Результирующий коэффициент гармоник при работе в режиме B_2

$$k_{г\Sigma} \approx \sqrt{k_{г2}^2 + k_{г3}^2 + k_{гc}^2}. \quad (6.31)$$

Схемы и параметры бестрансформаторных двухтактных групп каскадов. Простейшая бестрансформаторная группа каскадов образована из двух комплементарных транзисторов (рис. 6.11). Особенностью данной группы является присоединение для переменного тока выводов от элемента связи R_3 предвыходного транзистора V_3 к точкам b — э низкого напряжения сигнала $U_{бэ m}$. Дело в том, что в отсутствие элементов C_3 и R_5 резистор R_3 оказывается (через провод, обозначенный штриховой линией) присоединенным к точкам b — k , между которыми

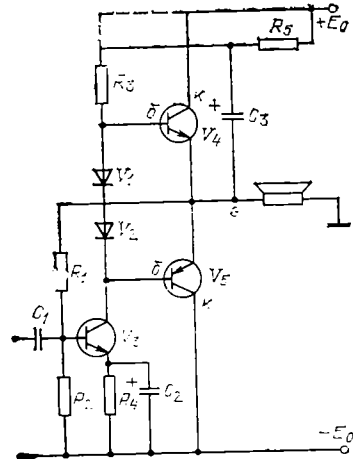


Рис. 6.11. Принципиальная схема бестрансформаторного усилителя с выходной группой на комплементарных транзисторах и питанием от биполярного источника

существует значительно более высокое напряжение сигнала $U_{кбт} = U_{бэт} + U_{кэт}$.

Находящийся под высоким напряжением сигнала, элемент связи потребляет большую мощность сигнала, в результате не обеспечивается работа выходных транзисторов с высоким КПД. Действительно, в отсутствие R_3C_5 -элементов сопротивление нагрузки у транзистора V_3 , образованное из параллельно соединенных $R_{вхV4V5}$ и R_3 , оказывается заметно меньше, чем R_3 , что обуславливает более крутое расположение нагрузочной прямой 2 (рис. 6.12) для пе-

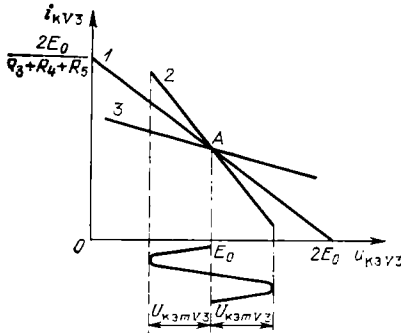


Рис. 6.12. Диаграмма работы транзистора V_3 в усилителе на рис. 6.11

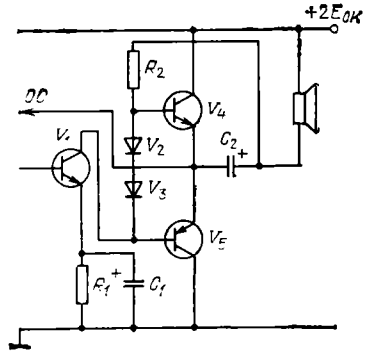


Рис. 6.13. Принципиальная схема бестрансформаторного усилителя с выходной группой на комплементарных транзисторах и питанием от униполярного источника

ременного тока, чем для постоянного тока (прямая 1), а в этих условиях не удастся снять выходное напряжение (т. е. входное напряжение выходного каскада), близкое к $E_{ок}$, как это требуется для получения предельно больших значений $\xi = U_{кэт}/E_{ок}$ и $\eta = \pi\xi/4$. А если применить дополнительные элементы C_3R_5 , то сопротивление нагрузки для транзистора V_3 , равно $R_3(U_{кбт}/U_{бэт})_{V4V5}$, и параллельно к нему присоединенное входное сопротивление

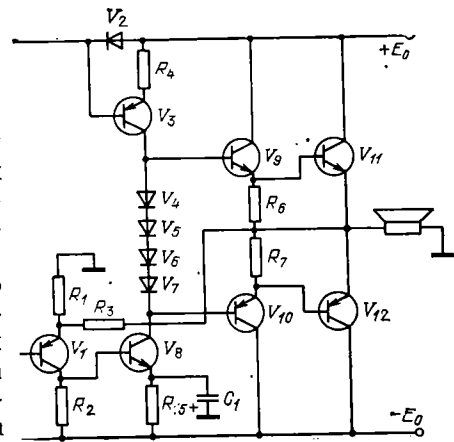
$$R_{вхV4V5} \approx (h_{11э} + h_{21э} R_H)_{V4V5} \quad (6.32)$$

становятся больше, из-за чего наклон нагрузочной прямой 3 значительно уменьшается. При этом снимаемое с предвыходного каскада напряжение сигнала может значительно возрасти (при несколько меньшей величине тока покоя).

При униполярном питании требуется разделительный конденсатор, как, например, C_2 на рис. 6.13. В случае питания транзистора V_1 «через динамик» обеспечивается присоединение элемента связи R_2 к точкам б—э низкого напряжения сигнала без дополнительных элементов. Здесь $R_{НV1} > R_2$.

В более сложных устройствах выходные группы образованы из составных попарно комплементарных транзисторов, преимущест-

Рис. 6.14. Принципиальная схема бестрансформаторного усилителя с выходной группой на лопарно комплементарных транзисторах и ГСТ в качестве элемента связи (V_3, R_4)



венно с ОК-включением, как изображено на рис. 6.14, на котором в качестве примера показан третий способ снижения тока (сигнала), потребляемого элементом связи у предвыходного транзистора посредством замены резистора связи (R_3 на рис. 6.11 и R_2 на рис. 6.13) генератором стабильного тока (ГСТ).

Шунтирование резистором R_6 промежутка база — эмиттер транзистора V_{11} (а также V_{12} резистором R_7) эквивалентно изменению параметров $h_{11\beta}$ и $h_{21\beta}$, принимающих значения [1]

$$h_{11\beta}'' = h_{11\beta} \parallel R_6, \quad h_{21\beta}'' = h_{21\beta} R_6 / (h_{11\beta} \parallel R_6 + R_6). \quad (6.33), (6.34)$$

При каскадном включении транзисторов V_9 и V_{11} с учетом влияния резистора R_5 (или V_{10} и V_{12} вместе с R_6) параметры составного транзистора $V_9 V_{11} R_5$

$$h_{11\beta}'' \approx h_{11\beta} \parallel R_5 + h_{21\beta} R_5, \quad h_{21\beta}'' \approx h_{21\beta} R_5 / (h_{11\beta} \parallel R_5 + R_5). \quad (6.35), (6.36)$$

У ГСТ на $V_3 R_4$ в соответствии с (3.9) дифференциальное (т. е. переменному току) сопротивление

$$R_{\text{ГСТ}} \approx (1 + y_{21\beta} R_4) / h_{22\beta}. \quad (6.37)$$

Выходные группы, образованные из квазикомплементарных транзисторов [1] представляют интерес для полупроводниковых ИМС, так как изготовление мощных комплементарных транзисторов для них связано с известными технологическими трудностями. Достоинство такого рода усилителей — в более низкой стоимости двух однотипных транзисторов по сравнению с комплементарной парой, что существенно при массовом производстве недорогих устройств. На рис. 6.15 изображена схема рассматриваемого вида усилителя, особенностью которого является использование составных транзисторов в первом плече вида ОК — ОК и [1] вида ОЭ — ОЭ (или ОЭ — ОК — ОЭ) во втором плече.

В бестрансформаторных усилителях находят применение две системы стабилизации режима работы выходных транзисторов (групп). Первая из них, предназначенная для стабилизации тока покоя, осуществляется с помощью диодов (см. рис. 6.11 и 6.13) или транзистора в соединении, близком к диодному, как у V_2 на рис. 6.15, особенно при верхнем положении движка потенциометра R_6 . Вторая, обеспечивающая деление питающего напряжения поровну между транзисторами, т. е. предназначенная для стабилизации

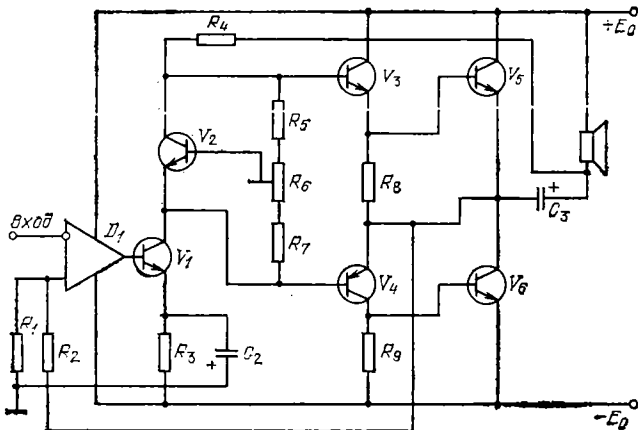
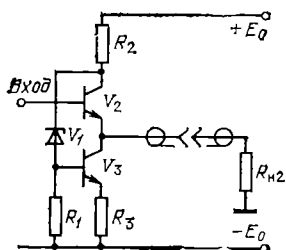


Рис. 6.15. Принципиальная схема бестрансформаторного усилителя с выходной группой на квазикомплементарных транзисторах

коллекторного напряжения $U_{кэ}$, основывается на использовании общей гальванической (действующей при $f \rightarrow 0$) ОС, как показано на рис. 6.11, 6.13, 6.14 и 6.15. Снижение нестабильности напряжения $U_{кэ}$ происходит в число раз, равное глубине гальванической ОС.

Широкополосные бестрансформаторные усилители при наличии подходящих транзисторов могут выполняться по схемам на рис. 6.11, 6.13 и 6.14. А при использовании транзисторов — одной и той же структуры, например, по схеме на рис. 6.16. Особенностью данного каскада является последовательное возбуждение (управление) усилительных элементов, при котором входное напряжение поступает на базу ведущего транзистора V_2 , при этом напряжение сигнала, снимаемое с коллектора V_2 , оказывается инвертированным по отношению к действующему на входе; поэтому транзисторы V_2 и V_3 работают противофазно, что и требуется для двухтактного каскада.



В отличие от рассмотренных бестрансформаторных каскадов оба транзистора работают в режиме А, иначе бы во втором такте ведущий транзистор оказался запертым, а на вход ведомого транзистора V_3 не поступало напряжение сигнала. Для симметричности плеч каскада сопротивление резистора связи рассчитывается по выражению

$$R_2 = 1/y_{21a} + R_3, \quad (6.38)$$

где $y_{21a} = h_{21a}/h_{11a}$ — проводимость прямой передачи транзисторов

где $y_{21a} = h_{21a}/h_{11a}$ — проводимость прямой передачи транзисторов $V_2 V_3$.

6.2. ПРИМЕРЫ

Пример 6.1. Требуется определить сопротивление нагрузки и коэффициент полезного действия выходного трансформатора каскада на рис. 6.1, если известно, что $R_{2H}=75 \text{ Ом}$, $r_1=1 \text{ Ом}$, $r_2=9,375 \text{ Ом}$, $n_T=3,062$.

Решение. Используя (6.1) и (6.3), находим $R_H=r_1+(r_2+R_{2H})/n_T^2=1+(9,375+75)/3,062^2=10 \text{ Ом}$, $\eta_T=R_{2H}(r_1 n_T^2+r_2+R_{2H})=75/(1 \cdot 3,062^2+9,375+75)=0,8=80\%$.

Пример 6.2. Коэффициенты использования напряжений и тока у однотактного каскада по рис. 6.1 $\xi=0,9$, $\xi_i=0,9$, найти коэффициент полезного действия транзистора.

Решение. По формуле $\eta=\xi\xi_i/2$ узнаем, что $\eta=0,405=40,5\%$.

Пример 6.3. У выходного каскада на рис. 6.1 напряжение $E_0=12 \text{ В}$, ток коллектора $I_K=20 \text{ мА}$, сопротивления первичной обмотки трансформатора и в цепи эмиттера $r_1=20 \text{ Ом}$, $R_3=100 \text{ Ом}$. Определить $U_{KЭ}$, $U_{кэт}$, $I_{кэт}$, R_H и мощности: потребляемую коллекторной цепью и равную ей максимально рассеиваемую на коллекторе $P_{0K}=P_{KR \max}=U_{KЭ} I_K$ и выходную P_H . Дополнительно известны коэффициенты $\xi=0,9$ и $\xi_i=0,8$.

Решение. Используя (6.6), находим сопротивление нагрузки постоянному току $R_0^H \approx r_1+R_3=20+100=120 \text{ Ом}$ и напряжение $U_{KЭ}=E_0-R_0^H I_K=12-120 \times 0,02=9,6 \text{ В}$. Амплитудные значения напряжения и тока в цепи коллектора $U_{кэт}=\xi U_{KЭ}=0,9 \cdot 9,6=8,64 \text{ В}$, $I_{кэт}=\xi_i I_K=0,8 \cdot 20=16 \text{ мА}$.

Далее, обращаясь к (6.1), (6.14) и (6.2), находим

$$R_H=U_{кэт}/I_{кэт}=8,64/16=0,54 \text{ кОм}=540 \text{ Ом},$$

$$P_{0K}=P_{KR \max}=U_{KЭ} I_K=9,6 \cdot 20=192 \text{ мВт},$$

$$P_H=U_{кэт} I_{кэт}/2=8,64 \cdot 16/2=69,1 \text{ мВт}.$$

Пример 6.4. Используя данные примера 6.1, рассчитать нижнюю граничную частоту на уровне -3 дБ у выходного каскада на рис. 6.1 для $L_1=1,5 \text{ мГн}$.

Решение. Согласно (6.4) $f_{H1/\sqrt{2}}=(r_2+R_{2H})/2\pi L_1 n_T^2=(9,375+75)0,1592/1,5 \times 10^{-3} \cdot 3,062^2=955 \text{ Гц}$.

Пример 6.5. Используя данные примера 6.1, рассчитать верхнюю граничную частоту на уровне -3 дБ у выходного каскада на рис. 6.1 для $L_s=100 \text{ мкГн}$ и $h_{223}=1 \text{ мСм}$.

Решение. Согласно (6.5) $f_{B/\sqrt{2}}=(1/h_{223}+R_H)/2\pi L_s=(1/1 \cdot 10^{-3}+10)0,1592/100 \times 10^{-6}=1608 \cdot 10^3 \text{ Гц}=1,608 \text{ МГц}$.

Пример 6.6. Определить индуктивность дросселя L у каскада на рис. 6.3 исходя из того, что результирующая индуктивность $L||L_1$ оказалась меньше L_1 на 20% .

Решение. Сравнивая (6.4) с (6.7), приходим к уравнению $L L_1/(L+L_1)=0,8 L_1$, из которого следует, что поставленному условию удовлетворяет $L=4 L_1$.

Пример 6.7. Найти сопротивления нагрузки для переменного и постоянного токов у каскада на рис. 6.3 по следующим исходным данным: $R_B = 10 \text{ Ом}$, $R_3 = 30 \text{ Ом}$, $r_L = 80 \text{ Ом}$, $r_1 = 1 \text{ Ом}$, $r_2 = 9,375 \text{ Ом}$, $R_{2B} = 75 \text{ Ом}$, $n_T = 3,062$.

Решение. Расчет искомых величин выполняем на основе выражений (6.8) и (6.9): $R_H \approx r_1 + (r_2 + R_{2B})/n_T^2 + R_B = 1 + (9,375 + 75)3,062^2 + 10 = 20 \text{ Ом}$, $R_{\text{н}} = R_3 + r_L \parallel (r_1 + R_B) = 30 + 5 \parallel (1 + 10) = 33,44 \text{ Ом}$.

Пример 6.8. Из построения, выполненного в соответствии с рис. 6.2, получено: $u_{KЭ \text{ min}} = 1 \text{ В}$, $u_{KЭ \text{ p max}} = 17 \text{ В}$, $i_{K \text{ min}} = 0,1 \text{ А}$, $i_{K \text{ max}} = 2,1 \text{ А}$. Требуется определить сопротивление нагрузки, отдаваемую ей мощность и КПД, а также $P_{Kp \text{ max}} = P_{0K}$.

Решение. Используя (6.12) — (6.14), находим: $R_H = (u_{KЭ \text{ p max}} - u_{KЭ \text{ min}}) / (i_{K \text{ max}} - i_{K \text{ min}}) = (17 - 1) / (2,1 - 0,1) = 8 \text{ Ом}$, $P_H = (u_{KЭ \text{ p max}} - u_{KЭ \text{ min}}) (i_{K \text{ max}} - i_{K \text{ min}}) / 8 = 4 \text{ Вт}$. Так как $U_{KЭ} \approx (u_{KЭ \text{ p max}} + u_{KЭ \text{ min}}) / 2 = (17 + 1) / 2 = 9 \text{ В}$ и $I_K \approx (i_{K \text{ max}} + i_{K \text{ min}}) / 2 = (2,1 + 0,1) / 2 = 1,1 \text{ А}$, то $P_{K \text{ p max}} = P_{0K} = U_{KЭ} I_K = 9 \cdot 1,1 = 9,9 \text{ Вт}$ и $\eta = P_H / P_{0K} = 4 / 9,9 = 0,404$.

Пример 6.9. Определить максимальную рабочую температуру перехода у транзистора типа КТ325А, работающего в режиме $U_{KЭ} = 9,6 \text{ В}$ и $I_K = 20 \text{ мА}$ при $t_{c \text{ max}} = 60^\circ$. Известно [10], что если $t_c = 85^\circ$, то $P_{K \text{ max}} = 225 \text{ Вт}$, а при $t_c = 125^\circ$, $P_{K \text{ max}} = 85 \text{ мВт}$.

Решение. Для выполнения настоящего расчета предварительно узнаем, чему равно тепловое сопротивление промежутка переход — окружающая среда $R_{пс} = (t''_c - t'_c) / (P'_{K \text{ max}} - P''_{K \text{ max}}) = (125^\circ - 85^\circ) / (225 - 85) = 0,2857^\circ \text{ С/Вт}$. Заменяв $P_{K \text{ max}}$ и $t_{п \text{ max}}$ на $P_{K \text{ p max}}$ и $t_{пр \text{ max}}$ в (6.16), находим $t_{пр \text{ max}} = R_{пс} P_{K \text{ p max}} + t_{c \text{ max}} = 0,2857 \cdot 9,6 \cdot 20 + 60 = 114,9^\circ < t_{п \text{ max}} = 150^\circ$.

Пример 6.10. Мощность рассеяния на коллекторе транзисторов типа КТ903 с тепловым сопротивлением промежутка переход — корпус $R_{пк} = 3,33^\circ \text{ С/Вт}$ и максимально допустимым значением температуры перехода $t_{п \text{ max}} = 115^\circ$ составляет 9,9 Вт; температура окружающей среды $t_{c \text{ max}} = 65^\circ$. Чему должно быть равно тепловое сопротивление радиатора, при котором $t_{пр \text{ max}} = t_{п \text{ max}}$.

Решение. Максимальная рабочая температура корпуса $t_{к \text{ p max}} = t_{п \text{ max}} - R_{пк} P_{K \text{ p max}} = 115^\circ - 3,33 \cdot 9,9 = 82^\circ$; требуемое тепловое сопротивление радиатора $R_{кс} = (t_{к \text{ p max}} - t_{c \text{ max}}) / P_{K \text{ p max}} = (82^\circ - 65^\circ) / 9,9 = 1,717^\circ \text{ С/Вт}$.

Пример 6.11. Рассчитать режим работы каскада на рис. 6.5, выполненного на лампах ГМ-3Б, при следующих исходных данных: $E_0 = E_{0A} = 6 \text{ кВ}$, $P_2 = 15 \text{ кВт}$, $\xi = 0,9$ и $\eta_T = 0,95$; режим работы B_2 .

Решение. Используя выражения (6.17) — (6.20) и (6.23), получаем $U_{ам} = \xi E_0 = 0,9 \cdot 6000 = 5400 \text{ В}$, $P_H = P_2 / \eta_T = 15 / 0,95 = 15,79 \text{ кВт}$, $i_{A \text{ max}} = 2P_H / U_{ам} = 2 \cdot 15,79 / 5,4 = 5,848 \text{ А}$, $R_H = U_{ам} / i_{A \text{ max}} = 5400 / 5,848 = 923,4 \text{ Ом}$, $\eta = \pi \xi / 4 = 3,1416 \times 0,9 / 4 = 0,707$, так как $\xi = 0,9 > 0,6366$, то для определения максимальной рабочей мощности рассеяния на аноде используем формулу (6.21): $P_{A \text{ p max}} = E^2 / \pi^2 R_H = 6000^2 / 3,1416^2 \cdot 923,4 = 3950 \text{ Вт}$. Этот результат меньше максимально допустимого значения $P_{A \text{ max}} = 7,5 \text{ кВт}$ [12]; напряжение смещения при анодном токе покоя $I_A = 0, i_{A \text{ max}} = 0,1 \cdot 5,848 \approx 0,6 \text{ А}$ и $U_A = 6 \text{ кВ}$ равно $U_C = -700 \text{ В}$;

для получения импульса тока $i_{A \max} = 5,848$ А пиковое значение сеточного напряжения $u_{C \max} = 200$ В, при котором амплитуда входного напряжения $U_{C \text{ м}} = -u_{C \max} - U_C = 200 - (-700) = 900$ В. Внутреннее сопротивление лампы в среднем положении рабочей точки ($u_C \approx -250$ В) $R_i \approx 570$ Ом.

Пример 6.12. По данным примера 6.11 и заданным уровням частотных искажений $G_H = G_B = -2$ дБ на частотах $f_H = 50$ Гц и $f_B = 10$ кГц и выходному напряжению $U_2 = 240$ В рассчитать электрические параметры выходного трансформатора.

Решение. Так как $P_2 = 15$ кВт и $U_2 = 240$ В, то $R_{2H} = U_2^2 / P_2 = 240^2 / 15000 = 3,84$ Ом, при этом согласно (6.19) и (6.17) сопротивления обмоток $r_1 = 2(2 - \sqrt{2})R_H(1 - \eta_T) = 2(2 - 1,414)923,4(1 - 0,95) = 54,1$ Ом, $r_2 = (\sqrt{2} - 1)R_{2H}(1 - \eta_T) / \eta_T = (1,414 - 1)3,84(1 - 0,95) / 0,95 = 0,08371$ Ом, $n_T = \sqrt{(r_2 + R_{2H}) / (R_H - r_1/2)} / 2 = \sqrt{(0,08371 + 3,84) / (923,4 - 54,1/2)} / 2 = 0,0331$; граничные частоты на уровне -3 дБ находим, используя выражения (6.25) и (6.24): $R_{эH} = (R_i + r_1/2)(R_H - r_1/2) / (R_i + R_H) = (570 + 54,1/2)(923,4 - 54,1/2) / (570 + 923,4) = 358,4$ Ом, $f_{H \sqrt{1/2}} = f_H / \sqrt{10^{-0,1 G_H} - 1} = 50 / \sqrt{10^{-0,1(-2)} - 1} = 38,24$ Гц, $f_{B \sqrt{1/2}} = f_B / \sqrt{10^{-0,1 G_B} - 1} = 10 / \sqrt{10^{-0,1(-2)} - 1} = 13,08$ кГц, $L_1 = 4R_{эH} / 2\pi f_{H \sqrt{1/2}} = 4 \cdot 358,4 \cdot 0,1592 / 38,24 = 5,968$ Гн, $L_{2H} = (R_i + R_H) / 2\pi f_{B \sqrt{1/2}} = (570 + 923,4) \cdot 0,1592 / 13080 = 0,01818$ Гн = 18,18 мГн, при этом $L_{2H} / L_1 = 18,18 \cdot 10^{-3} / 5,968 = 0,00305$.

Пример 6.13. Определить требуемое значение крутизны характеристики $i_A = f(u_C)$ лампы предоконечного каскада (рис. 6.7), удовлетворяющее получению $k_{гс} = 5\%$ при $U_{C \text{ м}} = 900$ В и $i_{C \max} = 0,63$ А.

Решение. Так как $R_{г пр} = 3k_{гс} U_{C \text{ м}} / i_{C \max} \approx 1/S_{пр}$, то $S_{пр} = i_{C \max} / 3k_{гс} U_{C \text{ м}} = 0,63 / 3 \cdot 0,05 \cdot 900 = 4,67 \cdot 10^{-3}$ См = 4,67 мСм.

Пример 6.14. Максимальный импульс сеточного тока у лампы выходного каскада (рис. 6.9) $i_{C \max} = 0,63$ А при $U'_C \approx |U_C| = |-200|$ В = 200 В, $U_{C \text{ м}} = 900$ В. Требуется найти среднее значение (постоянную составляющую) сеточного тока.

Решение. С помощью рис. 6.10 определяем $\alpha_0 = f(U'_C / U_{C \text{ м}}) = f(200/900) = f(0,222) = 0,265$ и далее $I_{C \text{ ср}} = i_{C \max} \alpha_0 = 0,63 \cdot 0,265 = 0,167$ А = 167 мА.

Пример 6.15. Рассчитать максимально допустимое значение сопротивления источника питания для медленно изменяющегося тока (условно для постоянного тока) $R_{г пр}^0$ при $I_{C \text{ ср}} = 0,167$ А, $U_C = -200$ В.

Решение. Из (6.27) находим $R_{г пр}^0 \leq (0,03 \dots 0,05) |U_C| / I_{C \text{ ср}} = (0,03 \dots 0,05) \times \times 200 / 0,167 = 35,9 \dots 59,9$ Ом.

Пример 6.16. Найти изменение напряжения смещения $|\Delta U_C|$ по известным значениям $I_{C \text{ ср}} = 0,167$ А, $S_{пр} = 5$ мСм и $r_L = 100$ Ом.

Решение. Используя (6.27) находим $R_{г пр}^0 = (1/S_{пр}) \parallel (r_L/2) = (1/0,05) \parallel (100/2) = 40$ Ом, $|\Delta U_C| = R_{г пр}^0 I_{C \text{ ср}} = 40 \cdot 0,167 = 6,68$ В.

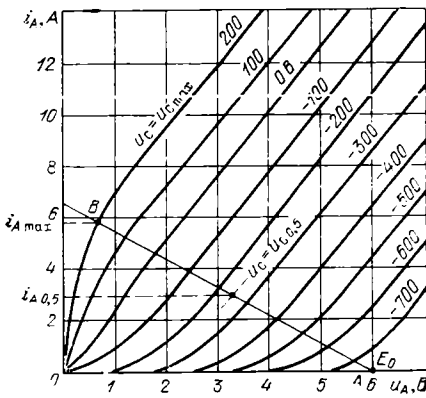


Рис. 6.17. Диаграмма работы в режиме B_2 лампы ГМ-3Б

Пример 6.17. По данным примера 6.11 и значению $\Delta S/S=0,15$, используя характеристики лампы ГМ-3Б (рис. 6.17), рассчитать коэффициент второй и третьей гармоник.

Решение. При $U_c = -700$ В, $U_{c\text{ м}} = 900$ В, $u_{c\text{ max}} = -700 + 900 = 200$ В $i_{A\text{ max}} = 5,848$ А = i_1 , а при $u_c = u_{c,0.5} = U_c + 0,5U_{c\text{ м}} = -700 + 0,5 \cdot 900 = -250$ В $i_{A0,5} = 3$ А = i_2 . По

(6.29) и (6.30) находим $k_{r2} = (4/3\pi)\Delta S/S = (4/3 \cdot 3,142) \cdot 0,15 \approx 0,064$, $k_{r3} = (i_1 - 2i_2)/2(i_1 + i_2) = |5,848 - 2 \cdot 3|/2(5,848 + 3) \approx 0,009$.

Пример 6.18. Определить входное сопротивление транзисторов V_4, V_5 на рис. 6.11 по известным значениям $h_{11\beta V4} = 500$ Ом, $h_{21\beta V4} = -100$ и $R_H = 8$ Ом.

Решение. Согласно (3.13) $R_{вх\ V4} = R_{вх\ V5} = (h_{11\beta} + h_{21\beta}R_H)_{V4, V5} = 500 + 100 \cdot 8 = 1300$ Ом.

Пример 6.19. Определить сопротивление нагрузки переменному току $R_{нV3}$, на которую работает транзистор V_3 при наличии и в отсутствие конденсатора C_3 (рис. 6.11), при условии, что входное сопротивление открытого транзистора $V_4(V_5)$ $R_{вхV4} = 1$ кОм, а $R_3 = 820$ Ом, $R_5 = 82$ Ом, $U_{бэ\text{ м}V4} = 0,2$ В и $U_{кэ\text{ м}V4} = 4$ В.

Решение. При наличии конденсатора C_3 с достаточно большой емкостью $R_{нV3} = R_{вх\ V4} \parallel [R_3(U_{бэ\text{ м}V4} + U_{кэ\text{ м}V4})/U_{бэ\text{ м}V4}] = 1000 \parallel [820(0,2 + 4)/0,2] = 945$ Ом, а без конденсатора C_3 $R_{нV3} = R_{вх\ V4} \parallel (R_3 + R_5) = 1000 \parallel (820 + 82) = 474$ Ом.

Пример 6.20. Чему равно сопротивление нагрузки постоянному току у транзистора V_1 на рис. 6.13, если $R_{2H} = 8$ Ом, $R_1 = 150$ Ом, $R_2 = 1$ кОм, $R_{V2} = R_{V3} = 20$ Ом.

Решение. $R_{нV1}^0 = R_{2H} + R_1 + R_2 + R_{V2} + R_{V3} = 8 + 150 + 1000 + 20 + 20 = 1198$ Ом.

Пример 6.21. Найти дифференциальное сопротивление ГСТ, состоящего из элементов V_3R_4 (см. рис. 6.14), с параметрами $y_{21\beta V3} = 80$ мСм, $h_{22\beta V3} = 20$ мкСм, $R_4 = 150$ Ом.

Решение. $R_{гст} \approx (1 + y_{21\beta V3}R_4)/h_{22\beta V3} = (1 + 0,08 \cdot 150)/20 \cdot 10^{-6} = 0,65 \cdot 10^6$ Ом = 650 кОм.

Пример 6.22. Определить параметры составного транзистора $V_9V_{11}R_6$ (рис. 6.14), элементы которого характеризуются значениями $h_{11\beta V11} = 100$ Ом, $h_{21\beta V11} = 100$, $R_6 = 300$ Ом, $h_{11\beta V9} = 1$ кОм, $h_{21\beta V9} = 100$.

Решение. На основании (6.33)–(6.36) имеем $h''_{210} \approx h_{110} \nabla_{11} \| R_0 = 100 \times 300 / (100 + 300) = 75 \text{ Ом}$, $h''_{210} \approx h_{210} \nabla_{11} R_0 / (h_{110} \nabla_{11} + R_0) = 100 \cdot 300 / (100 + 300) = 75$, $h_{110} \approx h_{110} \nabla_9 + h_{210} \nabla_9 h''_{110} = 1000 + 100 \cdot 75 = 8500 \text{ Ом}$, $h_{210} \approx h_{210} \nabla_9 h''_{210} = 100 \times 75 = 7500$.

Пример 6.23. Рассчитать входное сопротивление открытого в рассматриваемый момент времени составного транзистора по данным примера 6.21, работающего на нагрузку с сопротивлением $R_H = R_{B1} = 4 \text{ Ом}$.

Решение. Используя (3.13), получаем $R_{B1 \nabla_9} = h_{110} + h_{210} R_H = 8500 + 7500 \cdot 4 = 38\,500 \text{ Ом}$.

Пример 6.24. По известным параметрам каскада на рис. 6.16 $y_{210} = 100 \text{ мСм}$ и $R_3 = 33 \text{ Ом}$ найти требуемое сопротивление резистора связи R_2 .

Решение. По (6.38) получаем $R_2 = 1/y_{210} + R_3 = 1/01 + 33 = 43 \text{ Ом}$.

6.3. ЗАДАЧИ

Задача 6.1. Чему должны быть равны коэффициенты использования $\xi_i = \xi$ у каскада на рис. 6.1 при условии, что $\eta = 0,35$?

Ответ. $\xi_i = \xi = 0,837$.

Задача 6.2. У каскада на рис. 6.1 $R_2 = 15 \text{ Ом}$, $\eta_T = 0,75$ и $n_T = 0,5$. Определить r_1 и r_2 исходя из условия $r_2 = r_1/\eta_T^2$.

Ответ. $r_1 = 1 \text{ Ом}$, $r_2 = 2,5 \text{ Ом}$.

Задача 6.3. При исходном режиме работы транзистора в каскаде на рис. 6.1, характеризуемом данными $U_{КЭ} = 12 \text{ В}$, $I_K = 25 \text{ мА}$, выходные мощности и сопротивления соответствующих нагрузок $P_H = 100 \text{ мВт}$, $R_H = 600 \text{ Ом}$, $P_2 = 80 \text{ мВт}$, $R_{2H} = 75 \text{ Ом}$. Требуется определить $U_{кэм}$, $I_{км}$, ξ , ξ_i , η , η_T , и $P_{0К} = P_{КР \max}$, используя условие $r_2 = r_1/n_T^2$.

Ответ. $U_{кэм} = 10,95 \text{ В}$, $I_{км} = 18,26 \text{ мА}$, $\xi = 0,913$, $\xi_i = 0,73$, $\eta = 0,333$, $\eta_T = 0,8$, $n_T = 0,3953$, $P_{0К} = P_{КР \max} = 300 \text{ мВт}$.

Задача 6.4. На основе данных примера 6.1 определить требуемые значения нижней граничной частоты на уровне -3 дБ и индуктивности первичной обмотки выходного трансформатора исходя из уровня частотных искажений на частоте $f_H = 10 \text{ кГц}$ — $1,5 \text{ дБ}$.

Ответ. $f_H \sqrt{2} = 6,432 \text{ кГц}$; $L_1 = 224 \text{ мкГн}$.

Задача 6.5. На основе данных примера 6.1 определить верхнюю граничную частоту на уровне -3 дБ и индуктивность рассеяния выходного трансформатора исходя из уровня частотных искажений на частоте $f_H = 1 \text{ МГц}$ — $1,5 \text{ дБ}$ и значения параметра $h_{220} = 1 \text{ мСм}$.

Ответ. $f_H \sqrt{2} = 1,557 \text{ МГц}$; $L_s = 103,3 \text{ мкГн}$.

Задача 6.6. Определить нижнюю граничную частоту на уровне -3 дБ и уровень частотных искажений на частоте $f_H = 2 \text{ кГц}$ у каскада на рис. 6.3 при $r_2 + R_{2H} = 80 \text{ Ом}$, $n_T = 0,4$, $L_1 = 100 \text{ мГн}$, $L = 400 \text{ мГн}$.

Ответ. $f_H \sqrt{2} = 0,995 \text{ Гц}$, $G_H = -0,96 \text{ дБ}$.

Задача 6.7. Исходя из значений $u_{кЭ \min} = 1,5$ В, $R_H = 75$ Ом, $P_H = 250$ мВт и $\xi_i = 0,8$ найти $U_{кЭм}$, $U_{кЭ}$, $I_{км}$, I_K и $P_{0K} = P_{Kp \max}$ у однотокового выходного каскада (рис. 6.1 — 6.4).

Ответ. $U_{кЭм} = 7,01$ В, $U_{кЭ} = 8,571$ В, $I_{км} = 94,3$ мА, $I_K = 117,9$ мА; $P_{0K} = P_{Kp \max} = 1,01$ Вт.

Задача 6.8. Определить КПД транзистора, работающего в режиме, использованном в условиях задачи 6.7.

Ответ. $\eta = 24,8\%$.

Задача 6.9. Определить максимальное (пиковое) значение напряжения на коллекторе транзистора, работающего в режиме, использованном в условиях задачи 6.7.

Ответ. $u_{кЭ p \max} = 15,64$ В.

Задача 6.10. Используя данные примера 6.9, определить максимально допустимую мощность рассеяния на коллекторе транзистора типа КТ325А при $t_{c \max} = 100^\circ$.

Ответ. $P_{K \max} = 175$ мВт.

Задача 6.11. Чему равна максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторе транзистора типа КТ903А при $t_{c \max} = 65^\circ$ и $R_{кc} = 2^\circ$ С/Вт.

Ответ. $P_{K \max} = 9,38$ Вт.

Задача 6.12. Чему равны мощности: выходная и максимальная рабочая рассеяния, на аноде одной лампы у каскада на рис. 6.5, содержащего четыре лампы типа ГМ-100, работающие в режиме $E_0 = U_A = 5$ кВ, $U_{ан} = 4,5$ кВ и $i_{A \max} = 1,2$ А (у одной лампы).

Ответ. $P_H = 5,4$ кВт; $P_{Ap \max} = 676$ Вт.

Задача 6.13. Выходная мощность у каскада на рис. 6.5 $P_2 = 5,13$ кВт при работе на внешнюю нагрузку $R_{2H} = 11,23$ Ом. Параметры выходного трансформатора: $n_T = 40$ мГн, $r_1 = 109,9$ Ом, $r_2 = 0,245$ Ом; $L_1 = 16$ Гн, $L_{сн} = 40$ мГн, при этом общее внутреннее сопротивление двух ламп, находящихся в одном плече, $R_i \approx 2$ кОм. Определить сопротивление нагрузки, на которую работают две лампы одного плеча, и граничные частоты на уровне -3 дБ.

Ответ. $R_H = 2063$ Ом; $f_{H \sqrt{2}} = 40,4$ Гц; $f_{B \sqrt{2}} = 16,17$ кГц.

Задача 6.14. Крутизна характеристики $i_A = f(u_c)$ лампы предвыходного каскада (рис. 6.7) $S_{пр} = 5$ мСм. Входная цепь выходного каскада (рис. 6.5) характеризуется $U_{cm} = 500$ В и $i_{c \max} = 0,3$ А. Определить уровень нелинейных искажений, возникающих за счет работы выходных ламп с сеточным током.

Ответ. $k_{rc} = 4\%$.

Задача 6.15. Среднее значение сеточного тока у одного плеча выходного каскада $I_{c \text{ ср}} = 100$ мА и $R_{пр}^0 = 100$ Ом. Определить изменение напряжения смещения.

Ответ. $|\Delta U_c| = 10$ В.

Задача 6.16. По заданным значениям $I_{c \text{ ср}} = 200$ Ом, $|\Delta U_c| = 12$ В, $S_{пр} = 4$ мСм найти сопротивление дросселя r_L (рис. 6.7).

Ответ. $r_L = 158$ Ом.

Задача 6.17. Используя (6.31), найти результирующий коэффициент гармоник лампового двухтактного каскада, работающего в режиме B_2 , у которого $k_{г1} = 5\%$, $k_{г2} = 6,4\%$, $k_{г3} = 0,9\%$.

Ответ. $k_{г\Sigma} = 8,2\%$.

Задача 6.18. Определить амплитудные значения коллекторного тока транзистора V_3 (пример 6.19), требуемые для возбуждения выходного каскада напряжением сигнала $U_{бэиV4} + U_{кэмV4} = 4,2$ В в отсутствие и при наличии конденсатора C_3 .

Ответ. Без конденсатора C_3 $I_{кэиV3} = 9,97$ мА; с конденсатором C_3 $I_{кэиV3} = 4,45$ мА.

Задача 6.19. Найти сопротивление нагрузки переменному току для транзистора V_1 (рис. 6.13) при $R_2 = 1$ кОм, $R_{вхV4} = 1000$ Ом, $U_{бэиV4} = 0,3$ В и $U_{кэмV4} = 3,9$ В.

Ответ. $R_{нV1} = 933$ Ом.

Задача 6.20. Чему должно быть равно сопротивление резистора R_4 на рис. 6.14 для того, чтобы при $y_{21эV3} = 80$ мСм и $h_{2эV3} = 20$ мкСм получить $R_{гст} = 300$ кОм.

Ответ. $R_4 = 62,5 \approx 62$ Ом.

Задача 6.21. При каком значении коэффициента передачи тока $h_{21э}$ составного транзистора V_3V_5 (рис. 6.15) входное сопротивление выполненного на нем каскада при работе на внешнюю нагрузку $R_{н} = 15$ Ом составляет 30 кОм, если $h_{11э} = 5$ кОм.

Ответ. $h_{21э} = 1667$.

Задача 6.22. Сопротивления резисторов на рис. 6.16 $R_2 = 33$ Ом и $R_3 = 15$ Ом. Определить проводимость прямой передачи транзисторов каскада, при которой обеспечивается симметричность его плеч.

Ответ. $y_{21э} = 55,6$ мСм.

6.4. УПРАЖНЕНИЯ

Упражнение 6.1. Каково назначение выходных трансформаторов?

Упражнение 6.2. При каких условиях целесообразно использование дроссельно-трансформаторного выходного каскада?

Упражнение 6.3. При каких условиях целесообразно использование дроссельного выходного каскада?

Упражнение 6.4. Чем отличается двухтактный каскад от однотактного?

Упражнение 6.5. Выполнить построение по рис. 6.2, используя семейство характеристик биполярного или полевого транзистора, и определить значение величин, характеризующих режимы работы по постоянному и переменному токам.

Упражнение 6.6. В чем отличие режимов работы A , B и B_2 ?

Упражнение 6.7. Каковы особенности мощного предвыходного каскада на рис. 6.7?

Упражнение 6.8. На чем сказывается асимметрия плеч двухтактного каскада?

Упражнение 6.9. Каких видов существуют бестрансформаторные усилители; показать направления и пути прохождения постоянных и переменных составляющих токов транзисторов.

Упражнение 6.10. В чем различие транзисторов квазикомплементарных от комплементарных?

Упражнение 6.11. Дать описание назначения элементов принципиальных схем на рис. 6.11, 6.13 — 6.16.

Упражнение 6.12. Построить диаграмму по рис. 6.12, используя данные, приведенные в примерах расчета.

Упражнение 6.13. Каков вид общей ОС в усилителях на рис. 6.11, 6.13 — 6.15?

Упражнение 6.14. Чем определяется число диодов в усилителях на рис. 6.11, 6.13 и 6.14 (не учитывая в последнем V_2)?

Упражнение 6.15. Каково назначение стабилитрона V_1 на рис. 6.16?

Упражнение 6.16. В чем заключаются особенности ГСТ, используемого в качестве элементов связи?

Упражнение 6.17. С какой целью используются конденсаторы C_3 на рис. 6.11, 6.15 и C_2 на рис. 6.13?

Упражнение 6.18. Какими свойствами обладает составной транзистор?

Глава 7.

УСИЛИТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

7.1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Однокаскадные усилители с ОС полностью описаны в гл. 2. Расчет некоторых показателей таких усилителей ниже иллюстрируется примерами.

Многокаскадные усилители с ОС чаще всего представляют собой структуры, выходящие за рамки одноканальной ОС. В дополнение к общей ОС нередко используются схемы с местными ОС и схемы с теми или иными разновидностями эмиттерной (истоковой) связи. Отдельный каскад или несколько каскадов, охваченных ОС, можно рассматривать как усилитель с одноканальной ОС для некоторого участка цепи. При многоканальной ОС следует говорить о возвратном отношении $\underline{T} = -\underline{K}_0 \underline{B}$, глубине ОС $\underline{F} = 1 + \underline{T}$ и чувствительности \underline{S} только для данного усилительного элемента или блока.

Теория многоканальной ОС разработана не так полно, как одноканальной. Поэтому на практике во многих случаях наблюдается стремление по возможности преобразовать исходную схему к одноканальной ОС. На рис. 7.1,а показан граф передач двухкаскадного усилителя с многоканальной ОС. Здесь передачи K_{01} и K_{02} отражают прохождение сигнала через активные элементы, B_{11} , B_{12} ,

B_{21} , B_{22} — прохождение сигнала на входы активных элементов от соответствующих выходов. Передачи K_1 , K_2 , $K_{с\kappa}$ для простоты рисунка опущены. Рассматриваемую систему можно представить в виде структуры с одноканальной ОС по рис. 7.1, б. Коэффициенты усиления каскадов с местной ОС $K_{F(1)} = K_{01}/(1 + K_{01}B_{11})$ и $K_{F(2)} = K_{02}/(1 + K_{02}B_{22})$. Кроме того, местная ОС изменяет входные сопротивления в узлах 3 и 4 и этот эффект учитывается в передачах B_{12F} , B_{21F} . При многоканальной ОС выбор места разрыва петли ОС для определения F приобретает особое значение. Заметим, что каждый активный элемент находится в петле местной и общей ОС.

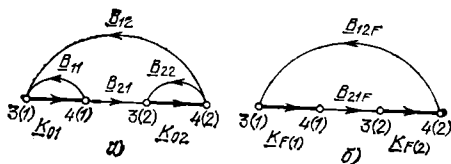


Рис. 7.1. Граф передач двухкаскадно-го усилителя с многоканальной ОС

Рассмотренный метод является общим для любого числа каскадов. С увеличением числа усилительных звеньев в общем случае возрастает число каналов ОС. В конкретной системе формулы для расчета усилителя нетрудно получить, используя изложенное выше. Предварительно необходимо определить входные сопротивления с ОС $Z_{вхF}$.

Усилители с мостовой ОС занимают особое место. Свойства таких систем при балансе моста рассмотрены в гл. 2. ОС мостового типа можно реализовать на сопротивлениях ($Z_K = R$) по рис. 2.2. Однако по сравнению с другими схемами такого же назначения она вносит значительные потери. Наибольшее распространение на практике получили схемы мостов с дифференциальными трансформаторами [4, 5, 7]. В реальных схемах Z'_0 и Z''_0 не соответствуют строгому балансу моста, однако их изменение внешними элементами нежелательно, так как увеличивает шумы и потери. В результате этого глубина ОС зависит от Z_1 и Z_2 . Тем не менее внешние параметры K_F , $Z_{вхF}$, $Z_{выхF}$ при достаточно глубокой ОС не зависят от Z'_0 и Z''_0 , так как относительно входа (выхода) K_0 цепи ОС параллельная и сопротивление между точками 3—3 (4—4) настолько мало, что присоединение внешних элементов несущественно и можно считать мост сбалансированным. Исходя из этого при выводе расчетных соотношений применяют следующие приемы, упрощающие решение задачи: 1) входное $Z_{вхF}$ и выходное $Z_{выхF}$ сопротивления усилителя, а также коэффициент передачи K_1 , K_2 рассчитывают при любом удобном значении входного и выходного сопротивлений цепи B_0 , включая 0 и ∞ ; 2) входные сопротивления мостов Z'_r и Z''_r со стороны подключения цепи B_0 , а также передачи B_1 , B_2 рассчитывают при холостом ходе или коротком замыкании входных (1—1) и выходных (2—2) зажимов усилителя [4].

На рис. 7.2 показаны распространенные структурные схемы входных и выходных цепей усилителя с комбинированной ОС мостового типа. В верхнем ряду сгруппированы схемы с одноканаль-

ной ОС, в нижнем — с местной эмиттерной ОС в дополнение к общей. На изображенных схемах Z'_6 , называемое балансным, соответствует $Z'_{кз}$ на рис. 2.2, а обмотки дифференциального трансформатора n' и m' — элементам моста $Z'_{к1}$, $Z'_{к2}$. Все сказанное справедливо и для выходных цепей. Параллельная ОС создается за счет дополнительных обмоток m' и m'' трансформаторов, последовательная — с помощью Z'_6 (Z''_6).

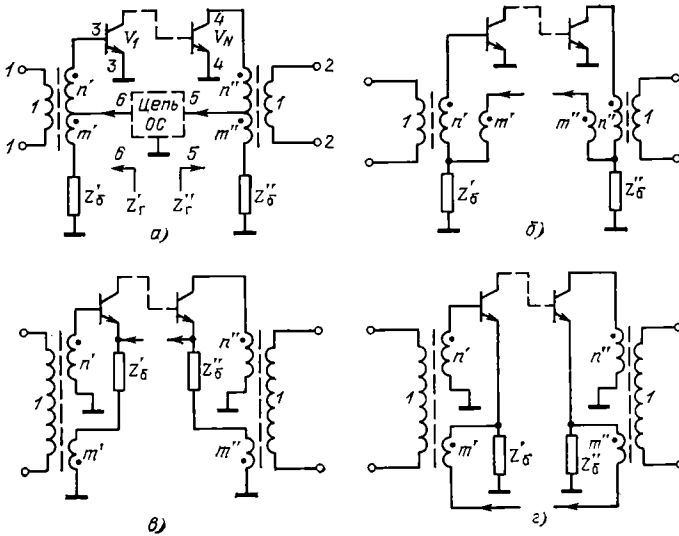


Рис. 7.2. Структурные схемы усилителей с ОС мостового типа

В схемах рис. 7.2, б, г балансные сопротивления размещены в эмиттерных цепях транзисторов, таким образом, в дополнение к общей создается эмиттерная ОС. Частотные свойства каскадов с местной ОС лучше, чем у схем с ОЭ. Поэтому в последних схемах можно получить большую глубину общей ОС.

На рис. 7.3 приведены две менее употребительные схемы с мостовой ОС. Первая является наиболее простой, поскольку она содержит двухобмоточный трансформатор. Параллельная ОС создается с помощью делителя R'_a , R'_b . Недостатком рассматриваемой схемы является шунтирование входа и выхода усилителя резисторными делителями, что вносит дополнительные шумы и потери.

Отличительной особенностью второй схемы является охват обратной связью трансформаторов, уменьшение вносимых ими искажений. Вследствие этого можно снизить требования к трансформаторам, уменьшить их габариты, массу, стоимость. Недостатком этой схемы является дополнительный фазовый сдвиг в петле ОС, вносимый реактивностями трансформаторов, снижение допустимой глубины ОС.

Рассмотренные схемы имеют одинаковые структуры входных и выходных цепей. Из них можно составлять различные комбинации. Необходимо помнить при этом о начальном фазовом сдвиге в петле ОС. Объединяя входную цепь на рис. 7.2,б и выходную цепь на рис. 7.2,в нужно выполнить K_0 -цепь с нулевым фазовым сдви-

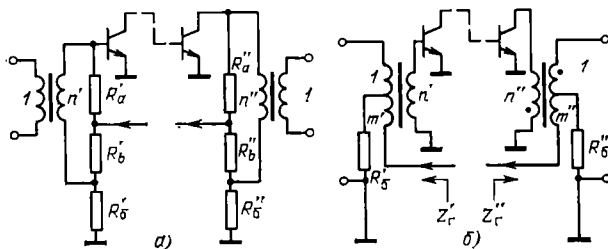


Рис. 7.3. Структурные схемы усилителей с ОС мостового типа с двухобмоточным трансформатором (а), с полным охватом трансформатора ОС (б)

гом, т. е. с четным числом каскадов с ОЭ, в то время как исходные схемы требуют фазовый сдвиг 180° . Формулы для расчетов параметров схем при условии согласования $R_{вх F} = R_{1г}$, $R_{вых F} = R_{2г}$ приведены в табл. 7.1. Показатели выходных цепей определяют по тем же формулам, но в них все величины имеют обозначения с двумя штрихами. Сопротивления $R'_г$, $R''г$ представляют собой входные сопротивления шестиполюсников со стороны ОС B_0 . Отношения коэффициентов трансформации между обмоткой ОС и основной обмоткой m'/n' и m''/n'' рекомендуется выбирать равными 0,1 ... 0,5 [4, 7].

Таблица 7.1

Схема	$R'_б$	$R'_г$	K_1	B_1	K_2	B_2
Рис. 7.2,а, в	$(n'+m')m'R_{вхF}$	$m'n'R_{вхF}$	n'	1	$\frac{R''г}{2m''}$	$\frac{R'_г R''г}{R'_г + R''г}$
Рис. 7.2,б, г	$m'n'R_{вхF}$	$(n'-m')m'R_{вхF}$	$n'-m'$			
Рис. 7.3,б	$\frac{m'R_{вхF}}{1+m'}$	$m'R_{вхF}$	$\frac{n'}{1+m'}$			
Рис. 7.3,а	$\frac{(n')^2 R'_б R_{вхF}}{R'_а + R'_б - (n')^2 R_{вхF}}$	$\frac{R'_а R'_б}{R'_а + R'_б - (n')^2 R_{вхF}}$	$\frac{n' R'_а}{R'_а + R'_б}$	$\frac{R'_б}{R'_б + R'_б}$		

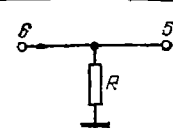
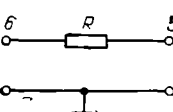
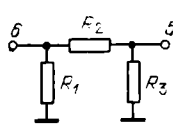
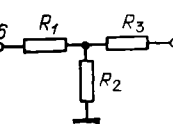
Примечание. $R'_б$, $R''г$ определяются по формулам для $R'_б$, $R'_г$, в которых все величины зависят от параметров выходной цепи, т. е. m'' , n'' , $R'_а$, $R'_б$, $R_{вх F}$.

Для расчета элементов цепи ОС должны быть известны значения B_0 , R'_r , R''_r и схема четырехполюсника этой цепи. Варианты построения такого четырехполюсника и формулы для расчета его элементов приведены в табл. 7.2. Параметры выбранных цепей должны удовлетворять условию

$$B_0 = K_1 K_2 / B_1 B_2 K_F = K_{F \min} / K_F \leq 0,5, \quad (7.1)$$

где $K_{F \min} = K_1 K_2 / B_1 B_2$ — коэффициент усиления устройства при $B_0 = 1$. Схему цепи ОС следует выбирать по величине вносимого затухания $a_0 = 1/B_0$ и сопротивлений R'_r , R''_r . Малая величина a_0

Таблица 7.2

№ п/п	Схема цепи ОС	Формулы
1		$a_0 = 1/B_0$ $a_0 \leq 10 \quad R = \frac{1}{a_0 - 1} \frac{R'_r R''_r}{R'_r + R''_r}$
2		$a_0 \leq 10 \quad R = (a_0 - 1)(R'_r + R''_r)$
3		$a_0 > 10 \quad a_0 = a_1 a_2$ $R_1 = R_3 = 2 \frac{R'_r R''_r}{(a_1 - 1)(R'_r + R''_r)}, R_2 = (a_2 - 1) \left(\frac{R_1 R'_r}{R_1 + R'_r} + \frac{R_3 R''_r}{R_3 + R''_r} \right)$
4		$a_0 > 10 \quad a_0 = a_1 a_2$ $R_1 = R_3 = \frac{1}{2} (a_1 - 1)(R'_r + R''_r), R_2 = \frac{1}{a_2 - 1} \frac{(R'_r + R_1)(R''_r + R_3)}{R'_r + R''_r + R_1 + R_3}$

позволяет использовать простейшие схемы (1, 2). Первую из них удобно использовать, если R'_r , R''_r велики. В противном случае R оказывается слишком малым (меньше 10 Ом). Схему 2 рекомендуется применять при малых R'_r , R''_r . Для упрощения расчетов схем 3, 4 элементы продольных и поперечных ветвей рассчитываются по своим вносимым затуханиям a_1 и a_2 , получаемым произвольно из a_0 [4,7].

Устойчивость усилителей с ОС. В устройстве с глубокой ОС, если не принимаются специальные меры, как правило, возникает генерация. Поэтому значительная доля инженерного труда нередко приходится на расчеты и измерения, связанные с проблемой обеспечения устойчивости.

Задача конструирования устойчивых усилительных схем в частотной области сводится к ключевому вопросу о наиболее подходящем поведении функции $T(jf)$. Ответ на этот вопрос дает критерий устойчивости Найквиста, применяемый к системам с ОС, которые в разомкнутом состоянии устойчивы. Система устойчива, если годограф вектора $T(jf)$, построенный в диапазоне частот от 0 до ∞ , не охватывает критическую точку $-1, j0$. Другими словами, модуль возвратного отношения $T(f)$ должен быть меньше единицы при $\varphi_T = -180^\circ$.

Запасы устойчивости характеризуют удаленность устройства от критического состояния (рис. 7.4,а). Запас устойчивости по модулю x — это выраженная в децибелах величина, обратная модулю возвратного отношения $T = K_0 B$ на частоте f_π , при которой аргумент $T(jf)$ $\varphi_T = -\pi$, $x = -20 \lg(1/T_\pi)$. Запас устойчивости по аргументу $y = \varphi_r^\circ / 180^\circ$, где φ_r — это дополнение до -180° фазового угла возвратного отношения на частоте f_r , при которой $T = 1$ ($20 \lg T = 0$ дБ).

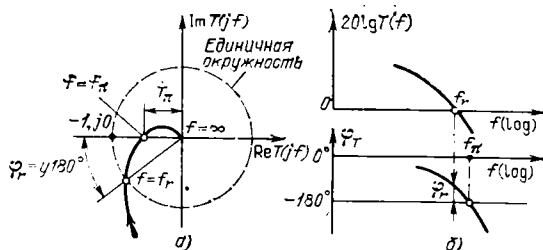


Рис. 7.4. Запасы устойчивости по модулю $x = -20 \lg(1/T_\pi)$ и аргументу $y = \varphi_r^\circ / 180^\circ$

В зависимости от типа усилителя и условий применения необходимы различные запасы устойчивости. Исходя из условий $x = 3N$ дБ и $y = 10^\circ N / 180^\circ$, где N — число каскадов в усилителях многоканальной связи, $x = 9 \dots 10$ дБ, $y = 1/6$ рад ($\varphi_r = 30^\circ$). В ОУ, область применения которых весьма широка и заранее не известна, запас по аргументу увеличивают до 0,25 рад, а для получения максимально плоской переходной характеристики до 0,36 рад, 45 и 65° соответственно.

Специфирование запаса устойчивости по фазе общепринято в основном потому, что фазовый угол -180° и частота f_π не всегда могут быть достигнуты, например, при охвате ОС одного каскада с асимптотическим значением ФЧХ, составляющим $\pm 90^\circ$ [13].

Ясное представление о двух показателях запасов устойчивости T_π и φ_r дают АЧХ и ФЧХ возвратного отношения, изображенные на рис. 7.4,б. Определение запасов по этим характеристикам чрезвычайно просто.

По известным значениям частот полюсов и нулей функций $K_0(f)$ и $B(f)$, используя асимптотическую аппроксимацию, удобно строить логарифмические АЧХ (ЛАХ), а по ним и ФЧХ в случае минимально фазовой цепи. На рис. 7.5 изображены полученные таким образом диаграммы для системы с трехполюсной функцией передачи

K_0 -цепи и частотно-независимой передачей B -цепи. По ним легко найти запасы устойчивости и допустимую глубину ОС, а также глубину ОС на любой частоте.

Оптимальная характеристика возвратного отношения показана на рис. 7.6,а сплошной жирной линией. Максимальное значение глубины ОС в полосе пропускания $A_{\max} = 20 \lg F_{\max}$. Поскольку $F_{\max} \gg 1$, то можно считать, $A_{\max} \approx 20 \lg T_{\max}$. Горизонтальная линия $T = T_{\max} = \text{const}$ и прямая постоянного наклона 1 с крутизной $-12(1-y)$ дБ/окт образуют характеристику идеального среза, причем линия 1 достигает уровня T на частоте $f_B/2$. Их соединяют плавно в диапазоне $f_B \dots 2f_B$. Возвратное отношение ограничивается асимптотами АЧХ каскадов усиления. Суммарная асимптота (линия 2) представляет собой прямую постоянного наклона с крутизной $-6N$ дБ/окт. Ей соответствует асимптотический фазовый сдвиг $-\pi/2$ рад. Ступенька, соединяющая прямые 1 и 2, формируется для того, чтобы скомпенсировать фазовый сдвиг, который добавляет асимптота АЧХ к ФЧХ идеального среза. Частоты сопряжения ступеньки [4]

$$f_c = f_a \cdot 10^{0,05x/N}, \quad f_d = 2(1-y)f_c/N. \quad (7.2)$$

Максимальная глубина ОС при этом

$$A_{\max} = 20 \lg (2f_d/f_B)^{2(1-y)} - x. \quad (7.3)$$

Предельно достижимая глубина ОС определяется положением асимптоты, которая зависит от параметров активной и пассивной

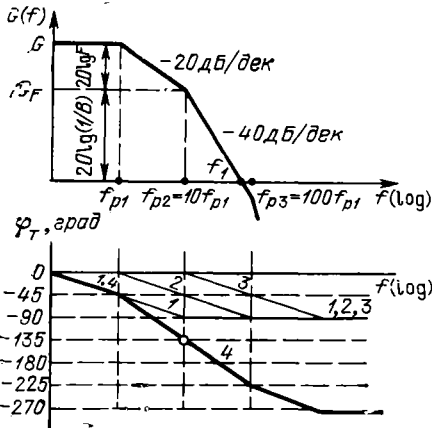


Рис. 7.5. АЧХ и ФЧХ усилителя с трехполюсной функцией передачи и частотно-независимой ОС

Фигура 7.5. АЧХ и ФЧХ усилителя с трехполюсной функцией передачи и частотно-независимой ОС. Верхний график — амплитудно-частотная характеристика $G(f)$ в дБ, нижний — фазовая характеристика φ_T в градусах. Показаны частоты полюсов f_{p1}, f_{p2}, f_{p3} и частота среза f_c .

то, чтобы скомпенсировать фазовый сдвиг, который добавляет асимптота АЧХ к ФЧХ идеального среза. Частоты сопряжения ступеньки [4]

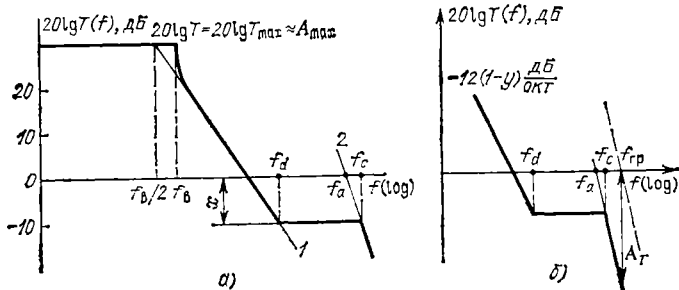


Рис. 7.6. Оптимальная характеристика возвратного отношения

цепей петли. Частота пересечения асимптоты с осью абсцисс f_a связана с граничными частотами $f_{грi}$ транзисторов каждого уси-

тельного каскада. Граничная частота цепи усиления $f_{гр} = \sqrt[N]{\prod_{i=1}^N f_{грi}}$.

На рис. 7.6,а $f_{гр} = f_a$. В то же время пассивная цепь вносит потери на асимптотических частотах, характеризуемые коэффициентом передачи A_T . Возвратное отношение становится меньше 1, и асимптота петлевого усиления проходит ниже асимптоты K_0 -цепи на величину $A_T = 20 \lg B^{-1}_T$ (рис. 7.6,б).

В результате вся характеристика смещается влево. Расчеты можно вести по приведенным выше соотношениям (7.2), (7.3), в которых $f_a = f_{гр} \cdot 10^{-0,05 A_T / N}$.

Асимптотические потери, смещая АЧХ $T(f)$, уменьшают A_{max} в заданном диапазоне частот либо сужают диапазон частот, в котором достижима заданная A_{max} . Для уменьшения A_T параллельно пассивным элементам в петле ОС включают конденсаторы, получившие название конденсаторов высокочастотного обхода, так, чтобы они образовали двухпроводную цепь передачи с выхода усилителя 4—4 на его вход 3—3 на рис. 2.2. Очевидно, что «обойти» на асимптотических частотах нужно $Z''_{к1}$, $Z_{в4}$, $Z'_{к1}$ и $Z_{в3}$. Последний элемент чаще всего в схемах «заземлен» слева и справа (его попросту нет), и тогда достаточно трех конденсаторов ВЧ обхода. В схеме 1 табл. 7.2 также не требуется подключать конденсатор к точкам 5—6 и, следовательно, достаточно двух конденсаторов. В этой схеме перепад A_T можно (см. рис. 7.6) уменьшить, включив последовательно с R небольшую индуктивность, в результате чего на асимптотических частотах затухание B_0 -цепи будет уменьшаться.

В схемах типа рис. 7.2,а, б конденсатор ВЧ обхода C_{a1} включают между базой транзистора V_1 и выходом 6 B_0 -цепи, C_{a2} — между коллектором транзистора V_N и входом 5 B_0 -цепи, C_{a3} — между точками 5—6 B_0 -цепи. Включение конденсаторов ВЧ обхода в петле ОС для более сложных структур показано на рис. 7.7 [4]. При этом схема на рис. 7.7,б соответствует четному числу каскадов с

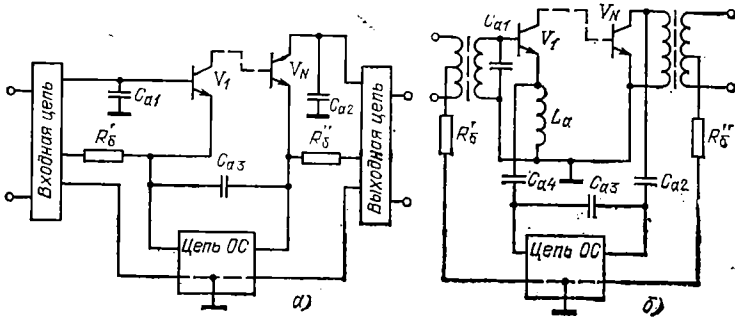


Рис. 7.7. Включение конденсаторов высокочастотного обхода в петле ОС

ОЭ, что потребовало включения дополнительной емкости обхода C_{a4} и индуктивности L_a . Во всех схемах емкости конденсаторов ВЧ обхода выбираются достаточно малыми, чтобы исключить их влияние в полосе пропускания:

$$C_a \approx (0,1 \dots 0,3) / 2\pi f_{\text{в}} R_{\text{эк}}, \quad (7.4)$$

где $R_{\text{эк}}$ — эквивалентное сопротивление цепи, шунтируемой конденсатором C_a .

Для схемы рис. 7.7,б $C_{a4} \approx C_{a1}/4$, $L_a \approx (R_{1\text{эк}} + h_{11\text{э},1}) / 2\pi f_{\text{в}} h_{21\text{э},1}$, где $R_{1\text{эк}}$ — эквивалентное сопротивление со стороны вторичной обмотки входного трансформатора; $h_{11\text{э},1}$, $h_{21\text{э},1}$ — параметры транзистора V_1 . Вносимое затухание цепи ОС на асимптотических частотах определяется следующим уравнением:

$$A_T \approx 20 \lg (1 + C_1 / C_{a \text{ эк}}), \quad (7.5)$$

где $C_1 = C_{\text{кН}} + C_{\text{м}}$, $C_{\text{кН}}$ — емкость коллектор — база транзистора V_N , $C_{\text{м}}$ — емкость монтажа,

$$C_{a \text{ эк}} = (1/C_{a1} + 1/C_{a2} + 1/C_{a3} + 1/C_{a4} + 1/C_{6\text{э},1})^{-1}, \quad (7.6)$$

$C_{6\text{э},1}$ — входная емкость транзистора V_1 .

Для схемы рис. 7.7,а $C_1 = C_{\text{м}}$, член $1/C_{a4} \neq 0$ только в схеме рис. 7.7,б.

Дополнительный неминимально-фазовый сдвиг, обусловленный паразитными элементами транзисторов и конечным временем распространения сигнала по петле ОС, ограничивает максимальную глубину ОС в усилителях с граничной частотой выше 1 МГц. Все составляющие неминимально-фазового сдвига линейно зависят от частоты. Коэффициенты дополнительного фазового сдвига α_n транзисторов, α_a — асимптоты и $\alpha_{\text{п}}$ — петли ОС определяются выражениями [4,7]

$$\alpha_{n1} \approx 360^\circ \cdot 10^6 \cdot 2 C_{\text{к}} r'_{6\text{э}} / h_{21\text{э}} \text{ [град/МГц]},$$

$$\alpha_a \approx 360^\circ \cdot 10^6 N / \pi^2 f_c \text{ [град/МГц]}, \quad \alpha_{\text{п}} \approx 0,012 l / \sqrt{\epsilon} \text{ [град/МГц]}, \quad (7.7)$$

где l — длина петли ОС, см; ϵ — диэлектрическая проницаемость материала платы, на которой монтируется усилитель. Для компенсации дополнительного фазового сдвига необходимо увеличивать интервал частот ступеньки на оптимальной диаграмме АЧХ (рис.

7.6), т. е. уменьшать частоту f_d , которая с учетом $\alpha_{\Sigma} = \sum_{i=1}^N \alpha_{ni} + \alpha_{\text{п}} + \alpha_a$ определяется выражением

$$f_d = 2 (1 - y) 360^\circ / \alpha_{\Sigma} \pi^2. \quad (7.8)$$

Формирование ЛАХ $T(f)$ осуществляется введением специальных корректирующих цепей. Они вносят затухание на тех частотах, на которых имеется избыток усиления по петле ОС. Корректирующие цепи не должны влиять на внешние характеристики усилителя в полосе пропускания, поэтому их включают в K_0 -цепь. Характерис-

тика вносимого затухания $a_{вн \Sigma}$ (кривая 1 на рис. 7.8б), по которой синтезируются элементы коррекции, находится как разность двух характеристик: некорректированной АЧХ $T(f)$ и оптимальной характеристики Боде (см. рис. 7.8а). Контролировать АЧХ $T(f)$ усилителя с глубокой ОС необходимо в интервале частот, намного превосходящем диапазон рабочих частот, поэтому с достаточной степенью точности ее можно определить лишь экспериментально. В связи с этим обычно производится только приближенный расчет.

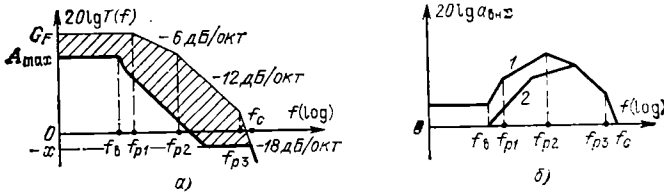


Рис. 7.8. Определение вносимого затухания

В полосе пропускания (до $f_{в}$ на рис. 7.8) избыточное усиление можно устранить в одном или нескольких каскадах уменьшением сопротивления нагрузки или введением местной ОС. Варианты цепей, включенных в усилитель с этой целью, показаны на рис. 7.9. Цепь из резистора $R_{ш}$ и конденсатора $C_{ш}$ уменьшает сопротивление нагрузки. Вносимое ею затухание [4] $a_{вн} = 20 \lg(1 + R_{ш}/R_{н})$, $R_{ш} = R_{н}(10^{0,05 a_{вн}} - 1)^{-1}$, $C_{ш} = (3 \dots 10)/2\pi f_{н} R_{ш}$, где $R_{н}$ — сопротивление нагрузки транзистора V_{i-1} ; $f_{н}$ — нижняя граничная частота рабочего диапазона. Местная ОС вносит затухание, численно равное глубине ОС:

$$a_{вн} = 20 \lg [1 + h_{21i} R_{нi} / (R_{м} + h_{11i} + R_{нi})],$$

где $R_{м}$ — эквивалентное сопротивление межкаскадной цепи. Учитывая, что $R_{м} \gg R_{нi}$, получаем

$$R_{нi} \approx (10^{0,05 a_{вн}} - 1) (R_{м} + h_{11i}) / h_{21i}. \quad (7.9)$$

Параллельно $R_{нi}$ включен конденсатор $C_{ш}$ для устранения влияния $R_{нi}$ на асимптотических частотах. Если используются обе цепи коррекции $R_{ш}, C_{ш}$ и $R_{нi}$, как показано на рис. 7.9, то они влияют друг на друга и может потребоваться дополнительное уточнение затухания. При наличии местной ОС в i -м каскаде

$$R_{н(i-1)} = \frac{R_{ми} R_{0 \text{ вх}i} F_{КМи} / F_{ХМи}}{R_{ми} + R_{0 \text{ вх}i} F_{КМи} / F_{ХМи}}. \quad (7.10)$$

где $R_{0 \text{ вх}i}$ — входное сопротивление при $h_{21i} = 0$, к тому же изменяются частоты полюсов.

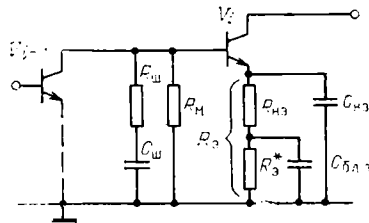


Рис. 7.9. Схемы коррекции передачи $T(f)$ RC-цепями

Для параллельной ОС получим

$$f_{pFi(i-1)} \approx f_{p(i-1)} [1 + R_{H(i-1)} (1 + K_i)/R], \quad f_{pFi} \approx f_{pi} F_{Mi},$$

где K_i — коэффициент усиления; F_{Mi} — глубина ОС i -го каскада; R — сопротивление цепи ОС.

Для последовательной ОС

$$f_{pFi(i-1)} = f_{p(i-1)} F_{Mi}/F_{K Mi}, \quad f_{pFi} = p_i F_{Mi}, \quad (7.11)$$

За рабочим диапазоном частот принцип коррекции ЛАХ $T(f)$ сохраняется. Необходимо учесть, что коррекция в рабочем диапазоне частот приводит к изменению частот полюсов усилительных каскадов. На рис. 7.8 показана одна из возможных характеристик $a_{вн}$ (кривая 2) в предположении, что коррекция в рабочем диапазоне частот изменила f_{p1} и f_{p2} . За рабочим диапазоном частот вносимое затухание существенно зависит от частоты. Поэтому здесь используются более сложные цепи — полосовые фильтры и LCR-контуры (рис. 7.10). Включение параллельно резистору $R_{вв}$ катушки L_2 с малой индуктивностью $L_2 \leq 0,1 (R_m + h_{11э})/2\pi f_{в} h_{21э}$ приводит

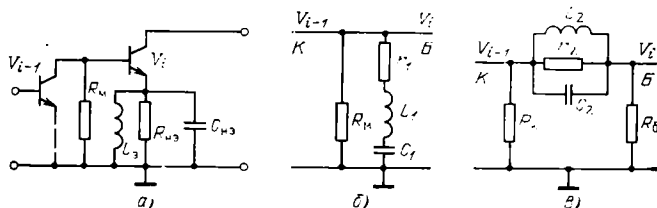


Рис. 7.10. Схемы коррекции передачи $T(f)$ резонансными контурами

к устранению местной ОС на частотах $f \leq f_{в}$. На частоте резонанса контура f_0 глубина ОС наибольшая. Последовательный LCR-контур эффективно действует, если $R_{H(i-1)}$ велико (на входе предварительного каскада или каскада с местной ОС). Параллельный контур выгодно включать на входе каскада с малым входным сопротивлением (мощный каскад без местной ОС). При $f_{в} > 5$ МГц параллельный контур целесообразно включать при наличии межкаскадного разделительного конденсатора, так как в иных условиях его включение приведет к увеличению длины петли ОС, что отрицательно отразится на величине A_{max} .

Расчет элементов контуров удобно вести по нормированным характеристикам рис. 7.11 [4]. Выбрав по этим графикам подходящие характеристики, можно рассчитать элементы контуров, причем:

для последовательного контура

$$r_1 \approx k R_{H(i-1)} f_{pi}/f_0, \quad L_1 = Q r_1/2 \pi f_0, \quad C_1 = 1/2 \pi f_0 r_1 Q, \quad (7.12)$$

для параллельного контура

$$r_2 = k^{-1} \sqrt{R_{н(i-1)}^2 + h_{21i}^2 f_{pi}^2 / f_0^2}; \quad L_2 = r_2 / 2 \pi f_0 Q; \quad C_2 = Q / 2 \pi f_0 r_2, \quad (7.13)$$

в цепи ОС

$$R_{нэ} \approx r_2 f_0 / h_{21i} f_{pi}; \quad L_э \approx r_2 / 2 \pi Q h_{21i} f_{pi};$$

$$C_{нэ} \approx C_2 h_{21i} f_{pi} / f_0,$$

где f_{pi} — частота полюса i каскада усиления; f_0 — резонансная частота контура.

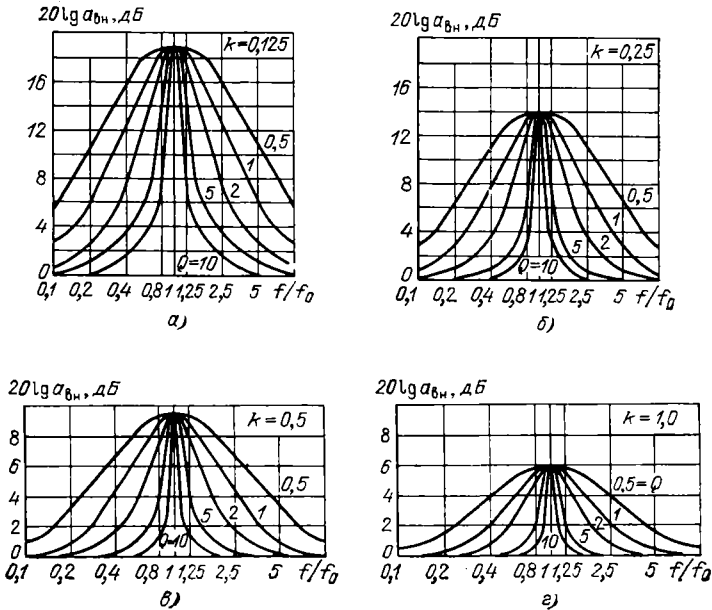


Рис. 7.11. Нормированные характеристики вносимого затухания корректирующих резонансных контуров для различных значений k

Формирование низкочастотного среза ЛАХ $T(f)$ не имеет на практике решающего значения, так как существует принципиальная возможность построения усилителя без реактивных элементов. Целесообразно выполнять АЧХ $T(f)$ близкой к характеристике идеального среза со средним наклоном 6... 10 дБ/окт (рис. 7.12), используя для этого емкости разделительных и блокировочных конденсаторов и индуктивные элементы, находящиеся в петле ОС усилителя, без применения дополнительных корректирующих цепей. Построение ЛАХ $T(f)$ удобно вести от нижней границы полосы пропускания, начиная с частоты $f_H/2$ к асимптоте. Начало ступеньки соответствует частоте

$$f_d' = 0,5 f_H 10^{-(A_{\max} + x_H) / 40(1 - y_H)}, \quad (7.14)$$

конец — $f'_c = f'_d 2(1 - y_{в}) / N_0$, где N_0 — число элементов, препятствующих прохождению постоянного тока по петле ОС [4].

Для получения требуемого наклона АЧХ $T(f)$ номиналы элементов следует выбирать такими, чтобы частоты нулей и полюсов располагались в определенном порядке, чередуя участки характеристики с наклоном 12 и 6 дБ/окт. Формировать АЧХ $T(f)$ целесообразно в первую очередь конденсаторами $C_{бл\alpha}$, выбирая связанные с ними частоты полюсов ближе к рабочему диапазону, в результате чего уменьшаются емкости этих конденсаторов и в ряде случаев их габариты.

В табл. 7.3 приведены ЛАХ и формулы частот нуля и полюса, по которым можно найти номинальные значения элементов, формирующих НЧ срез.

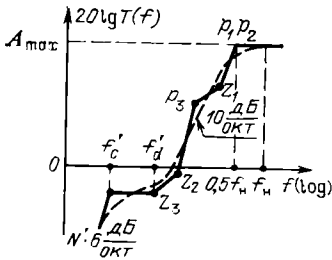


Рис. 7.12. Формирование характеристик НЧ среза.

Таблица 7.3

Элементы схемы	АЧХ	Формулы
Дроссель с индуктивностью L_D		$f_z = 0, f_p = R_{эк} / 2\pi L_D$
Разделительный конденсатор C_p		$f_z = 0, f_p = 1 / 2\pi R_{эк} C_p$
Эмиттерный конденсатор $C_{бл\alpha}$ (рис. 7.9)		$f_z = 1 / 2\pi R_9^* C_{бл\alpha}$ $f_p = f_z M_0,$ $M_0 = 1 + \frac{(1 + h_{21\alpha}) R_9^*}{(1 + h_{21\alpha}) R_9^* + h_{11\alpha} + R_M}$

Примечание. $R_{эк}$ — эквивалентное сопротивление, подключенное параллельно дросселю или разделительному конденсатору.

7.2. ПРИМЕРЫ

Пример 7.1. В однокаскадном усилителе, схема которого показана на рис. 7.13,а, используется транзистор КТ357Б с параметрами $h_{11\alpha} = 3350 \text{ Ом}$, $h_{21\alpha} = 134$ и $h_{22\alpha} \approx 0$. Рассчитать глубину ОС

при $R_{61}=100 \text{ кОм}$, $R_{62}=15 \text{ кОм}$, $R_k=5,6 \text{ кОм}$, $R_3=1 \text{ кОм}$, $R_{1r}=1 \text{ кОм}$.

Решение. В схеме имеют место последовательная по входу и выходу гальваническая ОС и такая же ОС на переменном токе. Гальваническая ОС определяется транзистором и показанными на схеме резисторами. Структурная схема

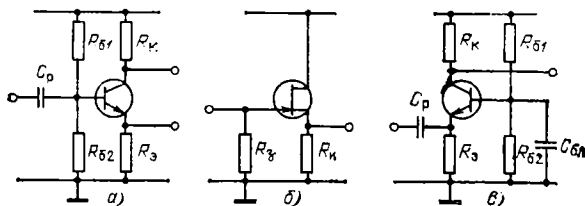


Рис. 7.13. Примеры схем каскадов с ОС

ОС соответствует рис. 2.3,а. При этом Z'_0 соответствует h_{11a} , $Z_{2n} \rightarrow R_k$, $Z_{B6} \rightarrow R_6$, $Z_{1r} \rightarrow R_6 = R_{61} \parallel R_{62}$. Выражения для расчета глубины гальванической ОС приведены в примере 2.2. Для гальванической ОС получаем $F_0 = 1 + h_{21a} R_3 / (R_3 + h_{11a} + R_6) = 1 + 134 \cdot 10^3 / (10^3 + 3350 + 13 \cdot 10^3) = 8,723$. На частотах сигнала ОС зависит от последовательного сопротивления источника сигнала и разделительного конденсатора, которые включаются параллельно R_6 , образуя Z_{1r} (рис. 2.3,а). Считая сопротивление конденсатора равным нулю, получаем $F = 1 + h_{21a} R_3 / (R_3 + R_M + h_{11a})$, где $R_M = R_{1r} \parallel R_6 = 928 \text{ Ом}$. Таким образом, $F = 1 + 134 \cdot 10^3 / (10^3 + 3350 + 928) = 26,4$.

Пример 7.2. Схема рис. 7.13,а. Данные примера 7.1. Рассчитать входное сопротивление усилителя.

Решение. Для упрощения задачи определяем сначала входное сопротивление $R_{вх1}$ между базой и общим проводом, а затем входное сопротивление каскада, учитывая что параллельно $R_{вх1}$ включено эквивалентное сопротивление базового делителя R_6 . Выражение для расчета $R_{вх1}$ получаем из примера 2.3: $R_{вх1} = h_{11a} + (1 + h_{21a}) R_3 = 3350 + (1 + 134) \cdot 10^3 = 138,35 \text{ кОм}$, $R_{вх} = R_{вх1} \parallel R_6 = 138,35 \parallel 13 = 11,88 \text{ кОм}$.

Пример 7.3. Схема рис. 7.13,а. Данные примера 7.1. Рассчитать сквозной коэффициент усиления $K_{EF} = U_2 / E_1$ в диапазоне частот, где сопротивлением разделительного конденсатора можно пренебречь.

Решение. Вариант 1. По методу гл. 2 (пример 2.4) находим:

$$K_{1Y} = \frac{1}{R_{1r} + R_6 \parallel (R_3 + h_{11a})} \frac{R_6}{R_6 + R_3 + h_{11a}} =$$

$$= \frac{1}{10^3 + 13 \cdot 10^3 \parallel (10^3 + 3350)} \frac{13 \cdot 10^3}{13 \cdot 10^3 + 10^3 + 3350} = 0,176 \text{ кОм}^{-1}.$$

$K_2 = R_k = 5,6 \text{ кОм}$. Из примера 7.1

$$F(R_{1r}) = 26,4. \quad K_{EF} = K_{1Y} K_0 K_2 / F(R_{1r}) = 0,176 \cdot 10^{-3} \cdot 134 \cdot 5,6 \cdot 10^3 / 26,4 = 5.$$

Вариант 2. По методу гл. 7 (рис. 7.1) находим по данным примеров 7.1 и 7.2:

$$K_{1YF} = I_6/E_1 = \frac{U_{B-0}}{E_1} \frac{I_6}{U_{B-0}} = \frac{R_6 \parallel R_{BX1}}{R_6 \parallel R_{BX1} + R_{1r}} \frac{1}{R_{BX1}} =$$

$$= \frac{R_6}{R_6 R_{BX1} + R_{1r} R_6 + R_{BX1} R_{1r}} =$$

$$= \frac{R_6}{13 \cdot 10^3} = 6,66 \cdot 10^{-3} \text{ КОМ}^{-1},$$

U_{B-0} — напряжение база — общий провод, $K_0 = K_{IF} = K_I = I_K/I_B = h_{21a} = 134$, $K_2 = R_K = 5,6 \text{ КОМ}$, $K_{IF} = K_{1YF} K_{IF} K_2 = 6,66 \cdot 10^{-6} \cdot 134 \cdot 5,6 \cdot 10^3 = 5$. В последнее выражение глубина ОС не входит в явном виде, так как $K_{1YF} = K_{1Y}/F(R_{1r})$.

Пример 7.4. Схема рис. 7.13,а. Данные примера 7.1. Рассчитать коэффициент усиления $K_F = U_2/U_1$, считая сопротивление разделительного конденсатора пренебрежимо малым. Напряжение U_1 соответствует U_{B-0} примера 7.3.

Решение. В а р и а н т 1. По методу гл. 2 (пример 2.4) $K_{1Y} = 1/(R_0 + h_{11a}) = 1/(3350 + 10^3) = 0,229 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}^{-1}$, $K_2 = R_K = 5,6 \text{ КОМ}$, $K_F = K_{1Y} K_0 K_2 / F_K$, $K_0 = K_{IF} = h_{21a} = 134$. Глубина ОС определяется подобно F_0 в примере 7.1 при $R_0 = 0$; $F_K = 1 + 134 \cdot 10^3 / (10^3 + 3350) = 31,8$, $K_F = 0,229 \cdot 10^{-3} \cdot 134 \cdot 5,6 \cdot 10^3 / 31,8 = 5,42$.

В а р и а н т 2. По методу гл. 7. $K_{1YF} = 1/R_{BX1} = 1/138,35 \cdot 10^3 = 7,23 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}^{-1}$, R_{BX1} из примера 7.2, $K_0 = K_{IE} = K_I = h_{21a} = 134$, $K_F = K_{1YF} K_0 K_2 = 7,23 \cdot 10^{-6} \cdot 134 \times 5,6 \cdot 10^3 = 5,43$. В инженерной практике принято определять $K_F \approx R_K/R_0 = 5,6 \cdot 10^3 / 10^3 = 5,6$.

Пример 7.5. Схема рис. 7.13,б. Истоковый повторитель выполнен на полевом транзисторе КП303В с крутизной в точке покоя $S = 3 \text{ мА/В}$, сопротивления резисторов $R_S = 1,0 \text{ МОМ}$, $R_H = 510 \text{ Ом}$. Рассчитать глубину ОС.

Решение. Характерной особенностью полевого транзистора является его весьма высокое входное сопротивление, поэтому в широком диапазоне частот $B_K = B(Z_1)$ и $F_K = F(Z_1)$. Глубина ОС не зависит от R_1 и R_2 . Для схемы рис. 7.12,б $F_K = F(R_{1r}) = 1 + SR_H = 1 + 3 \cdot 10^{-3} \cdot 510 = 2,53$.

Пример 7.6. Схема рис. 7.13,б. Данные примера 7.5. Рассчитать коэффициент усиления $K_F = U_2/U_1$.

Решение. $K_1 = 1$, $K_2 = R_H = 510 \text{ Ом}$, $K_0 = S = 3 \text{ мА/В}$, $F_K = 2,53$. Из примера 7.5: $K_F = K_1 K_0 K_2 / F_K = SR_H / (1 + SR_H) = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 510 / 2,53 = 0,6$.

Пример 7.7. Схема рис. 7.13,б. Данные примера 7.5. Рассчитать выходное сопротивление схемы со стороны истока.

Решение. Используя формулу (2.3) и пример 2.3, определяем $Z_0 = R_{вых} = R_H$, $F_K = 1$, $F_X = 1 + SR_H$ и $R_{ввыхF} = R_H / (1 + SR_H) = 510 / (1 + 3 \cdot 10^{-3} \cdot 510) = 201 \text{ Ом}$. В инженерной практике принято считать $R_{ввыхF} \approx 1/S$. Это справедливо при $F_K \geq 10$.

Пример 7.8. На рис. 7.13,в изображен усилительный каскад, выполненный по схеме с общей базой. В каскаде используется транзистор КТ340А с параметрами $h_{21a} = 170$, $h_{11a} = 4200 \text{ Ом}$, $h_{22a} \approx 0$. Рассчитать глубину ОС при $R_K = 3,3 \text{ КОМ}$, $R_S = 2,4 \text{ КОМ}$,

если схема работает от источника сигнала с $R_{1r} = 10$ кОм и сопротивление конденсатора можно считать равным нулю.

Решение. Для расчета $F(R_{1r}) = 1 + K_0 B(R_{1r})$ требуется определить $B(R_{1r})$. Воспользуемся примером 2.1 и рис. 2.4, в. При заданных условиях $Z''_0 = \infty$, $Z_2 = R_k$, $Z_{B6} = R_9 \parallel R_{1r}$, $Z_{1r} = R_{1r}$, $Z'_0 = h_{11a}$, откуда получаем

$$F(R_{1r}) = 1 + h_{21a} \frac{R_9 \parallel R_{1r}}{R_9 \parallel R_{1r} + h_{11a}} = 1 + 170 \frac{2,4 \cdot 10^3 \parallel 10^4}{2,4 \cdot 10^3 \parallel 10^4 + 4,2 \cdot 10^3} = 54,5.$$

Очевидно, если схема с общей базой работает от источника ЭДС ($R_{1r} = 0$) и $F_k = 1$, ОС отсутствует.

Пример 7.9. Схема рис. 7.13, в. Данные примера 7.8. Рассчитать входное сопротивление.

Решение. Для простоты расчетов найдем входное сопротивление между эмиттером и общим проводом $R_{вх1}$. Используя формулу (2.3) и пример 2.3, определим $Z_0 = h_{11a}$, $F_k = 1$, $F_x = 1 + h_{21a}$, $R_{вх1} = h_{11a} / (1 + h_{21a}) = 4200 / (1 + 170) = -24,56$ Ом. С учетом R_9 $R_{вх} = R_{вх1} \parallel R_9 = 24,56 \parallel 2,4 \cdot 10^3 = 24,31$ Ом $\approx R_{вх1}$.

Пример 7.10. Схема рис. 7.13, в. Данные примера 7.8. Рассчитать сквозной коэффициент усиления тока $K_{JF} = I_k / J_1$.

Решение. $K_{JF} = K_{1JF} K_0 K_2 / F(Z_1)$. Подставляя $K_{1JF} = (R_9 \parallel R_{1r}) / (R_9 \parallel R_{1r} + R_{вх1})$, $K_0 = h_{21a}$, $K_2 = 1$, $F(Z_1) = F(R_{1r})$ и $R_{вх1}$ из примера 7.9, получаем

$$K_{JF} = \frac{R_9 \parallel R_{1r}}{R_9 \parallel R_{1r} + R_{вх1}} \frac{h_{21a}}{1 + h_{21a}} = \frac{1}{1 + R_{вх1} / (R_9 \parallel R_{1r})} \frac{h_{21a}}{1 + h_{21a}} = \frac{1}{1 + 24,56 / (2,4 \cdot 10^3 \parallel 10^4)} \frac{170}{1 + 170} = 0,981.$$

Пример 7.11. Схема рис. 7.14, а. Двухкаскадный усилитель выполнен на транзисторах КТ503Б с параметрами $h_{21a} = 135$, $h_{11a} =$

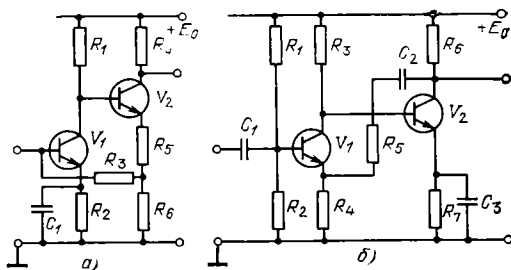


Рис. 7.14. Примеры схем двухкаскадных усилителей

$= 1,4$ кОм, $h_{22a} \approx 0$. Рассчитать модуль петлевого усиления T петли общей ОС на частотах, где сопротивление конденсатора пренебрежимо мало, если $R_1 = 3,0$ кОм, $R_3 = 4,7$ кОм, $R_4 = 2$ кОм, $R_5 = 750$ Ом, $R_6 = 510$ Ом, сопротивление источника сигнала $R_{1r} = 1$ кОм.

Решение. В этой схеме значение T проще определить по передаче тока в петле ОС. Удобно за начало петли выбрать узел разветвления токов в коллекторе транзистора V_1 .

$$T = \frac{R_1}{R_1 + R_{\text{вх}2}} (1 + h_{21э}) \frac{R_6}{R_6 + R_3 + h_{11э} \| R_1} \frac{R_{1r}}{R_{1r} + h_{11э}} h_{21э}, \text{ где } R_{\text{вх}2} = \\ = h_{11э} + (1 + h_{21э}) [R_5 + R_6 \| (R_3 + h_{11э} \| R_{1r})] \approx h_{11э} + (1 + h_{21э}) (R_5 + R_6) = \\ = 1,4 \cdot 10^3 + (1 + 135) \times (750 + 510) = 172,76 \text{ кОм} — \text{ входное сопротивление каскада на транзисторе } V_2.$$

$$T = \frac{3 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^3 + 172,76 \cdot 10^3} (1 + 135) \frac{510}{510 + 4,7 \cdot 10^3 + 1,4 \cdot 10^3 \| 10^3} \times \\ \times \frac{10^3 \cdot 135}{10^3 + 1,4 \cdot 10^3} = 11,5,$$

Пример 7.12. Схема рис. 7.14,а. Определить знак и вид общей обратной связи.

Решение. Характер обратной связи можно определить, рассмотрев прохождение сигнала по ее петле, начиная с любого транзистора. Допустим, что приложенное к базе V_2 напряжение $U_{\text{Б}2-0}$ имеет знак плюс. Транзистор V_2 по отношению к петле обратной связи включен по схеме с ОК, напряжение $U_{\text{Э}2-0}$ имеет ту же полярность, откуда следует, что напряжение $U_{\text{Б}1-0}$ также оказывается положительным. Вследствие инвертирования напряжения транзистором V_1 , включенным по схеме с ОЭ, фаза сигнала, вернувшегося по петле обратной связи на базу V_2 противоположна исходной. Обратная связь отрицательная.

Относительно входа ОС параллельная, так как при КЗ входа передача сигнала по петле невозможна и ОС не действует.

Относительно выхода ОС последовательная (или по току), так как при КЗ выхода ($R_4=0, T \neq 0$) ОС действует, а в случае ХХ ($R_4=\infty, T=0$) нет.

Пример 7.13. Схема рис. 7.14,б. Транзисторы КТ503Б с параметрами $h_{21э}=135, h_{11э}=1,4 \text{ кОм}, h_{22э} \approx 0$. Рассчитать глубину ОС F относительно транзистора V_1 на частотах, где сопротивления конденсаторов пренебрежительно малы, если $R_1=82 \text{ кОм}, R_2=11 \text{ кОм}, R_3=3 \text{ кОм}, R_4=270 \text{ Ом}, R_5=360 \text{ Ом}, R_6=2 \text{ кОм}, R_7=1,2 \text{ кОм}$, сопротивление источника сигнала $R_{1r}=2 \text{ кОм}$.

Решение. Относительно V_1 в схеме рис. 7.14,б существуют две петли ОС. Коэффициент передачи в петле местной ОС T_{11} определяем аналогично примеру 7.1:

$$T_{11} = \frac{h_{21э} R_4}{R_4 + h_{11э} + R_{1r} \| R_2 \| R_{1r}} = \\ = \frac{135 \cdot 270}{270 + 1,4 \cdot 10^3 + 8,2 \cdot 10^3 \| 11 \cdot 10^3 \| 2 \cdot 10^3} = 10,13.$$

Коэффициент передачи T_{12} в петле ОС, создаваемой транзисторами V_1 и V_2 , определяем, выражая пассивные передачи тока в каждом узле петли, начиная с коллектора транзистора V_1 :

$$T_{12} = \frac{R_3}{R_3 + h_{11э}} h_{21э} \frac{R_6}{R_6 + R_5 + R_4 \| R_{\text{вх}1}} \frac{R_4}{R_4 + R_{\text{вх}1}} \frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}},$$

где $R_{вх1} = (h_{113} + R_1 \| R_2 \| R_{1r}) / (1 + h_{213}) = (1,4 \cdot 10^3 + 8,2 \cdot 10^3 \| 11 \cdot 10^3 \| 2 \cdot 10^3) / (1 + 135) = 22,49 \text{ Ом}$.

$$T_{12} = \frac{3 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^3 + 1,4 \cdot 10^3} \cdot 135 \frac{2 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3 + 360 + 270 \| 22,49} \frac{270}{270 + 22,49} \frac{135}{1 + 135} = 70,85.$$

Глубина ОС $F = 1 + T_{11} + T_{12} = 1 + 10,13 + 70,85 = 81,98$.

Пример 7.14. Схема рис. 7.2,а. Рассчитать балансное сопротивление R'_6 и входное сопротивление шестиполюсника R'_r со стороны цепи ОС (узлы 6—6), если $n' = 2$, $m' = 0,25$, входное сопротивление усилителя $R_{вхF} = 75 \text{ Ом}$.

Решение. Из табл. 7.1 $R'_6(m' + n')m'R_{вхF} = (0,25 + 2) \cdot 0,25 \cdot 75 = 42,2 \text{ Ом}$, $R'_r = m'n'R_{вхF} = 0,25 \cdot 2 \cdot 75 = 37,5 \text{ Ом}$.

Пример 7.15. Схема рис. 7.2,з. Рассчитать балансное сопротивление R''_6 и входное сопротивление шестиполюсника R''_r со стороны цепи ОС (узлы 5—5), если $m'' = 0,3$, $n'' = 1,2$, выходное сопротивление усилителя $R_{выхF} = 300 \text{ Ом}$.

Решение. Из табл. 7.1, учитывая примечание, получаем $R''_6 = m''n''R_{выхF} = 0,3 \cdot 1,2 \cdot 300 = 108 \text{ Ом}$, $R''_r = (n'' - m'')m''R_{выхF} = (1,2 - 0,3) \cdot 0,3 \cdot 300 = 81 \text{ Ом}$.

Пример 7.16. Схема комбинированная из примера 7.14 и 7.15. Рассчитать $K_{F \min}$.

Решение. Из табл. 7.1 $K_1 = n' = 2$ соответствует схеме рис. 7.2,а. Коэффициенты B_1 , K_2 , B_2 одинаковы для обеих схем: $B_1 = 1$, $K_2 = R''_r / 2m'' = 81 / 2 \cdot 0,3 = 135 \text{ Ом}$, $B_2 = R'_r R''_r / (R'_r + R''_r) = 37,5 \cdot 81 / (37,5 + 81) = 25,63 \text{ Ом}$, из (7.1) $K_{F \min} = K_1 K_2 / B_1 B_2 = 2 \cdot 135 / 1 \cdot 25,63 = 10,5$.

Пример 7.17. Данные примера 7.16. Рассчитать коэффициент передачи четырехполюсника ОС B_0 , если коэффициент усиления усилителя $G_F = 40 \text{ дБ}$.

Решение. Преобразуем заданный коэффициент усиления $K_F = 10^{G_F/20} = 100$. Из (7.1) $B_0 = K_{F \min} / K_F = 10,5 / 100 = 0,105$.

Пример 7.18. Для $B_0 = 0,105$, полученного в примере 7.17, рассчитать цепь ОС по данным примеров 7.14 и 7.15.

Решение. Для расчета B_0 необходимо сначала выбрать цепь ОС. С помощью табл. 7.2 определить $a_0 = 1/B_0 = 1/0,105 = 9,52 < 10$. Полученный результат позволяет остановиться на цепи ОС по схеме № 1 или 2. В связи с тем, что полоса пропускания усилителя не указана, можно выбрать любую из этих схем. Выполнив расчет схемы № 2, получим $R = (a_0 - 1)(R'_r + R''_r) = (9,52 - 1)(37,5 + 81) = 1009,6 \text{ Ом}$, номинальное значение 1 кОм.

Пример 7.19. Рассчитать цепь ОС по схеме № 3 табл. 7.2, если $B_0 = 0,08$, $R'_r = 56 \text{ Ом}$, $R''_r = 92 \text{ Ом}$.

Решение. Определяем $a_0 = 1/B_0 = 1/0,08 = 12,5 > 10$. Коэффициенты a_1 и a_2 можно выбрать произвольно, не нарушая условие $a_0 = a_1 a_2$. Пусть $a_1 = 4$, $a_2 = 3,125$. В этом случае $R_1 = R_3 = 2R'_r R''_r / (a_1 - 1)(R'_r + R''_r) = 2 \cdot 56 \cdot 92 / (4 - 1)(56 +$

+92) = 23,2 Ом, $R_2 = (a_2 - 1)(R_1 + R'_r)(R_3 + R''_r)/(R_1 + R_3 + R'_r + R''_r) = (3,125 - 1) \times \times (23,2 + 56)(23,2 + 92)/(23,2 + 23,2 + 56 + 92) = 99,73$ Ом.

Пример 7.20. Определить максимально допустимую глубину ОС F_{\max} , при которой усилитель может быть устойчивым с заданным запасом по фазе, если цепь ОС частотно-независимая.

Решение. На рис. 7.5 изображены АЧХ и ФЧХ усилителя. Пересечение ФЧХ с уровнем фазового сдвига -135° задает частоту (в данном случае это f_{p2}), которая ограничивает петлевое усиление при запасе по фазе $\varphi_r = 45^\circ$ ($y = = 45^\circ/180^\circ = 1/4$ рад). Искомая величина обозначена $20 \lg F$, так как обычно $F \gg 1$ и $F \approx T$ (2.7). В отсутствие запаса по фазе может быть достигнута максимальная глубина ОС F_{\max} . Величину максимально допустимого петлевого усиления в этом случае определяют по АЧХ на частоте f_π , где ФЧХ пересекается с уровнем -180° . Это очень легко выполнить графически, используя логарифмический масштаб.

Такая задача на практике не представляет интереса, так как усилитель с ОС без запасов устойчивости перейдет в режим самовозбуждения. Однако в пределах полученного решения можно определять как глубину ОС с заданными запасами устойчивости, так и запасы устойчивости при любой $F < F_{\max}$. Кроме того, можно этим методом решать задачу формирования АЧХ (расположения полюсов) устойчивого усилителя.

Пример 7.21. Рассчитать частоты полюсов f_{p1} и f_{p2} , а также коэффициент усиления двухполюсного усилителя на низких частотах при условии, что частота единичного усиления $f_1 = 100$ МГц, а запас по фазе $\varphi_r = 45^\circ$.

Решение. АЧХ двухполюсного усилителя строится аналогично рис. 7.5. Максимальный фазовый сдвиг ФЧХ при $T > 1$ $\varphi_m = 180^\circ - \varphi_r = 135^\circ$. Задача имеет два решения.

В а р и а н т 1 ($f_{p1} = f_{p2} = f_p$). В этом случае АЧХ имеет один излом и после частоты f_p спад характеристики идет с наклоном $N_x = -12$ дБ/окт (-40 дБ/дек). ФЧХ представляет собой ломаную с наклонным участком в интервале частот $(0,1 \dots 10)f_p$. На частоте кратного полюса фазовый сдвиг достигает $\varphi_p = -90^\circ$, наклон аппроксимированной ФЧХ составляет $N_y = -90^\circ/\text{дек}$. По условию задачи допустим фазовый сдвиг -135° , т. е. увеличение его по сравнению с фазовым сдвигом на частоте f_p на -45° . Это произойдет на частоте

$$f(\varphi_m) = \varphi_p = \frac{\varphi_m - \varphi_p}{N_y} = f_p \frac{135^\circ - 90^\circ}{90^\circ/\text{дек}} = f_p \cdot 10^{0,5} = 3,16 f_p.$$

Усилитель должен быть устойчив при любом коэффициенте усиления K_F , в том числе и при $K_F = 1$, т. е. $20 \lg 1/B = 0$ дБ. Поэтому $f(\varphi_m) = f_1$ и $f_p = = f_1/3,16 = 100 \cdot 10^6/3,16 = 31,6 \cdot 10^6$ Гц.

При наклоне $N_x = -40$ дБ/дек модуль коэффициента усиления на частотах ниже f_p $G_F = -N_x(\varphi_m - \varphi_p)/N_y = 40$ дБ/дек $\cdot 0,5$ дек = 20 дБ, $K_F = 10$. Эта задача легко решается графически горизонтальным переносом ФЧХ. Получили максимально плоскую АЧХ усилителя с $K = 10$ и $\varphi_r = 45^\circ$. При $K_F < 10$ нарушается условие устойчивости.

В а р и а н т 2 ($f_{p2} > f_{p1}$). В этом случае частоты полюсов расходятся от исходного первого варианта: f_{p1} уменьшается, f_{p2} увеличивается. На частоте лю-

бого полюса фазовый сдвиг достигает $\varphi_p = -45^\circ$. Если f_{p1} на декаду и более отличается от f_{p2} , то фазовый сдвиг, вносимый первым полюсом на частоте f_{p2} , будет составлять -90° , что в сумме дает -135° , т. е. допустимый фазовый сдвиг. Отсюда следует условие $f_{p2} = f_1 = 100$ МГц, а f_{p1} можно располагать на расстоянии, большем одной декады.

Располагая f_{p1} на $f = 0,1f_{p2} = 0,1f_1 = 10$ МГц, получаем $G = 20$ дБ/дек · 1 дек = 20 дБ, $K_F = 10$. Располагая f_{p1} на частоте $f = 0,01 f_{p2} = 1$ МГц, получаем $G_F = 20$ дБ/дек · 2 дек = 40 дБ, $K_F = 100$ раз.

Коэффициент усиления растет с уменьшением величины f_{p1} без нарушения условий устойчивости.

Пример 7.22. Рассчитать емкости конденсаторов обхода C_{a1} , C_{a2} , C_{a3} в схеме рис. 7.15. Известно, что $f_B = 6$ МГц, сопротивление источника сигнала и нагрузки $R_{1г} = R_{2н} = 75$ Ом, $n' = 2$, $n'' = 1,2$, $m' = m'' = 0,3$, номиналы резисторов приведены на рисунке.

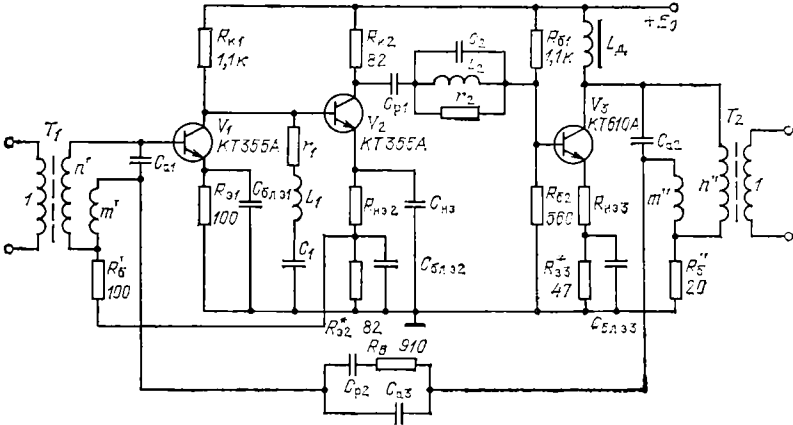


Рис. 7.15. Принципиальная схема трехкаскадного усилителя

Решение. Воспользуемся формулой (7.4). Конденсатор C_{a1} на верхних частотах создает «обход» сопротивления $R'_{эк}$, равному сумме сопротивлений $R_{1г}$ и $R_{2н}$. Поэтому к точкам подключения конденсатора C_{a1} можно считать $R'_{эк} = R_{1г} + R_{2н} = 75 + 75 = 150$ Ом. Тогда $R'_{эк} = 0,1/2\pi \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 150 \cdot (2 - 0,3)^2 = 12,25 \cdot 10^{-12}$ Ф ≈ 12 пФ. Тогда $C_{a1} = 0,1/2\pi f_B R'_{эк} = 0,1/2\pi \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 12 \cdot 10^{-12} = 1,36 \cdot 10^{-12}$ Ф $\approx 1,4$ пФ. Аналогично конденсатор C_{a3} «обходит» $R_B = 910$ Ом, $C_{a3} = 0,1/2\pi \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 910 \cdot (1,2 - 0,3)^2 = 1,36 \cdot 10^{-12}$ Ф $\approx 1,4$ пФ.

Пример 7.23. Рассчитать потери в цепи на частотах по данным примера 7.22, считая $C_{a1} = C_{a3} = 1,4$ пФ.

Решение. Используя (7.6), рассчитываем $A_T \approx 20 \lg(1 + C_{a1}/C_{ак}) = 20 \lg(1 + 1,4 \cdot 10^{-12}/12 \cdot 10^{-12}) = 20 \lg(1 + 1/8,57) = 20 \lg(1,117) = 0,9$ дБ.

Пример 7.24. Рассчитать максимум потерь в цепи на частотах по данным примера 7.22, считая $C_{a1} = C_{a3} = 1,4$ пФ.

112
 Точка
 7.22
 Конденсаторы
 их значения
 Ду, т. е. $f \approx 10^6$ н. Частоты

при запасе по аргументу $y=1/6$ ($\varphi_r=30^\circ$) и по модулю $x=10$ дБ, $f_{гр}=1,2$ ГГц.

Решение. По (7.2) $f_d=2(1-y)f_c/N$. Здесь N — число каскадов усиления (полюсов). Находим $f_n=f_{гр}10^{0,05x}$, $N=1,2 \cdot 10^0 \cdot 10^{0,05 \cdot 15,55/2}=660$ МГц, $f_c=$
 $=f_n 10^{0,05x} N=660 \cdot 10^0 \cdot 10^{0,05 \cdot 10/2}=969$ МГц, $f_d=2(1-1/6) \cdot 969 \cdot 10^0/3=538$ МГц.
 По (7.3) $A_{max}-20 \lg(2f_d/f_n)^{2(1-y)}-x=20 \lg(2 \cdot 538 \cdot 10^0/6 \cdot 10^0)^{2(1-1/6)}-10 \approx 65$ дБ.

Пример 7.25. Рассчитать неминимально-фазовый сдвиг φ_Σ на верхней граничной частоте полосы пропускания $f_b=6$ МГц. Известно, $l=20$ см, $\epsilon=6$, параметры транзисторов в усилителе (рис. 7.15): $h_{21э1}=h_{21э2}=150$, $h_{21э3}=100$, $C_{к1}=C_{к2}=2$ пФ, $C_{к3}=4$ пФ, $r'_{бэ1}=r'_{бэ2}=200$ Ом, $r'_{бэ3}=10$ Ом, $f_c=969$ МГц (из примера 7.24).

Решение. Используя выражения (7.7), находим: $\alpha_{п1}=\alpha_{п2} \approx 360^\circ \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-12} \times$
 $\times 200/150=2 \cdot 10^{-3}$ град/МГц, $\alpha_{п3} \approx 360^\circ \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-12} \cdot 10/100=0,2 \cdot 10^{-3}$ град/МГц,
 $\Sigma \alpha_{пi}=\alpha_{п1}+\alpha_{п2}+\alpha_{п3}=(2+2+0,2) \cdot 10^{-3}=4,2 \cdot 10^{-3}$ град/МГц, $\alpha_a \approx 360^\circ \cdot 10^6 \cdot 3/\pi^2 \times$
 $\times 969 \cdot 10^6=0,113$ град/МГц; $\alpha_n \approx 0,012 \cdot 20 \sqrt{6}=0,588$ град/МГц; $\alpha_\Sigma=\Sigma \alpha_{пi}+\alpha_a+$
 $+ \alpha_n=0,0042+0,113+0,588=0,7$ град/МГц; $\varphi_\Sigma(f_b)=\alpha_\Sigma f_b=0,7 \cdot 6=4,2^\circ$.

Пример 7.26. По данным примера 7.25 рассчитать f_d и A_{max} с учетом неминимально-фазового сдвига.

Решение. Согласно (7.8) $f_d=2(1-1/6) \cdot 360^\circ/0,7\pi^2=86,85$ МГц, а согласно (7.3) $A_{max}=20 \lg(2 \cdot 86,85 \cdot 10^6/6 \cdot 10^6)^{2(1-1/6)}-10=38,7$ дБ.

Пример 7.27. Рассчитать верхнюю граничную частоту рабочего диапазона f_b в усилителе с глубиной ОС на средних частотах $A_{max}=30$ дБ. Транзисторы, конструкция и запасы устойчивости соответствуют примерам 7.24, 7.25.

Решение. С учетом неминимально-фазового сдвига и значения $f_d=86,85$ МГц из примера 7.26 и выражения (7.3) получаем $f_b=2f_d/10^{(A_{max}+x)/40(1-y)}=$
 $=2 \cdot 86,85 \cdot 10^6/10^{(30+10)/40(1-1/6)} \approx 11$ МГц.

Пример 7.28. Схема рис. 7.15. Рассчитать элементы цепей, предназначенных для коррекции АЧХ $T(f)$ в рабочем диапазоне частот усилителя ($f_b=6$ МГц), если $20 \lg T=47$ дБ, $A_{max}=39$ дБ, частоты полюсов $f_{p1}=7$ МГц, $f_{p2}=8$ МГц, $f_{p3}=17$ МГц, запасы по модулю $x=10$ дБ, и по фазе $\varphi_r=30^\circ$, параметры транзистора КТ610А $h_{11э3}=50$ Ом, $h_{21э3}=100$.

Решение. Оптимальная АЧХ $T(f)$ усилителя рис. 7.15 изображена на рис. 7.16,а жирной линией. Линией 1 показана АЧХ $T(f)$ усилителя без коррекции. Эта некорректированная характеристика отражает влияние полюсов функции передачи усилителя, а также нулей и полюсов функции передачи пассивной цепи, создаваемых присутствием в схеме емкостей обхода. Действительно, частоты нулей функции передачи могут быть ориентировочно определены из соотношения $f_z=1/2\pi C_a R_{эк}$. Сравнивая выражение с (7.5) и расчетами примера 7.28, можно сделать вывод, что частоты нулей практически должны совпадать, а частоты полюсов превышать граничную частоту рабочего диапазона f_b на декады. Частоты полюсов, определяемые емкостями обхода, выше час-

Как указывалось ранее, точно рассчитать АЧХ $T(f)$ вплоть до асимптотических частот не представляется возможным, так как нельзя учесть все изменения паразитных реактивностей сложной цепи ОС. В качестве примера можно назвать резонансные явления в передаче от взаимодействия паразитных индуктивностей трансформаторов и емкостей обхода. Таким образом, изображенная на рис. 7.16 некорректированная АЧХ $T(f)$ приведена исключительно для иллюстрации метода расчета цепей коррекции по некоторой заданной характеристике с целью получения оптимальной диаграммы петлевого усиления Боде в усилителе с ОС мостового типа.

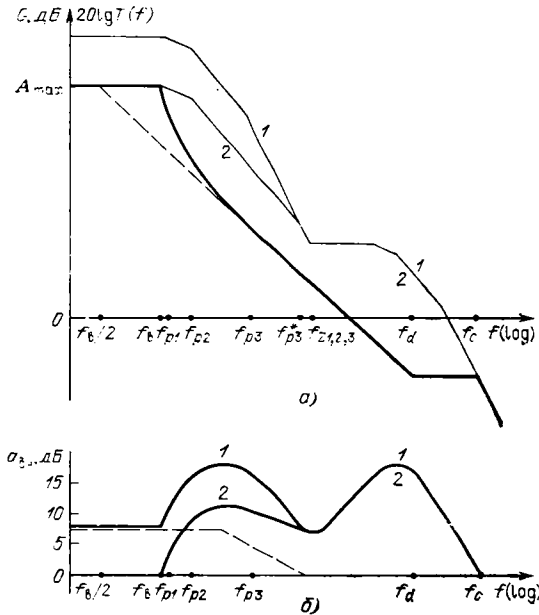


Рис. 7.16. Определение вносимого затухания по примеру 7.29

Определение $a_{вн}$ производится, как показано на рис. 7.8. Частотная характеристика вносимого затухания, необходимого для получения из некорректированной АЧХ $T(f)$ оптимальной, изображена на рис. 7.16,б линией 1. В полосе пропускания излишек усиления (требуемая величина вносимого затухания) составляет 8 дБ, $a_{вн} = 20 \lg T - A_{max} = 47 - 39 = 8$ дБ. Эту часть избыточного усиления следует погасить с помощью местной эмиттерной ОС в третьем каскаде. Требуемая глубина ОС здесь соответствует $F_{м3} = 10^{8/20} = 2,5$ раза. Для получения такой глубины ОС согласно (7.9) необходимо сопротивление в эмиттере третьего каскада

$$R_{в3} = (R_{м3} + h_{11э3}) (10^{a_{вн}/20} - 1) / h_{21э3} = (R_{м3} + h_{11э3}) (F_{м3} - 1) / h_{21э3}.$$

Из схемы рис. 7.15 $R_{м3} = R_{к2} \parallel R_{б1} \parallel R_{б2} = 82 \parallel 1100 \parallel 560 \approx 67$ Ом, тогда $R_{в3} = 67 + 50) (2,5 - 1) / 100 = 1,755$ Ом.

Пример 7.29. Схема рис. 7.15. По данным примера 7.28 определить вносимое затухание за пределами полосы пропускания после коррекции АЧХ $T(f)$ в рабочем диапазоне.

Решение. На рис. 7.16,б штриховой линией показано вносимое затухание от местной ОС в третьем каскаде. Граничная частота ее определяется частотой полюса f_{p3} . В то же время введение ОС увеличивает частоту полюса третьего каскада $f_{p3F} \approx f_{p3} F_{мз}$. Вследствие этого некорректированная АЧХ $T(f)$ определяется линией 2 на рис. 7.16,а. Результирующее вносимое затухание за рабочим диапазоном будет соответствовать линии 2 на рис. 7.16,б.

Пример 7.30. Схема рис. 7.15. Рассчитать элементы цепей, предназначенных для коррекции АЧХ $T(f)$ за рабочим диапазоном частот усилителя. Данные примера 7.28. Параметры транзистора V_1 , $h_{21э1} = 120$, $h_{11э1} = 780$ Ом, транзистора V_2 , $h_{21э2} = 150$, $h_{11э2} = 300$ Ом.

Решение. Коррекцию за рабочим диапазоном выполняем с помощью резонансных контуров. Для удобства расчетов изображаем на кальке вносимое затухание в масштабе, соответствующем рис. 7.11 [4]. Совмещая график вносимого затухания с графиком нормированных характеристик, которые изображены штрихом на рис. 7.17, найдем k , Q и f_0 . На этом рисунке приведена также шкала расположения чисел в октаве при шаге 0,1, облегчающая определение f_0 . Левая характеристика имеет параметры $k_I = 0,5$, $Q_1 = 2$, $f_{01} = 2,3 f_в = 13,8$ МГц, правая характеристика имеет параметры $k_{II} = 0,125$, $Q_2 = 2$, $f_{02} = 16 f_в = 96$ МГц. По этим параметрам рассчитаем элементы коррекции.

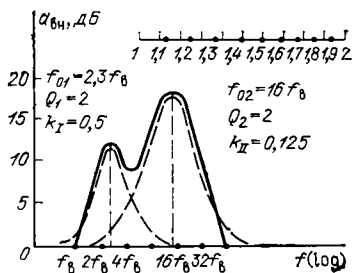


Рис. 7.17. Использование нормированных характеристик вносимого затухания для расчета элементов ВЧ коррекции (пример 7.30)

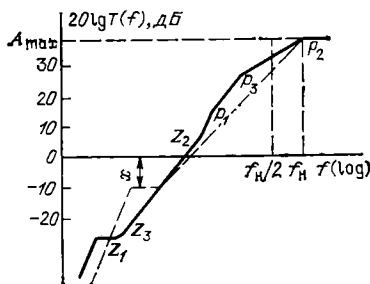


Рис. 7.18. Вариант формирования характеристики НЧ среза (пример 7.31)

Между первым и вторым каскадами располагаем последовательный контур. По (7.12) и левой нормированной характеристике находим $r_1 \approx k R_{н1} f_{p2} / f_{01} = 0,5 (1100 \parallel 300) \cdot 8 \cdot 10^6 / 13,8 \cdot 10^6 \approx 68$ Ом, $L_1 = Q_1 r_1 / 2\pi f_{01} = 2 \cdot 68 / 2\pi \cdot 13,8 \cdot 10^6 = 1,57$ мкГн, $C_1 = 1 / 2\pi f_{01} r_1 Q_1 = 1 / 2\pi \cdot 13,8 \cdot 10^6 \cdot 68 \cdot 2 = 84,8$ пФ. Между вторым и третьим каскадами вводим параллельный контур. Для расчета элементов параллельного контура используем выражение (7.13). Предварительно необходимо рассчитать $R_{н(i-1)}$ по (7.10) и f_{p_i} по (7.11) с учетом ОС в третьем каскаде. С этой це-

люю находим $F_{M3} = 1 + h_{2133} R_{ш3} / (R_{ш3} + h_{1133} + R_M)$ по данным примера 7.28, $F_{M3} = 1 + 100 \cdot 1,75 / (1,75 + 50 + 67) = 2,47$, $F_{K M3} = 1 + 100 \cdot 1,75 / (1,75 + 50) = 4,38$, $F_{X M3} = 1$. При этих значениях

$$R_{нi} = \frac{67(50 + 1,75)4,38}{67 + (50 + 1,75)4,38} = 51,7 \text{ Ом},$$

$$f_{p3F} = 17 \cdot 10^6 \cdot 2,47 = 42,0 \text{ МГц.}$$

Элементы параллельного колебательного контура $r_2 = 0,125^{-1} \sqrt{51,7^2 + 50^2} \times \sqrt{42^2 / 96^2} = 449 \text{ Ом}$, $L_2 = 449 / 2\pi \cdot 96 \cdot 10^6 \cdot 2 = 0,37 \text{ мкГн}$, $C_2 = 2 / 2\pi \cdot 96 \cdot 10^6 \cdot 449 = 7,3 \text{ пФ}$.

Примечание. Здесь рассмотрен один из возможных вариантов коррекции. Можно, например, изменить последовательность использования нормированных характеристик. Выбор наилучшего варианта зависит от опыта и настойчивости разработчика, а также от достоверности исходных данных, которые наиболее точно могут быть получены только на реальном макете. Нумерация частот полюсов из соображений удобства соответствует нумерации каскадов, что совершенно не обязательно и редко имеет место на практике. Примеры 7.28—7.30 отражают основную методику решения задачи.

Пример 7.31. Схема рис. 7.15. Данные примеров 7.28 и 7.30. Рассчитать элементы, формирующие низкочастотный срез АЧХ $T(f)$ усилителя при $f_n = 0,3 \text{ МГц}$.

Решение. Рассматриваемый срез формируется элементами C_{p1} , C_{p2} , L_D , $C_{бл\ э1}$, $C_{бл\ э2}$, $C_{бл\ э3}$. Первые три из них определяют асимптоту низкочастотного среза, так как образуют нули функции передачи на частоте, равной нулю. Для расчета этих элементов необходимо знать параметры асимптоты АЧХ f'_d и f'_c (см. рис. 7.12). Согласно (7.14) $f'_d = 0,5 \cdot 0,3 \cdot 10^6 \cdot 10^{-(39+10)/40(1-1/6)} = 5,1 \text{ кГц}$, $f'_c = 5,1 \cdot 10^3 \cdot 2(1-1/6)/3 = 2,8 \text{ кГц}$.

По данным примеров 7.14, 7.15, 7.19 определяем эквивалентные сопротивления, параллельные L_D , C_{p1} , C_{p2} . Параллельно дросселю включено сопротивление $R_{эк1} = R_{2н}(n'')^2 + R''_c = 75 \cdot 1,2^2 + 20 = 128 \text{ Ом}$. Разделительный конденсатор C_{p1} шунтирует сопротивление (см. рис. 7.9) $R_{эк2} = R_{к2} + R_{вх3} = R_{к2} + R_{б1} \| R_{б2} \| \times \times [h_{1133} + (1 + h_{2133})R_3] = 82 + 345 = 427 \text{ Ом}$, а C_{p2} — сопротивление $R_{эк3} = R'_r + R_B + R''_r = 56 + 910 + 92 = 1058 \text{ Ом}$. Принимая для указанных элементов $f_p = f'_c$, находим их значения по табл. 7.3: $L_D = 128 / 2\pi \cdot 2,8 \cdot 10^3 = 7,28 \text{ мГн}$, $C_{p1} = 1 / 2\pi \cdot 427 \cdot 2,8 \cdot 10^3 = 0,13 \text{ мкФ}$, $C_{p2} = 1 / 2\pi \cdot 1058 \cdot 2,8 \cdot 10^3 = 0,054 \text{ мкФ}$.

Перейдем к расчету эмиттерных конденсаторов. Принимаем частоты полюсов $f_p = f_{p2} = f_n / 2 = 150 \text{ кГц}$. Для каждого каскада найдем отношение $f_{p2} / f_z = M$, (табл. 7.3)

$$M_{э1} = 1 + \frac{(1 + h_{21э1}) R_{э1}^*}{h_{11э1} + R_{M1}} = 1 + \frac{(1 + h_{21э1}) R_{э1}}{h_{11э1} + R'_c + (n')^2 R_{1г}} =$$

$$= 1 + \frac{(1 + 120) \cdot 10}{730 + 100 + 2^2 \cdot 75} = 11,25,$$

$$M_{э2} = 1 + \frac{(1 + h_{21э2}) R_{э2}^*}{h_{11э2} + R_{M2}} = 1 + \frac{(1 + h_{21э2}) R_{э2}}{h_{11э2} + R_{H1}} = 1 + \frac{(1 + 150) \cdot 82}{1100 + 300} = 9,8,$$

$$M_{\text{эз}} = 1 + \frac{(1 + h_{21 \text{ эз}}) R_{\text{эз}}^*}{(1 + h_{21 \text{ эз}}) R_{\text{нэз}} + h_{11 \text{ эз}} + R_{\text{Мз}}} =$$

$$= 1 + \frac{(1 + 100) \cdot 47}{(1 + 100) \cdot 1,75 + 50 + 67} = 17,16.$$

Будем считать, что частота f_{p1} определяется емкостью $C_{6.л \text{ эз}}$, а f_{p2} определяется емкостью $C_{6.л \text{ э2}}$. Тогда $f_{z1} = f_{p1}/M_{\text{эз}} = 150 \cdot 10^3/17,16 = 8,74$ кГц, $f_{z2} = f_{p2}/M_{\text{э2}} = 150 \cdot 10^3/9,8 = 15,3$ кГц. Вследствие больших значений $M_{\text{э}}$ частоты нулей практически совпадают со ступенькой АЧХ $T(f)$. Если выбрать также $f_{p3} = f_{\text{н}}/2$, то получим $f_{z3} = f_{p3}/M_{\text{э1}} = 150 \cdot 10^3/11,25 = 13$ кГц.

Такое решение дает, сразу начиная с $f_{\text{н}}/2$, наклон -18 дБ/окт и затем практически горизонтальный участок. Усиление в петле достигает 0 дБ через $A_{\text{max}}/6 \cdot N$ дБ/окт $= 2,17$ октавы. При этом фазовый сдвиг составит около 220° , что недопустимо. Наклон 12 дБ/окт на частотах, где $T \geq 0$ дБ ($f < f_{\text{н}}$), создаст фазовый сдвиг около 180° , даже если частоту третьего полюса совместить с наименьшей частотой нуля. В этом случае, однако, емкость одного из конденсаторов $C_{6.л \text{ э}}$, связанного с частотой f_{p3} , окажется значительной, что нельзя считать удачным.

В результате рассмотренного приходим к выводу, что исходную позицию $f_{p1} = f_{p2}$ следует изменить так, чтобы приблизить f_p к $f_{\text{н}}$, уменьшив тем самым емкость $C_{6.л \text{ э}}$.

Один из вариантов решения показан на рис. 7.18. Решение получено графически с соблюдением найденных значений отношений $M_{\text{э}}$. При $f_{p1} = 37,5$ кГц, $f_{p2} = 300$ кГц, $f_{p3} = 75$ кГц частоты нулей соответственно равны: $f_{z1} = 3,25$ кГц, $f_{z2} = 30,6$ кГц, $f_{z3} = 4,37$ кГц. Емкости эмиттерных конденсаторов находим по формулам табл. 7.3: $C_{6.л \text{ э1}} = 1/2\pi f_{z3} R_{\text{э1}} = 1/2\pi \cdot 4,37 \cdot 10^3 \cdot 100 = 0,36$ мкФ, $C_{6.л \text{ э2}} = 1/2\pi f_{z2} R_{\text{э2}} = 1/2 \cdot 30,6 \cdot 10^3 \cdot 82 = 63,4$ нФ, $C_{6.л \text{ э3}} = 1/2\pi f_{z1} R_{\text{э3}}^* = 1/2\pi \cdot 3,25 \cdot 10^3 \cdot 47 = 1,0$ мкФ.

Примечание. Задача формирования НЧ среза петлевого усиления так же, как и задача формирования ВЧ среза, имеет неединственное решение. Кроме того, допуск на применяемые элементы снижает точность решения и в результате возникает необходимость уточнения выбранного варианта решения при стандартных номинальных значениях емкостей конденсаторов.

Пример 7.32. Определить относительное повышение уровня выходного напряжения в случае отключения внешней нагрузки в усилителе станции проводного вещания (см. рис. 7.19) при наличии ОС и без нее, используя данные примеров 6.11 и 6.12, если известно, что коэффициенты усиления каскадов $K_1 = 20$, $K_{11} = 30$, $K_{111} = 0,9$, сопротивление резисторов $R_{B1} = 470$ Ом, $R_{B2} = 100$ кОм.

Решение. Без ОС ЭДС холостого хода $K_0 U_{\text{сг}}$ в эквивалентной схеме одного плеча выходного каскада [1] распределяется между последовательно включенными сопротивлениями R_i , $r_1/2$, $r_2/4n^2_{\tau}$, $R_2/4n^2_{\tau}$. Учитывая, что выходное напряжение $U_{2m}/2n_{\tau}$ выделяется на последнем из них, приходим к выводу, что выходное напряжение при полном сбросе нагрузки увеличится в число раз, равное $m = 1 + (R_i + r_1/2 + r_2/4n^2_{\tau}) / (R_2/4n^2_{\tau})$. Подставляя в это выражение соответствующие значения из примеров 6.11 и 6.12, получаем

$$m = 1 + [570 + 54,1/2 + 0,08371/4 (0,0331)^2] / [3,84/4 (0,0331)^2] = 1,7.$$

Обратная связь по напряжению приводит к уменьшению сопротивления R_i в F_X раз, где $F_X = 1 + K_I K_{II} K_{III} K_{IV} R_{B1} / (R_i + r_1/2 + R_{B1} + R_{B2})$. Статический коэффициент усиления лампы выходного каскада можно выразить через номинальное выходное напряжение $U_{2m} = \sqrt{2}U_2$ в виде $K_{IV} = \sqrt{2mU_2/2n_\tau U_{cm}} = \sqrt{2} \cdot 1,7 \cdot 240/2 \cdot 0,0331 \cdot 900 = 9,684$. Тогда $F_X = 1 + 20 \cdot 30 \cdot 0,9 \cdot 9,684 \cdot 470 / (570 +$

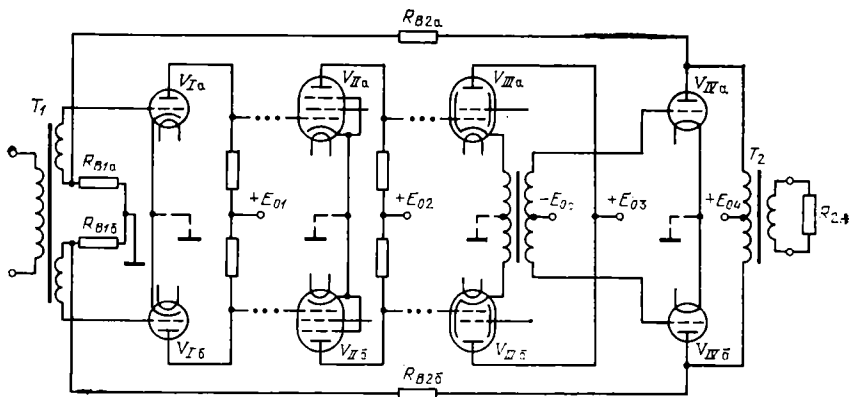


Рис. 7.19. Упрощенная схема оконечного усилителя станции проводного вещания

$+ 54,1/2 + 470 + 100 \cdot 10^3) = 25,32$. Используя этот результат, узнаем, что выходное напряжение рассматриваемого усилителя станции проводного вещания при наличии ОС в случае сброса нагрузки окажется выше его номинального значения в число раз, равное $m_F = 1 + (R_i/F_X + r_1/2 + r_2/4n^2\tau) / (R_2/4n^2\tau) = 1 + [570/25,32 + 54,1/2 + 0,0837/4(0,0331)^2] / [3,84/4(0,0331)^2] = 1,078$.

7.3. ЗАДАЧИ

Задача 7.1. Схема рис. 7.13,а. Транзистор КТ302А. Параметры транзистора $h_{21э} = 165$, $h_{11э} = 4,0$ кОм, $h_{22э} = 0$. Резисторы $R_{61} = 130$ кОм, $R_{62} = 18$ кОм, $R_3 = 910$ Ом, $R_k = 4,7$ кОм. Рассчитать глубину ОС, если усилитель работает от источника сигнала с внутренним сопротивлением $R_{1г} = 3$ кОм.

Ответ. $F = 8,6$.

Задача 7.2. Схема рис. 7.13,а. Данные задачи 7.1. Рассчитать глубину гальванической ОС.

Ответ. $F_0 \approx 10$.

Задача 7.3. Схема рис. 7.13,а. Данные задачи 7.1. Рассчитать входное сопротивление между базой транзистора и общим проводом.

Ответ. $R_{вх \text{ б-0}} = 155$ кОм.

Задача 7.4. Схема рис. 7.13,а. Данные задачи 7.1. Рассчитать входное сопротивление каскада.

Ответ. $R_{вх} = 14,35$ кОм.

Задача 7.5. Схема рис. 7.13,а. Данные задачи 7.1. Рассчитать входное сопротивление со стороны эмиттера транзистора (без учета R_3).

Ответ. $R_{вх\ э-0} = 39 \text{ Ом}$.

Задача 7.6. Схема рис. 7.13,а. Данные задачи 7.1. Рассчитать выходное сопротивление каскада со стороны эмиттера.

Ответ. $R_{вых\ о\kappa} = 37,4 \text{ Ом}$.

Задача 7.7. Схема рис. 7.13,а. Данные задачи 7.1. Рассчитать выходное сопротивление со стороны коллектора.

Ответ. $R_{вых\ о\kappa} = 4,7 \text{ кОм}$.

Задача 7.8. Схема рис. 7.13,а. Данные задачи 7.1. Рассчитать коэффициент усиления, если выходной сигнал снимается с эмиттера.

Ответ. $K_{о\kappa} = 0,974$.

Задача 7.9. Схема рис. 7.13,а. Данные задачи 7.1. Рассчитать сквозной коэффициент усиления, если выходной сигнал снимается с эмиттера.

Ответ. $K_{\text{ЕОК}} = 0,806$.

Задача 7.10. Схема рис. 7.13,а. Данные задачи 7.1. Рассчитать коэффициент усиления по коллекторной цепи.

Ответ. $K_F = 5$.

Задача 7.11. Схема рис. 7.13,а. Данные задачи 7.1. Рассчитать сквозной коэффициент усиления по коллекторной цепи.

Ответ. $K_{\text{ЕF}} = 4,135$.

Задача 7.12. В схеме рис. 7.13,а резистор R_3 зашунтирован конденсатором. Рассчитать коэффициент усиления по коллекторной цепи на частотах, где сопротивление шунтирующего конденсатора можно считать равным нулю, при данных задачи 7.1.

Ответ. $K \approx 194$.

Задача 7.13. Условия задачи 7.12. Данные задачи 7.1. Рассчитать сквозной коэффициент усиления.

Ответ. $K_E = 100$.

Задача 7.14. Схема рис. 7.13,а. Данные задачи 7.1. К усилителю подключена через разделительный конденсатор внешняя нагрузка $R_{2н} = 2 \text{ кОм}$. Рассчитать напряжение в нагрузке на частотах, где сопротивление разделительного конденсатора можно считать равным нулю, если напряжение источника сигнала составляет $0,1 \text{ В}$.

Ответ. $U_2 = 123 \text{ мВ}$.

Задача 7.15. Схема рис. 7.13,а. Условия задач 7.12 и 7.14. Рассчитать напряжение в нагрузке.

Ответ. $U_2 = 2,976 \text{ В}$.

Задача 7.16. Схема рис. 7.13,б. Транзистор КП307В, крутизна характеристики в точке покоя $S = 4 \text{ мА/В}$, выходная проводимость $g_{22н} = 220 \text{ мксм}$. Резисторы $R_3 = 2 \text{ МОм}$, $R_n = 390 \text{ Ом}$. Рассчитать глубину ОС, считая выходное сопротивление транзистора $R_{22н} \gg R_n$.

Ответ. $F = 2,56$.

Задача 7.17. Схема рис. 7.13,б. Данные задачи 7.16. Рассчитать крутизну передачи усилительного каскада с учетом $g_{22н}$.

Ответ. $S_{экв} = 3,68$ мСм.

Задача 7.18. Схема рис. 7.13,б. Данные задачи 7.16. Рассчитать глубину ОС.

Ответ. $F = 2,44$.

Задача 7.19. Схема рис. 7.13,б. Данные задачи 7.16. Рассчитать входное сопротивление каскада.

Ответ. $R_{вх} = 2,0$ МОм.

Задача 7.20. Схема рис. 7.13,б. Данные задачи 7.16. Рассчитать выходное сопротивление каскада.

Ответ. $R_{вых} = 152$ Ом.

Задача 7.21. Схема рис. 7.13,б. Данные задачи 7.16. Рассчитать коэффициент усиления каскада.

Ответ. $K = 0,59$.

Задача 7.22 В схеме рис. 7.13,б в цепи стока транзистора включен резистор $R_c = 20$ кОм. Данные задачи 7.16. Рассчитать крутизну передачи усилительного каскада (см. задачу 7.17).

Ответ. $S_{экв} = 0,79$ мСм.

Задача 7.23. Схема рис. 7.13,б. Данные задачи 7.22. Рассчитать глубину ОС в каскаде.

Ответ. $F = 1,3$.

Задача 7.24. Схема рис. 7.13,б. Данные задачи 7.22. Рассчитать коэффициент усиления по стоковой цепи.

Ответ. $K \approx 12$.

Задача 7.25. Схема рис. 7.13,б. Данные задачи 7.22. Рассчитать коэффициент усиления по стоковой цепи, если ОС в схеме устранена шунтирующим конденсатором в цепи истока.

Ответ. $K = 16$.

Задача 7.26. Схема рис. 7.13,б. Данные задачи 7.22. Рассчитать выходное сопротивление каскада со стороны стока.

Ответ. $R_{вых} \approx 7,5$ кОм.

Задача 7.27. Схема рис. 7.13,в. Транзистор КТ3102Е. Параметры транзистора $h_{21э} = 286$, $h_{11э} = 2,8$ кОм, $h_{22э} = 0$. Резисторы $R_{б1} = 180$ кОм, $R_{б2} = 22$ кОм, $R_{к} = 1,5$ кОм, $R_э = 680$ Ом. Сопротивления конденсаторов считать равными нулю. Рассчитать глубину ОС, если усилитель работает от источника сигнала с внутренним сопротивлением $R_{иг} = 300$ Ом.

Ответ. $F \approx 20,78$.

Задача 7.28. Схема рис. 7.13,в. Данные задачи 7.27. Рассчитать глубину гальванической ОС.

Ответ. $F \approx 10,6$.

Задача 7.29. Схема рис. 7.13,в. $R_{иг} = 10$ кОм. Другие данные соответствуют задаче 7.27. Рассчитать глубину ОС.

Ответ. $F \approx 54$.

Задача 7.30. Схема рис. 7.13,в. Данные задачи 7.27. Рассчитать входное сопротивление схемы со стороны эмиттера.

Ответ. $R_{вх\text{ ОБ}} = 9,62$ Ом.

Задача 7.31. Схема рис. 7.13,в. Данные задачи 7.27. Рассчитать коэффициент усиления каскада.

Ответ. $K \approx 153,2$.

Задача 7.32. Схема рис. 7.13,в. Данные задачи 7.27. Рассчитать коэффициент усиления каскада по току.

Указание. Здесь $R_{1r} = \infty$. При расчетах коэффициентов усиления в схеме с ОБ необходимо с особой тщательностью учитывать внешние по отношению к эмиттеру цепи, так как элементы этих цепей могут существенно влиять на глубину ОС.

Ответ. $K_{IF} = 0,982$.

Задача 7.33. Схема рис. 7.13,в. Данные задачи 7.27. Рассчитать сквозной коэффициент усиления каскада по току.

Ответ. $K_{IF} = 0,952$.

Задача 7.34. Схема рис. 7.13,в. Данные задачи 7.27. Рассчитать сквозной коэффициент усиления.

Ответ. $K_{EF} = 4,76$.

Задача 7.35. Схема рис. 7.13,в. Данные задачи 7.27. Рассчитать входное сопротивление в отсутствие конденсатора $C_{6л}$.

Ответ. $R_{вх} \approx 70 \text{ Ом}$.

Задача 7.36. Схема рис. 7.13,в. Данные задачи 7.27. Рассчитать выходное сопротивление.

Ответ. $R_{вых} = 1,5 \text{ кОм}$.

Задача 7.37. Схема рис. 7.13,в. Данные задачи 7.27. Рассчитать выходное сопротивление, если $h_{22э} = 20 \text{ мкСм}$.

Ответ. $R_{вых} = 1,494 \text{ кОм}$.

Задача 7.38. Схема рис. 7.14,а. Транзисторы КТ340А. Параметры транзисторов $h_{21э1} = 170$, $h_{11э1} = 3,8 \text{ кОм}$, $h_{22э1} = 0$, $h_{21э2} = 200$, $h_{11э2} = 3,0 \text{ кОм}$, $h_{22э2} = 0$. Резисторы: $R_1 = 2,7 \text{ кОм}$, $R_2 = 330 \text{ Ом}$, $R_3 = 2,4 \text{ кОм}$, $R_4 = 1,1 \text{ кОм}$, $R_5 = 620 \text{ Ом}$, $R_6 = 470 \text{ Ом}$. Рассчитать входное сопротивление второго каскада.

Ответ. $R_{вх2F} \approx 214 \text{ кОм}$.

Задача 7.39. Схема рис. 7.14,а. Данные задачи 7.38. Рассчитать глубину общей гальванической ОС.

Ответ. $F_{0 \text{ общ}} = 4,756$.

Задача 7.40. Схема рис. 7.14,а. Данные задачи 7.38. Рассчитать коэффициент усиления при условии, что сопротивление конденсатора C_1 равно нулю.

Ответ. $K = 122,6$.

Задача 7.41. Схема рис. 7.14,а. Данные задачи 7.38. Рассчитать сквозной коэффициент усиления при условии, что сопротивление конденсатора равно нулю, а сопротивление источника сигнала $R_{1r} = 600 \text{ Ом}$.

Ответ. $K_{EF} = 10,2$.

Задача 7.42. Схема рис. 7.14,б. Транзисторы КТ316Б. Параметры транзисторов $h_{21э1} = 170$, $h_{11э1} = 1,75 \text{ кОм}$, $h_{22э1} = 0$, $h_{21э2} = 90$, $h_{11э2} = 2 \text{ кОм}$, $h_{22э2} = 0$. Резисторы: $R_1 = 100 \text{ кОм}$, $R_2 = 1,6 \text{ кОм}$, $R_3 = 2,7 \text{ кОм}$, $R_4 = 300 \text{ Ом}$, $R_5 = 390 \text{ Ом}$, $R_6 = 1,8 \text{ кОм}$. Рассчитать глубину общей ОС при условии, что сопротивления конденсаторов равны нулю, сопротивление источника сигнала $R_{1r} = 5 \text{ кОм}$.

Ответ. $F_{0 \text{ общ}} = 36,7$.

Задача 7.43. Схема рис. 7.14,б. Данные задачи 7.42. Рассчитать сквозной коэффициент усиления.

Ответ. $K_{EF}=8,8$.

Задача 7.44. В схеме рис. 7.14,б используются полевые транзисторы КП308В с крутизной в точке покоя $S_1=2$ мА/В и $S_2=4$ мА/В, активная составляющая выходной проводимости $g_{22н}=20$ мкСм. Резистор R_1 отсутствует, $R_2=1,0$ МОм. Другие данные соответствуют задаче 7.42. Рассчитать глубину общей ОС.

Ответ. $F_{общ}=4,1$ (при $g_{22}=0$ $F_{общ}=4,319$).

Задача 7.45. Схема и другие данные задачи 7.44. Рассчитать сквозной коэффициент усиления.

Ответ. $K_{EF}=1,53$ (при $g_{22}=0$ $K_{EF}=1,584$).

Задача 7.46. Схема рис. 7.2,в. Рассчитать балансное сопротивление R'_6 , если $n'=1,5$, $m'=0,3$, $R_{вх/F}=100$ Ом.

Ответ. $R'_6=540$ Ом.

Задача 7.47. Схема рис. 7.2,б. Рассчитать балансное сопротивление R''_6 , если $n''=2$, $m''=0,3$, $R_{вых F}=300$ Ом.

Ответ. $R''_6=180$ Ом.

Задача 7.48. Схема рис. 7.2,г. Рассчитать входное сопротивление шестиполюсника со стороны цепи ОС $R'_г$, если $n'=1,8$, $m'=0,28$, $R_{вх F}=75$ Ом.

Ответ. $R'_г \approx 31,9$ Ом.

Задача 7.49. Схема рис. 7.3,б. Рассчитать входное сопротивление усилителя $R_{вх F}$, если $n'=2,2$, $m'=0,25$, $R'_6=39$ Ом.

Ответ. $R_{вх F}=195$ Ом.

Задача 7.50. Схема рис. 7.2,а. Рассчитать $K_{F \min}$, если $n'=2,2$, $m'=0,15$, $R_{вх F}=R_{вых F}=50$ Ом, $n''=1,5$, $m''=0,2$.

Ответ. $K_{F \min}=7,77$.

Задача 7.51. Схема рис. 7.2,б. Рассчитать $K_{F \min}$, если $n'=1,8$, $R_{вх F}=100$ Ом, $R'_6=27$ Ом, $B_2=18$ Ом, $m''=0,23$.

Ответ. $K_{F \min}=14,35$.

Задача 7.52. Схема № 1 табл. 7.2. Рассчитать сопротивление R , если $R'_г=39$ Ом, $R''_г=120$ Ом, $B_0=0,65$.

Ответ. $R=15,85$ Ом.

Задача 7.53. Схема № 3 табл. 7.2. Рассчитать коэффициент передачи B_0 , если $R_1=62$ Ом, $R_2=360$ Ом, $R_3=62$ Ом, $R'_г=50$ Ом, $R''_г=80$ Ом.

Ответ. $B_0=0,074$.

Задача 7.54. Амплитудно-частотная характеристика усилителя содержит три излома (подобно рис. 7.5). Коэффициенты усиления на нижних частотах $20 \lg K=60$ дБ, частоты полюсов $f_{p1}=100$ кГц, $f_{p2}=3,2$ МГц, $f_{p3}=12,8$ МГц. Определить частоту, на которой фазовый сдвиг составит -135° .

Ответ. $f_{(-135^\circ)} \approx 2,3$ МГц.

Задача 7.55. Условия задачи 7.54. Определить глубину ОС, при которой усилитель устойчив с запасом по фазе 45° , если цепь ОС частотно-независимая.

Ответ. $F=27,2$ дБ (23 раза).

Задача 7.56. Условия задачи 7.55. Определить коэффициент усиления усилителя в области нижних частот.

Ответ. $K_F \approx 44$.

Задача 7.57. Условия задачи 7.54. Определить верхнюю частоту полосы пропускания усилителя, если он охвачен частотно-независимой ОС с $B_0 = 0,1$.

Ответ. $f_B = 5,69$ МГц.

Задача 7.58. Условия задачи 7.54. Определить запас по фазе в усилителе с частотно-независимой ОС, если $B = 0,1$.

Ответ. $\varphi_T \approx 9^\circ$.

Задача 7.59. Схема рис. 7.15. Известно, что $f_B = 12$ МГц, $R_B = 360$ Ом, сопротивления источника сигнала и нагрузки равны, $m' = 0,2$, $m'' = 0,3$, $n' = 2,2$, $n'' = 1,9$, $C_{a1} = 5$ пФ. Рассчитать наибольшие значения недостающих емкостей обхода.

Ответ. $C_{a2} = 7,8$ пФ, $C_{a3} = 11$ пФ.

Задача 7.60. Схема рис. 7.7,б. Известно, что $f_B = 4$ МГц, цепь ОС выполнена по схеме № 3 табл. 7.2, причем $R_1 = 500$ Ом, $R_2 = 150$ Ом, $R_3 = 500$ Ом. Параметры транзистора входного каскада $h_{21э} = 180$, $h_{11э} = 2,5$ кОм, входные и выходные цепи сбалансированы, сопротивления источника сигнала и нагрузки $R_{1г} = R_{2н} = 75$ Ом, $R'_6 = 100$ Ом, $R''_6 = 33$ Ом, сопротивления цепей смещения первого транзистора $R_{61} = 130$ кОм, $R_{62} = 27$ кОм, $m' = m'' = 0,3$, $n' = 1,6$, $n'' = 2,1$. Определить минимальные значения элементов обхода, считая сопротивление нагрузки третьего транзистора $R_{н3} \gg R''_г$.

Ответ. $C_{a1} = 9$ пФ, $C_{a2} = 8,3$ пФ, $C_{a3} = 26,5$ пФ, $C_{a4} = 2,25$ пФ, $L_a \approx 0,65$ мкГн.

Задача 7.61. Схема рис. 7.15. По данным задачи 7.59 рассчитать потери цепи ОС на асимптотических частотах, если входная емкость первого каскада $C_{6э1} = 18$ пФ, емкость коллекторного перехода третьего транзистора $C_{кз} = 2$ пФ, емкость монтажа на выходе третьего каскада 10 пФ.

Ответ. $A_T \approx 16,5$ дБ.

Задача 7.62. Схема рис. 7.7,б. По данным задач 7.60 и 7.61 рассчитать потери цепи ОС на асимптотических частотах.

Ответ. $A_T \approx 19$ дБ.

Задача 7.63. Схема рис. 7.15. По данным задач 7.60 и 7.61 рассчитать максимальную глубину ОС при запасе по фазе 40° , по модулю 9 дБ, если $f_{гп} = 1,5$ ГГц.

Ответ. $A_{\max} = 66,6$ дБ.

Задача 7.64. Схема рис. 7.15. Данные задач 7.60, 7.61 и 7.63. Рассчитать максимальную глубину ОС, если $f_B = 60$ МГц.

Ответ. $A_{\max} = 30$ дБ.

Задача 7.65. Схема рис. 7.15. По данным задачи 7.64 $f_d = 582$ МГц. Рассчитать максимальную глубину ОС при наличии дополнительного неминимально-фазового сдвига на верхней частоте рабочего диапазона $\varphi_\Sigma(f_B) = 32^\circ$.

Ответ. $A_{\max} = 8,12$ дБ.

Задача 7.66. Схема рис. 7.15. По данным задачи 7.65 рассчитать, какой будет верхняя частота рабочего диапазона, если все-таки в усилителе необходима максимальная глубина ОС $A_{\max} = 30$ дБ.

Ответ. $f_B = 11,88$ МГц.

Задача 7.67. Схема рис. 7.9. Рассчитать элементы цепей, предназначенных для коррекции АЧХ $T(f)$ в полосе пропускания, если $a_{вн}=20$ дБ, $f_n=150$ кГц, $R_{нз}=0$, $R_m=400$ Ом, параметры транзистора V_i : $h_{11эi}=2,2$ кОм, $h_{21эi}=150$.

Ответ. $R_{ш}=37,6$ Ом, $C_{ш}=0,835...2,78$ мкФ.

Задача 7.68. Схема рис. 7.9. Данные задачи 7.67. Рассчитать элементы коррекции АЧХ $T(f)$ в рабочем диапазоне, если коррекция осуществляется только ОС.

Ответ. $R_{нз}=156$ Ом.

Задача 7.69. Схема по рис. 7.9. По данным задач 7.67 и 7.68 рассчитать элементы коррекции АЧХ $T(f)$ в рабочем диапазоне, если коррекция осуществляется шунтирующей цепью и ОС, причем $a_{вн}$ распределяется поровну.

Ответ. $R_{нз}=37,5$ Ом, $R_{ш}=175,2$ Ом, $C_{ш}=18..60$ нФ.

Задача 7.70. По данным примера 7.32 определить асимметрию выходного напряжения в усилителе проводного вещания (рис. 7.19) при асимметрии коэффициентов усиления по плечам оконечного каскада K_{IV} , равной 20%.

Ответ. $K=1,07\%$.

7.4. УПРАЖНЕНИЯ

Упражнение 7.1. Приведите примеры построения схем одноканальной и многоканальной ОС.

Упражнение 7.2. Определите виды ОС в схемах рис. 7.12—7.15.

Упражнение 7.3. В чем достоинства схем с комбинированной ОС?

Упражнение 7.4. Определите виды ОС в схемах усилителей с ОС мостового типа на рис. 7.2 и 7.3.

Упражнение 7.5. В чем заключается влияние элементов схем рис. 7.2 и 7.3 на внешние параметры усилителя?

Упражнение 7.6. От чего зависит входное (выходное) сопротивление в усилителе с ОС мостового типа?

Упражнение 7.7. Проведите сравнение схем усилителей с ОС мостового типа, показанных на рис. 7.2 и 7.3.

Упражнение 7.8. Какие данные необходимы для расчета элементов B_0 -цепи ОС?

Упражнение 7.9. От чего зависят входные сопротивления шестиполосников со стороны B_0 -цепи?

Упражнение 7.10. Что представляет собой $K_{F \min}$?

Упражнение 7.11. Для чего нужно знать величину $K_{F \min}$?

Упражнение 7.12. Как рассчитать элементы ОС по схемам № 3 и 4 табл. 7.2?

Упражнение 7.13. Можно ли определить коэффициент усиления без ОС по заданным входному и выходному сопротивлениям и коэффициенту усиления с ОС при известных параметрах шестиполосников?

Упражнение 7.14. В чем причины неустойчивости усилителя с ОС?

Упражнение 7.15. Дайте краткую характеристику критериям устойчивости.

Упражнение 7.16. В чем преимущества частотных критериев устойчивости?

Упражнение 7.17. Что такое запасы устойчивости, как их определить?

Упражнение 7.18. Объясните форму оптимальной ЛАХ $T(f)$.

Упражнение 7.19. Как построить оптимальную ЛАХ $T(f)$?

Упражнение 7.20. Чем вызваны асимптотические потери АЧХ $T(f)$?

Упражнение 7.21. Для чего нужно уменьшать асимптотические потери АЧХ $T(f)$?

Упражнение 7.22. Как уменьшить асимптотические потери АЧХ $T(f)$?

Упражнение 7.23. Чем ограничивается по максимуму глубина ОС?

Упражнение 7.24. Объясните влияние элементов «обхода» на АЧХ усилителя.

Упражнение 7.25. Как уменьшить фазовый сдвиг в усилителе с ОС?

Упражнение 7.26. В чем заключаются причины дополнительного (неминимально-фазового) сдвига в усилителе с ОС?

Упражнение 7.27. Чем ограничивается полоса пропускания усилителя с ОС?

Упражнение 7.28. Объясните влияние дополнительного фазового сдвига на оптимальную характеристику ЛАХ $T(f)$.

Упражнение 7.29. Каким образом реализуется оптимальная характеристика ЛАХ $T(f)$?

Упражнение 7.30. Как определить вносимое затухание?

Упражнение 7.31. Укажите способы уменьшения усиления в полосе пропускания.

Упражнение 7.32. В чем заключается особенность коррекции АЧХ $T(f)$ в области ВЧ среза?

Упражнение 7.33. В чем заключается особенность формирования НЧ среза АЧХ $T(f)$?

Упражнение 7.34. В чем достоинство ОС по напряжению, используемой в усилителях сети проводного вещания?

Глава 8.

УСИЛИТЕЛИ

НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

8.1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Принципиальные схемы интегральных усилителей, как правило, значительно сложнее своих дискретных аналогов. Интегральные микросхемы должны обеспечивать возможно большую универсаль-

ность и многофункциональность, чтобы снизить стоимость изделий и повысить эффективность производства. Большинству ИМС свойственны функциональная избыточность и широкое использование ОС для выполнения различных функций.

Интегральный усилитель представляет собой законченный функциональный блок, изготовленный в одном корпусе, и в его принципиальной схеме недопустимы какие-либо изменения, не предусмотренные в описании ИМС. В большинстве случаев отпадает необходимость в расчете, сборке и настройке отдельных каскадов. На первый план выдвигается разработка сложной электронной аппаратуры, специальных усилителей с применением готовых унифицированных узлов. Зная принципы построения усилительных каскадов на дискретных элементах и основные способы введения ОС, можно понять смысл построения и работу любой микросхемы. Однако отсутствие данных о многих компонентах ИМС в отсутствие предлагаемых схем включения с рекомендуемыми номиналами существенно затрудняет проектирование радиоаппаратуры на ИМС, вынуждает обращаться к дополнительным экспериментам.

Усилители на ИМС с малой степенью интеграции. К первой степени интеграции относят ИМС, содержащие до 10 компонентов. Имеются заготовки отдельных типовых усилительных узлов: одно- и двухкаскадные, каскодные, балансные, дифференциальные. В некоторых ИМС режим работы транзисторов определен и не подлежит изменению. В других предусмотрена возможность изменения режима работы в пределах допустимой мощности рассеяния и напряжения. Эти изменения допускаются при соответствующей коммутации компонентов ИМС. В третьих получение значительного разнообразия вариантов схемных решений и режимов работы достигается путем добавления внешних (навесных) деталей.

При использовании ИМС в усилителях в первую очередь необходимо обеспечить подачу требуемых питающих напряжений. Должны быть соблюдены все требования ТУ на ИМС, особенно предельно допустимых напряжений, токов и мощностей рассеяния на каждом элементе [16]. Для гибридных ИМС эти данные, в частности номиналы входящих в схему резисторов, обычно указываются. Для полупроводниковых ИМС указываются только питающие напряжения и максимально допустимая величина потребляемого тока.

Использование ИМС в нетиповых режимах, изменения схем с помощью дополнительных внешних элементов возможны при условии, что токи и постоянные напряжения на внутренних элементах не превышают соответствующие значения в типовом режиме.

Следует избегать подключения к ИМС конденсаторов с емкостями, превышающими рекомендуемые значения, так как протекающие через них зарядные токи в момент включения источников питания могут привести к повреждению ИМС.

Расчет параметров усилителей на ИМС ввиду отсутствия необходимых справочных данных без измерений непосредственно на макете затруднен. Решение задачи может зависеть от изобретательности и накопленного опыта использования ИМС. Для области нижних частот можно рекомендовать упрощенные расчеты.

Например, коэффициент усиления каскада на биполярном транзисторе в нормальных условиях [4]

$$K \approx 40 I_K R_H. \quad (8.1)$$

Он же, но при наличии эмиттерной ОС

$$K_F \approx R_H/R_э, \quad (8.2)$$

входное сопротивление транзистора $h_{11э} \approx h_{21}/40I_K$. Обычно параметр h_{21} неизвестен, его значение можно определить путем измерения. Ориентировочно допустимо принять $h_{21э} = 50 \dots 100$ [14].

Основные схемы включения ОУ. Вообще говоря, ОУ относятся к ИМС малой степени интеграции. Однако наряду с некоторыми другими ИМС второй степени интеграции ОУ требуют иного подхода к проектированию содержащих их усилительных блоков.

В настоящее время под ОУ понимается усилитель постоянного тока, имеющий большой коэффициент усиления, высокое входное и малое выходное сопротивления в широкой полосе частот. Эти качества ОУ позволяют создавать усилительные блоки и устройства, характеристики которых являются функцией параметров цепей ОС, и практически не зависят от собственных параметров ОУ.

Как видно из рис. 8.1, а, ОУ имеет два входа и один выход. Полярность выходного напряжения совпадает с полярностью на одном из входов, называемом неинвертирующим, и противоположна полярности на другом входе, называемом инвертирующим.

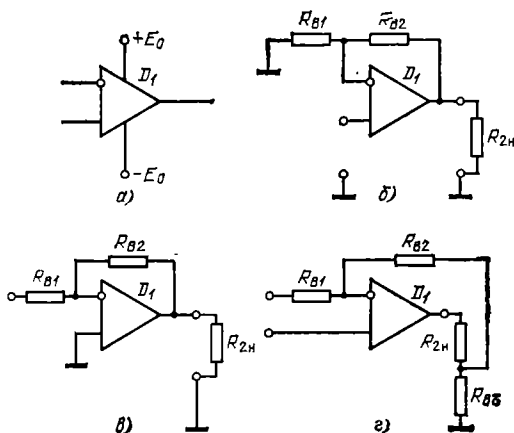


Рис. 8.1. Общее изображение ОУ (а) и его основные схемы включения (б, в, г)

Последний обозначается графически кружочком в месте соединения с символом ОУ. Питание ОУ, как правило, осуществляется от биполярных источников с напряжением $+E_0$ и $-E_0$ относительно общего провода (корпуса). Как линейное устройство ОУ без ОС не используется. С помощью ОС можно получить необходимый коэффициент усиления и его стабильность в заданных пределах. Анализ таких устройств удобно вести, считая ОУ идеальным источником напряжения (реже — идеальным источником тока), управляемым напряжением или током, относя реальные значения сопротивлений между его выводами к пассивной цепи.

Схемы с применением ОУ можно выполнить различными способами, однако в линейных устройствах необходима отрицательная обратная связь, и, следовательно, использование для ее осуществления только инвертирующего входа. На рис. 8.1,б, в приведены наиболее распространенные схемы включения ОУ. Схема неинвертирующего устройства (см. рис. 8.1,б) характеризуется последовательной по входу ОС и подачей сигнала на неинвертирующий вход. У инвертирующего усилителя (см. рис. 8.1,в) ОС является параллельной относительно входа ОУ. Напряжение усиливаемого сигнала также подается на инвертирующий вход. В этом случае неинвертирующий вход соединяется с общим проводом. Со стороны выхода обе схемы имеют ОС по напряжению. На базе этих структур можно выполнить операционные схемы с выходом по току и одноименной ОС, как показано на рис. 8.1,г [13]. Для последней схемы ОУ должен представлять источник тока по отношению к нагрузке.

Расчет внешних параметров ОУ в области нижних частот. Схемы с ОУ классифицируются по способу подачи сигнала. Неинвертирующий усилитель напряжения (см. рис. 8.1,б), будем исследовать, обозначив входное и выходное сопротивления ОУ $R_{вхD}$ и $R_{выхD}$, коэффициент усиления напряжения ОУ $U_4/U_3 = K_D$. Тогда на основании методики гл. 2

$$K_1 = \frac{R_{вхD}}{R_{вхD} + R_{B1} \parallel (R_{B2} + R_{2H} \parallel R_{выхD})},$$

$$K_2 = \frac{R_{2H} \parallel (R_{B2} + R_{B1} \parallel R_{вхD})}{R_{выхD} + R_{2H} \parallel (R_{B2} + R_{B1} \parallel R_{вхD})},$$

$$B = K_2 \frac{R_{вхD} \parallel R_{B1}}{R_{вхD} \parallel R_{B1} + R_{B2}},$$

$$K_{СК} = \frac{R_{B1} \parallel (R_{B2} + R_{2H} \parallel R_{выхD})}{R_{вхD} + R_{B1} \parallel (R_{B2} + R_{2H} \parallel R_{выхD})} \frac{R_{2H} \parallel R_{выхD}}{R_{2H} \parallel R_{выхD} + R_{B2}}.$$

Для идеального ОУ с $R_{вхD} = \infty$, $R_{выхD} = 0$ и $K_D = \infty$ коэффициенты передачи $K_1 = K_2 = 1$, $K_{СК} = 0$,

$$B = R_{B1}/(R_{B1} + R_{B2}) \text{ и } K_F = 1/B = R_{B2}/R_{B1}. \quad (8.3)$$

Входное сопротивление схемы $R_{вхF} = R_{вхD}$, выходное $R_{выхF} = R_{выхD} = 0$.

Повторитель напряжения — особый случай неинвертирующего усилителя — самая простая операционная схема. Ее цепь ОС зарождается в непосредственное соединение выхода со входом ($R_{B2} = 0, R_{B1} = \infty$) В результате $K_F = K_D / (1 + K_D) \approx 1$.

Преобразователь напряжения — ток или преобразователь проводимости получается на базе схемы рис. 8.1,г при подключении источника сигнального напряжения к неинвертирующему входу $R_{B1} = \infty, R_{B2} = 0$. Для этой схемы с идеальным ОУ ($R_{вхD} = R_{выхD} = \infty$ и $S = I_{вхD} / I_{вхD} = \infty$) получаем $I_{вых} = U_{вх} / R_{B3}$ и $S_F = 1 / R_{B3}$.

Инвертирующий усилитель напряжения получается при подключении на инвертирующий вход источника сигнального напряжения (см. рис. 8.1,в). В этой схеме выражения для K_2 и B совпадают с соответствующими выражениями в неинвертирующей схеме. Другие коэффициенты передач:

$$K_1 = \frac{R_{вхD} \parallel (R_{B2} + R_{2H} \parallel R_{выхD})}{R_{вхD} \parallel (R_{B2} + R_{2H} \parallel R_{выхD}) + R_{B1}} \text{ и } K_{сн} = K_1 \frac{R_{2H} \parallel R_{выхD}}{R_{2H} \parallel R_{выхD} + R_{B2}}$$

Для определения входного сопротивления схемы по формуле Блекмана запишем $R_0 = R_{B1} + R_{вхD} \parallel (R_{B2} + R_{H} \parallel R_{выхD})$. В схеме инвертирующего усилителя с $U_4 / U_3 = K_D = \infty, R_{вхD} = \infty, R_{выхD} = 0$ коэффициенты передачи $K_1 = R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}), K_2 = 1, K_{сн} = 0, B = R_{B1} / (R_{B1} + R_{B2})$, а сопротивление $R_0 = R_{B1} + R_{B2}$ и $F_K = 1 + K_D R_{B1} / (R_{B1} + R_{B2}), F_X = 1 + K_D$. В результате

$$K_F = K_1 / B = R_{B2} / R_{B1}, R_{вхF} = R_{B1}. \quad (8.4)$$

Усилитель напряжения с Т-образной цепью ОС, схема которого приведена на рис. 8.2,а, позволяет получить большое входное сопротивление схемы с одновременным достижением требуемого коэффициента усиления. Поясним это на примере идеального ОУ. Здесь

$$K_1 = \frac{R'_{B2} + R''_{B2} \parallel R''_{B2}}{R_{B1} + R'_{B2} + R''_{B2} \parallel R''_{B2}}, K_2 = 1, K_{сн} = 0,$$

$$B = \frac{R''_{B2} \parallel (R'_{B2} + R_{B1})}{R''_{B2} \parallel (R'_{B2} + R_{B1}) + R''_{B2}} \cdot \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R'_{B2}},$$

$$R_0 = R_{B1} + R'_{B2} + R''_{B2} \parallel R''_{B2}.$$

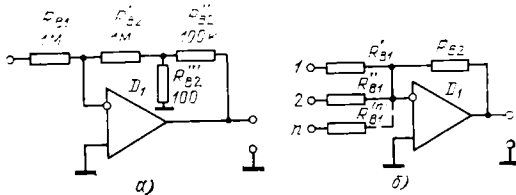


Рис. 8.2. Схемы ОУ с Т-образной цепью ОС (а) и сумматора (б)

Учитывая, что $R'''_{B2} \ll R''_{B2} \ll R'_{B2}$ и $F_K/F_X = R_{B1}/(R_{B1} + R'_{B2})$, можно записать

$$K_F \approx K_1/B = R'_{B2} (1 + R''_{B2}/R'''_{B2})/R_{B1}, \quad (8.5)$$

$K_F = 1001$, $R_{вхF} = R_{B1} = 1$ МОм. Такого результата в простом инвертирующем усилителе можно было бы достичь только при использовании в качестве R_{B2} «электрометрического» резистора с сопротивлением 1001 МОм. Этот способ увеличения сопротивления, однако, имеет серьезный недостаток — оно сопровождается возрастанием сдвига и шумов.

Суммирующий усилитель (рис. 8.2,б) представляет собой вариант инвертирующего включения ОУ с несколькими входами, содержащими свои резисторы $R'_{B1} \dots R^{(n)}_{B1}$. В этих условиях

$$u_2 = - \left(\frac{R_{B2}}{R'_{B1}} u'_1 + \frac{R_{B2}}{R''_{B1}} u''_1 + \dots + \frac{R_{B2}}{R^{(n)}_{B1}} u_1^{(n)} \right) = - \sum_{i=1}^n u_1^{(i)} \frac{R_{B2}}{R^{(i)}_{B1}}. \quad (8.6)$$

Коэффициент усиления с ОС $K^{(i)}_F = R_{B2}/R^{(i)}_{B1}$ каждого из n входных напряжений u_1 не зависит от состояния на других входах, так как все входы развязаны друг от друга «потенциальным заземлением» ($U_3 = 0$, см. гл. 2).

Преобразователь ток—напряжение получим в схеме рис. 8.1,в, подключив источник сигнального тока к инвертирующему входу. В этом случае

$$K_1 = U_1/J_1 = \frac{R_{1г} (R_{B2} \parallel R_{вхD})}{R_{1г} + R_{B1} + (R_{B2} \parallel R_{вхD})}, \quad B = \frac{R_{вхD} \parallel (R_{B1} + R_{1г})}{R_{вхD} \parallel (R_{B1} + R_{1г}) + R_{B2}}$$

и передаточная функция преобразователя $K_{ZF} = U_2/J_1 = K_1/B = R_{1г} R_{B2}/(R_{1г} + R_{B2})$ не зависит от $R_{вхD}$. Рассмотренная цепь представляет интерес при использовании в качестве источника сигнала оптронов, фотодиодов и т. д. Высокое внутреннее сопротивление $R_{1г}$ позволяет считать

$$K_{ZF} = R_{B2}. \quad (8.7)$$

Включение резистора R_{B1} не имеет смысла.

Усилитель тока получим по схеме рис. 8.1,г, подключив источник сигнального тока на инвертирующий вход, исключив R_{B1} , как и в предыдущей схеме. Для схемы с идеальным ОУ

$$K_{IF} = I_2/I_1 = K_1/B = (R_{B2} + R_{B3})/R_{B3} = 1 + R_{B2}/R_{B3}. \quad (8.8)$$

Подача сигнала на оба входа. Простейшая схема усилителя, в котором сигнал подается на оба входа, показана на рис. 8.3,а. Такого рода дифференциальный усилитель дает возможность выделять слабые противофазные сигналы ($u_{1A} - u_{1B}$) на фоне намного более сильных синфазных. Устройство объединяет в себе инвертирующие и неинвертирующие включения. Его можно анализировать, рассматривая влияние каждого входа в отдельности [17]. Тогда $u_2 = u_{1A} \underline{K}_{(A)} - u_{1B} \underline{K}_{(B)}$, где $\underline{K}_{(A)} = K_{1A} K_{DA}/F$, $\underline{K}_{(B)} =$

$= -K_{1B}K_{DB}/F$ — коэффициенты усиления неинвертирующего и инвертирующего каналов схемы. Учитывая, что дифференциальный сигнал $u_D = u_{1A} - u_{1B}$, а синфазный $u_C = (u_{1A} + u_{1B})/2$, получаем $u_2 = u_C(K_{(A)} + K_{(B)}) + u_D(K_{(A)} - K_{(B)})/2$. Усилитель будет реагировать только на разность сигналов на входах при условии, что $K_{(A)} + K_{(B)} = 0$. Однако в реальных устройствах этого достичь невозможно и на выходе кроме противофазного сигнала, пропорционального разности входных напряжений, появляется синфазная составляющая.

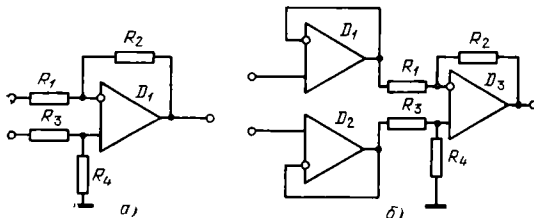


Рис. 8.3. Принципиальные схемы дифференциальных (разностных) усилителей на ОУ

Для оценки качества работы дифференциального усилителя используют коэффициент ослабления синфазного сигнала

$$K_{\text{ОСС}} = K_D/K_C = U_C/U_D = (K_{1A}K_{DA} + K_{1B}K_{DB})/2(K_{1A}K_{DA} - K_{1B}K_{DB}).$$

Принимая во внимание, что $K_{DA}/K_{DB} = (2k_{\text{ОСС}} + 1)/(2k_{\text{ОСС}} - 1)$, где $k_{\text{ОСС}}$ — коэффициент ослабления синфазной составляющей ОУ, и что симметрию пассивной цепи характеризует коэффициент $k_{\text{п}} = (K_{1A} + K_{1B})/2(K_{1A} - K_{1B})$, выражаем коэффициент ослабления синфазного сигнала усилителем

$$K_{\text{ОСС}} \approx k_{\text{ОСС}} k_{\text{п}} / (k_{\text{ОСС}} + k_{\text{п}}). \quad (8.9)$$

Для схемы рис. 8.3,а

$$k_{\text{п}} = [R_4(R_1 + R_2) + R_2(R_3 + R_4)]/2(R_1R_4 - R_2R_3). \quad (8.10)$$

Коэффициент усиления для разностного сигнала определяется при $K_{\text{ОСС}} = \infty$.

Улучшенный вариант усилителя разности сигналов показан на рис. 8.3,б. Его входное сопротивление одинаково велико для обоих входных сигналов. Такой усилитель очень удобен для дистанционных измерений, а также в случае мостового источника сигнала.

Характеристика операционных усилителей в области верхних частот при малом сигнале. Принципиальная схема ОУ любой сложности обязательно включает в себя входной дифференциальный каскад, усилитель напряжения, элементы схемы сдвига уровня постоянного напряжения, выходной усилительный каскад.

Амплитудно-частотная характеристика ОУ складывается из АЧХ отдельных каскадов. Постоянство коэффициента усиления обеспечивается лишь до некоторой частоты, выше которой начинается срез, определяемый частотами полюсов передаточных функций каскадов. Крутизна среза АЧХ ОУ последовательно увеличивается после каждой частоты полюса f_{p1} , f_{p2} на -6 дБ/окт. Прак-

тический интерес представляет область АЧХ ОУ до частоты f_1 , на которой коэффициент усиления становится равным 1 (0 дБ) [13, 17].

Многие типы ОУ содержат внутреннюю коррекцию АЧХ, обеспечивающую устойчивость при глубокой ОС. На рис. 8.4 показана

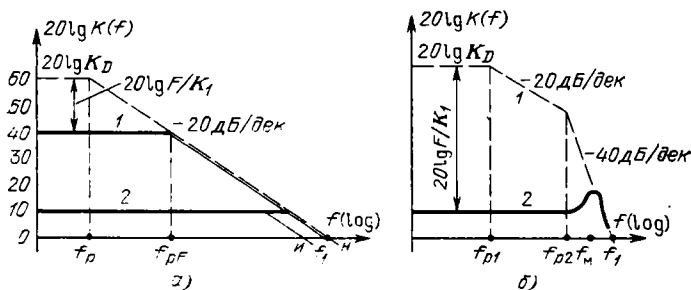


Рис. 8.4. АЧХ основных схем ОУ

однополюсная АЧХ ОУ $K_D(jf) = K_D / (1 + jf/f_p)$. В этом случае АЧХ усилителя с ОС также определяется однополюсной функцией. В результате имеем следующие соотношения:

$$f_p = f_1 / K_D, f_{pF} = f_p F, K_F = K_1 K_D / F. \quad (8.11)$$

Заметим, что при равенстве K_F в инвертирующем и неинвертирующем включениях f_p неодинаковы, так как при равных K_F глубина ОС в первом случае меньше, чем во втором. Это различие заметнее при меньших значениях K_F , как показано на рис. 8.4,а (кривые u , n).

Современные ОУ без внутренней коррекции выполняются, как правило, с двухполюсной функцией передачи. В системе второго порядка форма АЧХ определяется резонансной частотой [1] $f_{D0} = \sqrt{F f_{p1} f_{p2}}$ и добротностью

$$Q = \sqrt{F(2 + f_{p2}/f_{p1} + f_{p1}/f_{p2})}. \quad (8.12)$$

Амплитудно-частотная характеристика такой цепи описывается выражением

$$\dot{G}_F(x) = -10 \lg [1 + (1/Q^2 - 2)x^2 + x^4], \quad (8.13)$$

где $x = f/f_{D0}$.

Максимально плоская АЧХ получается при $Q = 1/\sqrt{2}$, а если $Q > 1/\sqrt{2}$, что соответствует $F > (f_{p1} + f_{p2})^2 / 2f_{p1}f_{p2}$, то образуется максимум $K_{F \max} = K_F Q / \sqrt{1 - 1/4Q^2}$ (рис. 8.4,б) на частоте

$$f_M = f_{D0} \sqrt{1 - 1/2Q^2}. \quad (8.14)$$

При большом выходном сигнале отметим два важных параметра ОУ. Скорость нарастания выходного напряжения. При работе ОУ с большими сигналами на выходе (практически при

$U_{2m} > 1$ В) искажения в области верхних частот будут определяться не только АЧХ, но и в значительной степени максимальной скоростью нарастания выходного напряжения V_U . Ограничение этой скорости обусловлено конечным значением токов заряда емкостей корректирующих конденсаторов и междуэлектродных емкостей транзисторов. Скорость нарастания V_U будет ограничена только тогда, когда входное напряжение $U_{дм}$ превышает напряжение насыщения на входе $U_{дм(нас)} = V_U / 2\pi f_1 K_D$; в противном случае искажения в области верхних частот будут определяться АЧХ ОУ с конкретной ОС.

Полоса пропускания при полной мощности. Скорость изменения напряжения сигнала на входе зависит от частоты сигнала и его амплитуды. Максимальная частота f_U , при которой можно получить неискаженное напряжение на выходе ОУ с амплитудой U_{2m} , определяется скоростью нарастания V_U в соответствии с выражением

$$f_U = V_U / 2\pi U_{2m}. \quad (8.15)$$

На рис. 8.5 показаны искажения гармонического сигнала при $f > f_U$ (а) и $f \gg f_U$ (б). Из рис. 8.5,б следует, что выходное напряжение не только не достигает номинальной амплитуды, но и оказывается значительно искаженным. Следует отметить, что дополнительная емкостная нагрузка C_2 может вызвать подобный эффект на меньшей частоте. Скорость нарастания для этого случая $V_U = I_{2(макс)} / C_2$.

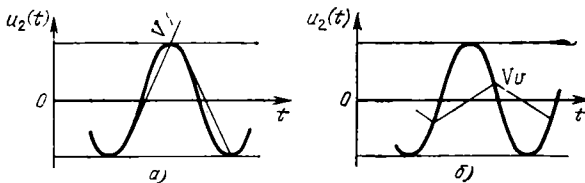


Рис. 8.5. Формы выходного напряжения, ограниченного скоростью нарастания

Смещение нуля на выходе ОУ. Реальный ОУ имеет на выходе некоторое постоянное напряжение даже в том случае, когда оба его входа соединены с общим проводом. Причиной этого является наличие постоянных входных токов ОУ и асимметрия реальной схемы ОУ. *Напряжение смещения* нуля на выходе ОУ $U_{2см}$ можно скомпенсировать, приложив на вход ОУ некоторое небольшое постоянное напряжение смещения $U_{1см}$ (порядка 3...7 мВ) соответствующей полярности. Входное напряжение смещения $U_{1см}$ зависит от температуры и напряжения питания. В справочниках приводятся значения $U_{1см}$, соответствующие комнатной температуре. Напряжение смещения на выходе можно определить из выражения

$$U_{2см} = K_F U_{1см}. \quad (8.16)$$

Входной ток смещения $I_{1см}$ определяется как среднее значение двух токов ОУ: $I_{1А}$ и $I_{1В}$, т. е. $I_{1см} = (I_{1А} + I_{1В}) / 2$. Практически

$I_{1\text{см}} \approx I_{1A} \approx I_{1B}$. Токи смещения обычно малы (0,01...10 нА в зависимости от вида транзисторов входного каскада). Несмотря на малую величину токи I_{1A} и I_{1B} могут существенно влиять на работу ОУ, если цепь ОС состоит из высокоомных резисторов. Так, у схемы на рис. 8.1,в сопротивление участков цепей, через которые протекают входные токи, различны. Ток I_{1A} протекает через эквивалентное сопротивление $R_{B1} \parallel R_{B2}$, а ток I_{1B} не встречает сопротивления на пути к общему проводу. Между входами ОУ возникает разность потенциалов, представляющая собой входной дифференциальный сигнал, пропорционально которому на выходе будет смещаться напряжение нуля:

$$U_{2\text{см}} \approx I_{1\text{см}} R_{B2}. \quad (8.17)$$

Влияние тока $I_{1\text{см}}$ на выходное напряжение смещения минимально, если равны сопротивления обоих входов по отношению к общему проводу (в некоторых случаях необходимо учитывать и сопротивление источника сигнала $R_{1г}$). С этой целью между неинвертирующим входом и общим проводом располагают дополнительный резистор с сопротивлением

$$R_{\text{бал}} = (R_{1г} + R_{B1}) \parallel R_{B2}. \quad (8.18)$$

Однако фактически $I_{1A} \neq I_{1B}$ и при удовлетворении условия (8.18) на выходе ОУ возникает дрейф нуля, уровень которого можно определить по формуле (8.17) при замене $I_{1\text{см}}$ на $\Delta I_{\text{см}} = |I_{1A} - I_{1B}|$.

Поскольку ОУ представляет собой УПТ, то он обладает чувствительностью к отклонениям напряжений источников питания $\pm E_0$, оцениваемой коэффициентом влияния источников питания

$$K_{\text{в.л.и.п}} = \Delta U_{\text{см}} / \Delta E_0. \quad (8.19)$$

Установленный нуль напряжения на выходе ОУ сохраняется только при $t = \text{const}$ и в течение ограниченного промежутка времени. Температурные и временные изменения тока и напряжения сдвига выражают понятием о дрейфе нуля. Дрейф нуля зависит от t_c по величине и знаку. Для отдельных ОУ температурный дрейф выходного тока (или напряжения) приводится в справочниках в форме $\Delta I / ^\circ\text{C}$ для всего рабочего диапазона температур.

Отметим, что с ростом температуры уменьшается полоса пропускания ОУ и соответственно возрастает время установления и, кроме того, входное сопротивление.

8.2. ПРИМЕРЫ

Пример 8.1. Питание ИМС типа К119УН1 (рис. 8.6,а) ведется от биполярного источника $\pm E_0 = 6,3$ В. Номинальные значения сопротивлений резисторов указаны на принципиальной схеме. Определить ток покоя транзистора I_K .

Решение. Напряжение на суммарном эмиттерном сопротивлении $R_a = R_4 + R_5$ $U_{R_a} = E_0 - U_{BЭ} - I_B R_1$. С учетом соотношения $I_B = I_K / h_{21э}$ и $I_K \approx I_Э$ получаем

$$I_K = \frac{E_0 - U_{BЭ}}{R_4 + R_5 + R_1 / h_{21э}} = \frac{6,3 - 0,7}{10^3 + 10^4 + 10^4 / h_{21э}} \approx 0,5 \text{ мА}.$$

Знание реального значения h_{21} , не изменит существенно результат расчета.

Пример 8.2. Данные примера 8.1. Для устранения ОС включен конденсатор C_3 . Определить коэффициент усиления на средних частотах.

Решение. Из (8.1) $K=40I_K R_3=40 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 8 \cdot 10^3=160$.

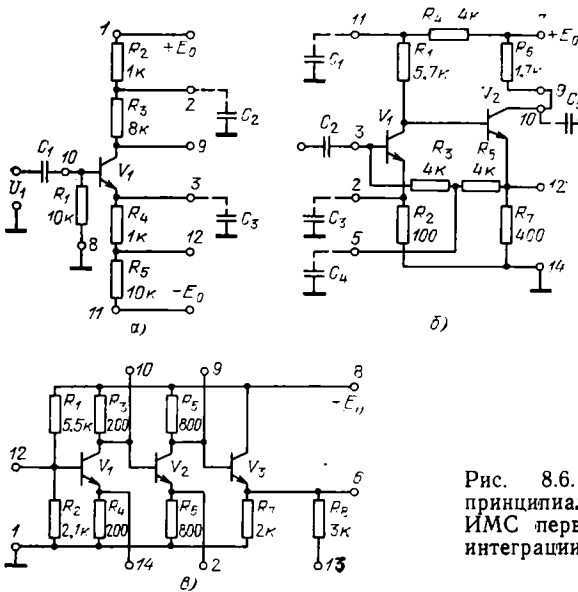


Рис. 8.6. Примеры принципиальных схем ИМС первой степени интеграции

Пример 8.3. Данные примера 8.1. Конденсатор C_3 присоединен к выводу 12. Определить коэффициент усиления.

Решение. Из (8.2) $K_F=R_3/R_4=8 \cdot 10^3/1 \cdot 10^3=8$.

Пример 8.4. Данные примера 8.1. Определить напряжение на транзисторе $U_{КЭ}$.

Решение. К ИМС приложено напряжение $2E_0=2 \cdot 6,3=12,6$ В. Через транзистор и включенные последовательно с ним резисторы протекает ток $I_K=0,5$ мА. $U_{КЭ}=2E_0-I_K(R_2+R_3+R_4+R_5)=12,6-0,5 \cdot 10^{-3}(1+8+1+10) \cdot 10^3=12,6-10=2,6$ В.

Пример 8.5. Питание ИМС типа К118УН1 (рис. 8.6,б) ведется от источника напряжения $+E_0=6,3$ В. Постоянное напряжение на выходе по справочным данным [15] $U_{\text{вых ср}}=2,4 \dots 3,8$ В. Рассчитать токи покоя транзисторов при замкнутых выводах 9–10.

Решение. Среднее значение $U_{\text{вых ср}}=\sqrt{2,4 \cdot 3,8}=3,0$ В. Это напряжение имеет место между выводами 10 и 14. Ток покоя транзистора V_2 $I_{K2}=(E_0-U_{\text{вых ср}})/R_6=(6,3-3,0)/1,7 \cdot 10^3=1,94$ мА. Ток покоя транзистора V_1 $I_{K1}=(E_0-U_{\text{БЭ2}}-I_{K2}R_6)/(R_1+R_4)=(6,3-0,7-1,94 \cdot 10^{-3} \cdot 400)/(5,7+4) \cdot 10^3=0,5$ мА.

Пример 8.6. Условие примера 8.5. На вход ИМС через раздельный конденсатор подан сигнал, выводы 11, 2 и 5 с помощью конденсаторов соединены с общим проводом. Емкости конденсаторов выбраны так, что их сопротивления на средних частотах близки к нулю. Определить коэффициент усиления ИМС на средних частотах.

Решение. Сопротивление нагрузки V_1 можно считать равным R_1 , так как входное сопротивление второго каскада с местной ОС велико. Общая ОС устранена конденсатором C_4 . Коэффициент усиления первого каскада $K_1=40I_{K1}R_1$, второго $K_{II}=R_6/R_7$. Общий коэффициент усиления $K=K_1K_{II}=40 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 5,7 \times 10^3 \cdot 1,7 \cdot 10^3/400 \approx 480$.

Пример 8.7. Питание ИМС типа К175УВ1 (рис. 8.6,в) ведется от источника напряжения $+E_0=6,3$ В. Рассчитать токи покоя всех транзисторов.

Решение. $I_{K1} \approx I_{Э1} = [E_0R_2/(R_2 + R_1) - U_{БЭ1}]/R_4 = [6,3 \cdot 2,1 \cdot 10^3/(2,1 \cdot 10^3 + 5,5 \cdot 10^3) - 0,7]/200 = 5,2$ мА; $I_{K2} = (E_0 - I_{K1}R_3 - U_{БЭ2})/R_6 = (6,3 - 5,2 \cdot 10^{-3} \cdot 200 - 0,7)/800 = 5,7$ мА; $I_{K3} = (E_0 - I_{K2}R_5 - U_{БЭ3})/R_7 = (6,3 - 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 800 - 0,7)/2 \cdot 10^3 = 2,08$ мА.

Пример 8.8. Данные примера 8.7. Определить коэффициент усиления ИМС.

Решение. Считаем, что коэффициент усиления эмиттерного повторителя $K_1 \approx 1$ и $K_{II} \approx R_3/R_4$, $K_{III} \approx R_5/R_6$. Тогда общий коэффициент усиления $K = K_1K_{II}K_{III} = 1$.

Пример 8.9. Данные примера 8.7. Выводы ИМС 13—14 замкнуты. Определить глубину образовавшейся при этом общей ОС F .

Решение. В передаче по петле ОС второй и третий каскады имеют $K_{II} = K_{III} \approx 1$. Остается определить передачу от вывода 6 до вывода 10. Входной каскад в петле ОС включен по схеме с ОБ. Его входное сопротивление (выводы 14—1) определяется параллельным включением R_4 и $h_{116} = 1/40 I_{K1} = 1/(40 \cdot 5,2 \cdot 10^{-3}) \approx 5$ Ом. Очевидно, $h_{116} \ll R_4$ и влияние R_4 можно не учитывать. Тогда передача по петле от вывода 6 до вывода 10 может быть представлена в виде $T = T_1T_2$, где $T_1 = h_{116}/(h_{116} + R_6)$, $T_2 = 40I_{K1}R_3$ — коэффициент усиления каскада с ОБ. Заменяя h_{116} на $1/40I_{K1}$, получаем $T = 40I_{K1}R_3/(1 + 40I_{K1}R_6) \approx R_3/R_6 = 800/3 \cdot 10^3 = 0,27$, откуда заключаем, что глубина ОС $F \leq 1,27$.

З а м е ч а н и е. Соединение выводов 13—14 изменит падение напряжения на R_4 и режимы всех транзисторов. Расчет новых режимов транзисторов требует итеративных приближений. Основой расчета является условие $U_{БЭ} = 0,7$ В в каждом транзисторе.

Пример 8.10. Определите коэффициент усиления напряжения неинвертирующего усилителя (рис. 8.1,б) при $R_{B1} = 1$ кОм, $R_{B2} = 33$ кОм.

Решение. $K_F = 1 + R_{B2}/R_{B1} = 1 + 33 \cdot 10^3/10^3 = 34$.

Пример 8.11. Зависимость выходного напряжения ОУ типа К284УД1 от сопротивления нагрузки приведена на рис. 8.7,а [15].

Определите максимальное неискаженное напряжение на выходе ОУ при $R_{2H}=400$ Ом.

Решение. Проводим перпендикуляр из точки $R_{2H}=400$ Ом до пересечения с кривой $u_{2m}=f(R_{2H})$ и определяем $u_{2m}=3,5$ В. После этого значения наступит ограничение сигнала. Попытка создать на выходе ОУ напряжение $u_{2m}>6$ В может привести к выходу из строя ИМС.

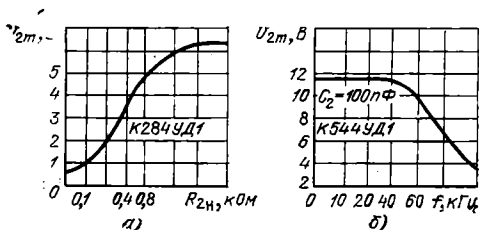


Рис. 8.7. Характеристики ОУ при большом сигнале

Пример 8.12. Данные примера 8.11. Определить входное напряжение при $R_{B1}=10$ кОм, $R_{B2}=110$ кОм.

Решение. $K_F=1+R_{B2}/R_{B1}=12$, $u_{1m}=u_{2m}/K_F=3,5/12=290$ мВ.

Пример 8.13. Данные примера 8.11. Для нормальной работы ИМС требуется выполнить условие $R_{B2} \geq 10R_{2H}$. Определить сопротивление резистора R_{B1} , если необходимо получить $K_F=21$.

Решение. Выбираем $R_{B2}=10R_{2H}=10 \cdot 400=4$ кОм. Из (8.3) получаем $R_{B1} = R_{B2}/(K_F-1) = 4 \cdot 10^3/(21-1) = 200$ Ом.

Пример 8.14. Определить коэффициент усиления напряжения инвертирующего усилителя (рис. 8.1,в) при $R_{B1}=10$ кОм, $R_{B2}=82$ кОм.

Решение. Из (8.4) $K_F=82 \cdot 10^3/10 \cdot 10^3=8,2$.

Пример 8.15. Данные примера 8.14. Сопротивление нагрузки ОУ $R_{2H}=2$ кОм. Определить минимальное входное сопротивление в схеме при $K_F=100$.

Решение. Исходя из R_{2H} выбираем $R_{B2}=10R_{2H}=20$ кОм. $R_{вх F}=R_{B1} = R_{B2}/K_F = 20 \cdot 10^3/100 = 200$ Ом.

Пример 8.16. Данные примера 8.14. Определить коэффициент усиления K_F при условии, что $R_{2H}=5$ кОм, а $R_{вх F \min}=10$ кОм.

Решение. Находим $R_{B2}=10R_{2H}=10 \cdot 5=50$ кОм, $K_F=R_{B2}/R_{B1}=R_{B2}/R_{вх F \min} = 50 \cdot 10^3/10 \cdot 10^3=5$.

Пример 8.17. Данные примера 8.16. В схеме используется ОУ типа К140УД5Б с $K_D=1000$. Определить глубину ОС F .

Решение. $F=1+K_D R_{B1}/(R_{B1}+R_{B2})=1+10^3 \cdot 10 \cdot 10^3/(10+50) \cdot 10^3=1+10^3/6 \approx 168$.

Пример 8.18. Данные примера 8.16. Определить глубину ОС, если использовать ОУ типа К140УД12 с $K_D=50 \cdot 10^3$.

Решение. $F=1+50 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3/(10+50) \cdot 10^3=5 \cdot 10^4/6=8334$.

Пример 8.19. Определить погрешность расчетов по формулам (8.3) — (8.7).

Решение. Полное выражение коэффициента усиления схемы с ОУ

$$K_F = K_1 K_D / (1 + K_D B) = \frac{K_1}{B} \frac{K_D}{1/B + K_D} = \frac{K_1}{B} \frac{1}{1 + 1/K_D B}$$

сравним с видом (8.3) — (8.7).

Точность выражений определяется коэффициентом передачи в петле ОС $K_D B$.

Пример 8.20. Определить точность расчетов в примерах 8.17 и 8.18.

Решение. В примерах 8.17 и 8.18 $K_D B = 167$ и 8333 соответственно. Это дает точность $(1 + 1/167)^{-1} = (1 + 0,0059)^{-1}$ в одном случае и $(1 + 1/8333)^{-1} = (1 + 0,00012)^{-1}$ в другом, что составляет 0,59 и 0,012%.

Пример 8.21. Схема операционного повторителя получается при $R_{B1} = \infty$ и $R_{B2} = 0$ в схеме рис. 8.1,б. Определить коэффициент передачи такой схемы на ОУ типа К140УД11 с $K_D = 25 \cdot 10^3$.

Решение. Для этого случая $K_F = K_D / (1 + K_D) = 1 / (1 + 1/K_D) = (1 + 0,0004)^{-1} = 0,99996$. $K_F = 1$ с точностью 0,004%.

Пример 8.22. Операционный повторитель построен на ОУ типа К544УД2А с $K_D = 20 \cdot 10^3$ и $R_{\text{вых}D} = 200$ Ом. Определить выходное сопротивление повторителя.

Решение. На основании (2.3), определив $R_0 = R_{\text{вых}D}$, $F_k = 1$, $F_x = 1 + K_D$, получаем $R_{\text{вых}F} = R_{\text{вых}D} / (1 + K_D) \approx (R_{\text{вых}D} / K_D) / (1 + 1/K_D) = (200 / 20 \cdot 10^3) / (1 + 1/20 \cdot 10^3) = 0,01$ Ом с точностью 0,005%.

Пример 8.23. В каких пределах будет изменяться коэффициент усиления напряжения в усилителе, выполненном по схеме рис. 8.2,а, если R''_{B2} меняется от 0 до 10 кОм?

Решение. Используя (8.5), находим при $R''_{B2} = 0$ $K_{F1} \approx R'_{B2} / R_{B1} = 1$, при $R''_{B2} = 10$ кОм. $K_{F2} = 1 + 10^4 / 10^2 = 101$.

Пример 8.24. Преобразователь ток — напряжение по рис. 8.10. Считая ток сигнала $I_1 = 0,2$ мкА и $R_{B2} = 1$ МОм, определить выходное напряжение.

Решение. Выходное напряжение по (8.7) $U_2 = R_{B2} I_1 = 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-7} = 0,2$ В.

Пример 8.25. Усилитель выполнен по схеме рис. 8.1,з. Сигнал от источника тока подается на инвертирующий вход ($R_{B1} = 0$), неинвертирующий вход соединен с общим проводом. Определить коэффициент усиления тока при $R_{B2} = 10$ кОм, $R_{B3} = 100$ Ом, $R_n = 2$ кОм.

Решение. Используя (8.8), находим $K_{IF} = (1 + R_{B2} / R_{B3}) = (1 + 10^4 / 100) = 101$.

Пример 8.26. В сумматоре рис. 8.2,б $R'_{B1}=R''_{B1}=R'''_{B1}=10$ кОм, $R_{B2}=30$ кОм. Определить значение и полярность выходного напряжения, если $u'_1=0,2$ В, $u''_1=-0,15$ В, $u'''_1=-0,35$ В.

Решение. Из (8.6) находим $u_2=-(30/10) \cdot (0,2-0,15-0,35)=-3(-0,3)$ В = $+0,9$ В.

Пример 8.27. На входы сумматора (рис. 8.2,б) поступают напряжения $u'_1=0,1$ В, $u''_1=0,2$ В, $u'''_1=0,3$ В. Рассчитать сопротивление $R^{(i)}_{B1}$ так, чтобы получить выходное напряжение, равное среднему значению входных напряжений, при $R_{B2}=100$ кОм.

Решение. Выходное напряжение должно быть равно $(u'_1+u''_1+u'''_1)/3$. Из (8.6) требуется $R_{B2}/R_{B1}=1/3$. Удобно сопротивления всех резисторов $R^{(i)}_{B1}$ сделать одинаковыми. Тогда $R'_{B1}=R''_{B1}=R'''_{B1}=R^{(i)}_{B1}=3R_{B2}=3 \cdot 100 \cdot 10^3=300$ кОм.

Пример 8.28. На входы сумматора (рис. 8.2,б) поданы напряжения $U'_1=1$ В, $U''_1=0,5$ В, $U'''_1=0,2$ В; $R_{B2}=100$ кОм. Рассчитать сопротивления резисторов $R^{(i)}_{B1}$ так, чтобы в выходном напряжении сигналы от каждого входа были одинаковыми, т. е. их отношение равнялось бы 1:1:1.

Решение. Без дополнительных ограничений задача имеет не единственное решение. Один из вариантов может быть следующим: $K_{1F}=U'_2/U'_1=1$, тогда $R'_{B1}=R_{B2}=100$ кОм, $R''_{B1}=R_{B2}U''_1/U'_2=100 \cdot 10^3 \cdot 0,5/1=50$ кОм, $R'''_{B1}=R_{B2}U'''_1/U'_2=100 \cdot 10^3 \cdot 0,2/1=20$ кОм.

Пример 8.29. Дифференциальный усилитель выполнен по схеме рис. 8.3,а. Считая ОУ идеальным ($k_{\text{ОСС}}=\infty$), определить условие полного подавления синфазного сигнала.

Решение. Из (8.10) находим, что $k_{\Pi}=\infty$ при $R_1R_4-R_2R_3=0$. Отсюда условием полного подавления синфазного сигнала является равенство $R_1R_4=R_2R_3$.

Пример 8.30. Дифференциальный усилитель (рис. 8.3,а) выполнен на ОУ типа К140УД9 с $k_{\text{ОСС}}=80$ дБ. Определить $K_{\text{ОСС}}$, если пассивная цепь характеризуется коэффициентом симметрии $k_{\Pi}=40$ дБ.

Решение. Используя (8.9), записываем $K_{\text{ОСС}}=10^4 \cdot 10^2/(10^4+10^2) \approx 99$ или $K_{\text{ОСС}}=39,9$ дБ.

Пример 8.31. Определить $K_{\text{ОСС}}$ дифференциального усилителя (рис. 8.3,а), выполненного на ОУ К140УД12 с $k_{\text{ОСС}}=70$ дБ, при условии, что сопротивление резистора R_1 на 5% превышает значения сопротивлений других резисторов.

Решение. Из (8.10) находим $k_{\Pi}=[R(1,05R+R)+R(R+R)]/2(1,05RR-RR)=(1,05+1+2)/2(1,05-1)=40,5$, что соответствует 32 дБ. Из (8.9) $K_{\text{ОСС}}=3162 \cdot 40,5/(3162+40,5)=39,99$ или $K_{\text{ОСС}} \approx 32$ дБ.

Пример 8.32. Определить синфазное напряжение на выходе дифференциального усилителя (рис. 8.3,а) при $R_1=R_2=R_3=R_4$ и $K_{\text{ОСС}}=60$ дБ, если известно, что на входе действует синфазная помеха с напряжением $U_{1c}=8$ В.

Решение. Коэффициент усиления дифференциального сигнала составляет $R_2/R_1=1$, так как сопротивления всех резисторов равны. Коэффициент усиления синфазного сигнала $K_C=K_D/K_{\text{осс}}=1/1000$. В результате составляющая синфазного напряжения на выходе $U_{2c}=U_{1c}K_C=8/1000=8$ мВ.

Пример 8.33. Усилитель выполнен по схеме рис. 8.1, б на ОУ типа К544УД2 с $f_1=15$ МГц. Сопротивление резисторов $R_{B1}=27$ кОм, $R_{B2}=820$ кОм. Определить верхнюю граничную частоту f_{pF} усилителя при условии, что в схеме выполнена внутренняя частотная коррекция (рис. 8.4, а).

Решение. Из (8.11) $f_{pF}=f_1F/K_D=f_1(1+K_DB)/K_D \approx f_1B=f_1R_{B1}/(R_{B1}+R_{B2})=15 \cdot 10^6 \cdot 27 \cdot 10^3/(820+27) \cdot 10^3=478$ кГц.

Пример 8.34. Усилитель выполнен по схеме рис. 8.1, б на ОУ типа К140УД9 с $f_1=1$ МГц и $K_D=25 \cdot 10^3$, ОУ имеет двухполосную АЧХ (рис. 8.4, б). Частоты в справочных данных не приводятся, их ориентировочные значения [1] $f_{p1}=f_1/K_D^{0,8}$, $f_{p2}=f_1^2/K_D f_{p1}$. Определить глубину ОС, при которой получится максимально плоская АЧХ.

Решение. Из (8.12) $F=Q^2(2+f_{p1}/f_{p2}+f_{p2}/f_{p1})$. Для максимально плоской АЧХ $Q=1/\sqrt{2}$. Остается определить f_{p1} и f_{p2} . В данном случае $f_{p1}=10^6/(25 \cdot 10^3)^{0,8}=300$ Гц, $f_{p2}=(10^6)^2/25 \cdot 10^3 \cdot 300=133$ кГц. В результате $F=(1/\sqrt{2})^2(2+300/133 \cdot 10^3+133 \cdot 10^3/300)=222$.

Пример 8.35. Данные примера 8.34. Определить глубину ОС при $Q=1$ и частоту f_m , на которой будет максимальный коэффициент усиления.

Решение. $F=444$, $f_m=f_{D0} \sqrt{1-1/2Q^2}=\sqrt{Ff_{p1}f_{p2}(1-1/2Q)}=\sqrt{444 \cdot 300 \times 133 \cdot 10^3(1-1/2)}=94$ кГц.

Пример 8.36. Данные примера 8.35. Определить относительный подъем АЧХ на частоте f_m .

Решение. Из (8.14) $K_{F \text{ макс}}/K_F=Q/\sqrt{1-1/4Q^2}=1/\sqrt{1-1/4}=1,15$, $G=1,2$ дБ.

Пример 8.37. Данные примера 8.35. Определить граничную частоту $f_{B1\sqrt{2}F}$.

Решение. Из (8.13) для $G_F=-10 \lg[1-2(1-Q^2)x^2+x^4]=-3$ дБ $x^4-2x^2(1-Q^2)+1=2$. Подставляя $Q=1$, получаем $x^4=1$, $x=1$. В результате $f_{B1\sqrt{2}F}=x f_{D0}=f_{D0}=\sqrt{Ff_{p1}f_{p2}}=\sqrt{444 \cdot 300 \cdot 133 \cdot 10^3}=133$ кГц.

Пример 8.38. Скорость нарастания выходного напряжения ОУ К140УД8А $V_U=2$ В/мкс. Определить частоту, на которой можно получить неискаженное выходное напряжение с амплитудой 12 В.

Решение. Из (8.15) $f_U=V_U/2\pi U_{2m}=2/2\pi \cdot 12 \cdot 10^{-6}=26,5$ кГц.

Пример 8.39. Усилитель на ИМС К553УД1 с $V_U=0,2$ В/мкс должен усиливать сигнал в полосе 100 Гц ... 100 кГц. Определить максимальное неискаженное выходное напряжение.

Решение. Из (8.15) $U_{2m}=V_U/2\pi f_a=0,2/10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 10^5=0,318$ В.

Пример 8.40. На рис. 8.7, б приведена зависимость максимальных выходных напряжений ОУ К544УД1 от частоты входных сигналов [15]. Определить максимальное неискаженное напряжение на выходе усилителя на частоте 60 кГц.

Решение. На частоте 60 кГц восстанавливаем перпендикуляр к оси абсцисс и по пересечению с характеристикой находим, что $U_{2m \max} = 10$ В.

Пример 8.41. Усилитель (рис. 8.1, в) выполнен на ОУ К140УД9, у которого паспортное значение $I_{1 \text{ см}} = 350$ нА. Предсказать значение выходного напряжения, вызванного входным током, если сопротивление резисторов $R_{B1} = 56$ кОм, $R_{B2} = 330$ кОм.

Решение. Из (8.17) $U_{2 \text{ см}} = I_{1 \text{ см}} R_{B2} = 350 \cdot 10^{-9} \cdot 330 \cdot 10^3 = 115$ мВ.

Пример 8.42. Условия примера 8.41. Рассчитать сопротивление постоянному току $R_{\text{бал}}$, которое должно быть включено между неинвертирующим входом и общим проводом для компенсации влияния $I_{1 \text{ см}}$.

Решение. Из (8.18) при $R_{1r} = 0$ $R_{\text{бал}} = R_{B1} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = 50 \cdot 330 / (50 + 330) = 47,8$ кОм; номинальное значение 47 кОм.

Пример 8.43. Условия примера 8.42. Определить выходное напряжение $U_{2 \text{ см}}$, создаваемое разностью входных токов, если известно, что в ОУ К140УД9 $\Delta I_{\text{см}} = 100$ нА.

Решение. Из (8.17) $U_{2 \text{ см}} = \Delta I_{\text{см}} R_{B2} = 100 \cdot 10^{-9} \cdot 330 \cdot 10^3 = 33$ мВ.

Пример 8.44. Условие примера 8.43. Чему равно выходное напряжение, определяемое входным напряжением смещения, если известно, что в ОУ К140УД9 $U_{1 \text{ см}} = 5$ мВ.

Решение. Из (8.16) $U_{2 \text{ см}} = U_{1 \text{ см}} (1 + R_{B2} / R_{B1}) = 5 \cdot 10^{-3} (1 + 330 \cdot 10^3 / 56 \cdot 10^3) \approx \approx 35$ мВ.

Пример 8.45. Усилитель (см. рис. 8.1, б) выполнен на ОУ К140УД7 с $K_{\text{вл.н.п}} = 150$ мкВ/В. Определить напряжение помехи на выходе усилителя, если известно, что фон переменного тока составляет 3,5 мВ, $R_{B1} = 10$ кОм, $R_{B2} = 120$ кОм.

Решение. Напряжение помехи на входе, обусловленное источником питания из (8.19), $U_{1 \text{ п}} = \Delta U_{\text{п}} K_{\text{вл.н.п}} = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 0,525$ мкВ. На выходе $U_{2 \text{ п}} = U_{1 \text{ п}} (1 + R_{B2} / R_{B1}) = 0,525 \cdot 10^{-6} (1 + 120/10) = 6,8$ мкВ.

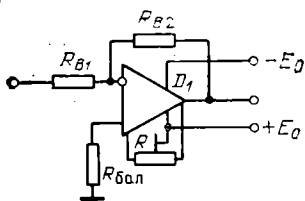


Рис. 8.8. Схема ОУ с элементами, снижающими смещение нуля

Пример 8.46. В усилителе (рис. 8.8), выполненном на ОУ К544УД1А, $R_{B1} = 10$ кОм, $R_{B2} = 1$ МОм, $R_{\text{бал}} = 10$ кОм, ОУ имеет следующие параметры, характеризующие дрейф: напряжение смещения изменяется со скоростью $\Delta U_{\text{см}} = 30$ мкВ/°С, разность входных токов $-\Delta \Delta I_{1 \text{ см}} = 50$ пА/°С, разность входных токов при 20°С $\Delta I_{1 \text{ см}} = 0,15$ нА, выходное напряжение настроено на нуль при 20°С.

Определить максимальную ошибку, вносимую в выходное напряжение дрейфом, при изменении окружающей температуры до $+65^\circ\text{C}$.

Решение. Напряжение $U_{1\text{см}}$ изменится на $(30 \text{ мкВ}/1^\circ\text{C})(65-20)^\circ\text{C}=1,35 \text{ мВ}$. На выходе $U_{2\text{см}}=U_{1\text{см}}(1+R_{B2}/R_{B1})=1,35\cdot 10^{-3}(1+10^6/10^4)=136 \text{ мВ}$. Запись K_F определяется схемой включения ОУ. В данном случае источник сигнала включен и $U_{1\text{см}}$ действует на неинвертирующий вход. $\Delta I_{1\text{см}t}=\Delta I_{1\text{см}}(65-20)^\circ\text{C}=\approx 50 \text{ пА} (65-20)^\circ\text{C}/1^\circ\text{C}=2,25 \text{ нА}$. Эта величина $\Delta I_{1\text{см}t}$ вызовет смещение на выходе $U_{2\text{см}}=\Delta I_{1\text{см}t}R_{B2}=2,25\cdot 10^{-9}\cdot 10^6=2,25 \text{ мВ}$. Изменения $U_{2\text{см}}$, вызванные $U_{1\text{см}}$ и $I_{1\text{см}}$, могут либо складываться друг с другом, либо вычитаться. Поэтому в наихудшем случае изменение $U_{2\text{см}}$ составит $\pm 138,2 \text{ мВ}$ относительно нулевого значения при 20°C .

8.3. ЗАДАЧИ

Задача 8.1. Питание ИМС типа К119УН1 (см. рис. 8,6,а) ведется от биполярного источника напряжения $\pm E_0=6,3 \text{ В}$. Определить ток покоя транзистора, если выходы микросхемы 3 и 12 замкнуты, $h_{21э}=100$.

Ответ. $I_K \approx 0,55 \text{ мА}$.

Задача 8.2. Условие задачи 8.1. Определить постоянное напряжение на транзисторе.

Ответ. $U_{КЭ}=2,15 \text{ В}$.

Задача 8.3. Питание ИМС типа К119УН1 (см. рис. 8,6,а) ведется от биполярного источника напряжения $\pm E_0=4 \text{ В}$. Определить ток покоя транзистора, считая $h_{21э}=100$.

Ответ. $I_K \approx 0,3 \text{ мА}$.

Задача 8.4. Условие задачи 8.3. Определить постоянное напряжение на транзисторе.

Ответ. $U_{КЭ}=2 \text{ В}$.

Задача 8.5. Питание ИМС типа К119УН1 (см. рис. 8,6,а) ведется от биполярного источника напряжения $\pm E_0=6,3 \text{ В}$. Конденсатор C_2 отсутствует, конденсатор C_3 включен между выводом 12 и общим проводом. Определить переменное напряжение на коллекторе транзистора (вывод 9) при подаче на вход (вывод 10) $U_1=100 \text{ мВ}$.

Ответ. $U_2=0,9 \text{ В}$.

Задача 8.6. Питание ИМС типа К119УН1 (см. рис. 8,6,а) ведется от биполярного источника напряжения $\pm E_0=6,3 \text{ В}$. Конденсатор C_2 отсутствует. Переменное напряжение между выводом 2 и общим проводом $U_{2-0}=0,1 \text{ В}$. Определить переменное напряжение на входе ИМС.

Ответ. $U_{10-0}=5 \text{ мВ}$.

Задача 8.7. Питание ИМС типа К118УН1 ведется от источника напряжения $+E_0=6,3 \text{ В}$. Постоянное напряжение на выходе $U_{0\text{вых}}=3,0 \text{ В}$. Рассчитать напряжение между коллектором и эмиттером второго транзистора.

Ответ. $U_{КЭ2}=2,2 \text{ В}$.

Задача 8.8. Условия задачи 8.7. Рассчитать напряжение между коллектором и эмиттером первого транзистора.

Ответ. $U_{КЭ1}=1,4$ В.

Задача 8.9. Режимы питания ИМС типа К118УН1 (см. рис. 8.6, б) соответствуют данным задачи 8.8. Конденсатор C_3 в схеме отсутствует. Определить коэффициент усиления микросхемы на средних частотах в предположении, что у второго транзистора $h_{21э}=100$.

Ответ. $K=210$.

Задача 8.10. Режим питания ИМС типа К118УН1 (см. рис. 8.6, б) соответствует данным задачи 8.8. Конденсатор C_3 включен между выводами 5—14. Определить коэффициент усиления микросхемы на средних частотах, предполагая, что у второго транзистора $h_{21э}=100$.

Ответ. $K=1380$.

Задача 8.11. Напряжение питания ИМС типа К175УВ1 (см. рис. 8.6, в) $+E_0=6,3$ В. Определить напряжение коллектор—эмиттер каждого транзистора.

Ответ. $U_{КЭ1}=1,1$ В, $U_{КЭ2}=3,42$ В, $U_{КЭ3}=2,1$ В.

Задача 8.12. Условия задачи 8.11. Определить коэффициент усиления микросхемы.

Ответ. $K=4$.

Задача 8.13. Данные задачи 8.11. Определить токи покоя и напряжения на транзисторах при замкнутых выводах 13—14. (Указания: см. замечание к примеру 8.9).

Ответ. $I_{К1}=4,38$ мА, $I_{К2}=2,62$ мА, $I_{К3}=2,57$ мА, $U_{КЭ1}=1,92$ В, $U_{КЭ2}=2,1$ В, $U_{КЭ3}=2,8$ В.

Задача 8.14. Усилитель выполнен по схеме рис. 8.1, в. Коэффициент усиления напряжения $K_F=20$, входное сопротивление $R_{вх F}=10$ кОм. Определить номинальное значение сопротивлений резисторов R_{B1} и R_{B2} .

Ответ. $R_{B1}=10$ кОм, $R_{B2}=200$ кОм.

Задача 8.15. Усилитель выполнен по схеме рис. 8.1, в. Сопротивление резисторов $R_{B1}=51$ кОм, $R_{B2}=180$ кОм. Определить входное сопротивление усилителя.

Ответ. $R_{вх F}=51$ кОм.

Задача 8.16. Условия задачи 8.15. Определить коэффициент усиления напряжения.

Ответ. $K_F=3,53$.

Задача 8.17. Усилитель (см. рис. 8.1, в) выполнен на ИМС К140УД8А с $K_D=50 \cdot 10^3$. Определить глубину ОС, если $R_{B1}=9,1$ кОм, $R_{B2}=910$ кОм.

Ответ. $F=496$.

Задача 8.18. Условия задачи 8.17. Определить погрешность расчетов при пользовании формулами (8.3)—(8.8).

Ответ. 0,2%.

Задача 8.19. Условия задачи 8.17. Определить выходное сопротивление усилителя, если известно, что выходное сопротивление ОУ $R_{вых D}=200$ Ом.

Ответ. $R_{\text{вых } F} = 0,4 \text{ Ом}$.

Задача 8.20. В схеме рис. 8.1, *в* используется ОУ типа К284УД1. Определить минимальное сопротивление нагрузки, при котором можно получить выходное напряжение $U_{2m} = 5 \text{ В}$.

Ответ. $R_{2н} = 800 \text{ Ом}$.

Задача 8.21. Усилитель выполнен по схеме рис. 8.1, *б*. Сопротивление резисторов $R_{B1} = 8,2 \text{ кОм}$, $R_{B2} = 75 \text{ кОм}$. Определить коэффициент усиления напряжения усилителя.

Ответ. $K_F = 10,15$.

Задача 8.22. Условия задачи 8.21. Определить сопротивление резистора $R_{\text{бал}}$ для уменьшения постоянного напряжения смещения нуля на выходе ОУ.

Ответ. $R_{\text{бал}} = 7,39 \text{ кОм}$, номинальное значение $7,5 \text{ кОм}$.

Задача 8.23. Усилитель выполнен по схеме рис. 8.1, *б*. Сопротивление резисторов $R_{B1} = 15 \text{ кОм}$, $R_{B2} = 270 \text{ кОм}$, $R_{\text{бал}} = 14,2 \text{ кОм}$. Определить входное сопротивление усилителя.

Ответ. $R_{\text{вх } F} = 14,2 \text{ кОм}$.

Задача 8.24. Условия задачи 8.23. Определить глубину ОС в усилителе, если коэффициент усиления ОУ $K_D = 30 \cdot 10^3$.

Ответ. $F = 1580$.

Задача 8.25. Условия задачи 8.24. Определить выходное сопротивление усилителя, если выходное сопротивление ОУ $R_{\text{вых } D} = 400 \text{ Ом}$.

Ответ. $R_{\text{вых } F} = 0,25 \text{ Ом}$.

Задача 8.26. Условия задачи 8.24. Оценить погрешность расчетов по приближенным формулам, например (8.3).

Ответ. $0,06\%$.

Задача 8.27. В схеме рис. 8.1, *б* $R_{B1} = \infty$; $R_{B2} = 0$, коэффициент усиления ОУ $K_D = 20 \cdot 10^3$. Определить коэффициент усиления построенного таким образом операционного повторителя.

Ответ. $K_F = 0,99995$.

Задача 8.28. На ИМС К140УД9 с коэффициентом усиления $K_D = 35 \cdot 10^3$ построен операционный повторитель. Оценить неточность повторения входного напряжения.

Ответ. $0,0028\%$.

Задача 8.29. Условия задачи 8.28. Определить выходное сопротивление повторителя, если выходное сопротивление ОУ $R_{\text{вых } D} = 500 \text{ Ом}$.

Ответ. $R_{\text{вых } F} = 0,014 \text{ Ом}$.

Задача 8.30. В усилителе, выполненном по схеме рис. 8.1, *б*, $R_{B1} = 20 \text{ кОм}$. Сопротивление резистора R_{B2} можно изменять от 100 кОм до 1 МОм . В каких пределах изменяется коэффициент усиления усилителя?

Ответ. $K_F = 6 \dots 51$.

Задача 8.31. В схеме рис. 8.2, *а* применен ОУ с коэффициентом усиления $K_D = 10^5$. Определить входное сопротивление усилителя.

Ответ. $R_{\text{вх } F} = 1 \text{ МОм}$.

Задача 8.32. Определить входное сопротивление усилителя, выполненного по схеме рис.8.2, а, если коэффициент усиления ОУ $K_D = 10^3$.

Ответ. $R_{вх F} = 1,5 \text{ МОм}$.

Задача 8.33. Условия задачи 8.31. Каким будет коэффициент усиления усилителя, если резисторы R''_{B2} и R'''_{B2} поменять местами?

Ответ. $K_F \approx 1$.

Задача 8.34. Условия задачи 8.31. Определить глубину ОС, если известно, что коэффициент усиления ОУ $K_D = 10^4$.

Ответ. $F \approx 6$.

Задача 8.35. Условия задачи 8.34. Определить выходное сопротивление усилителя, если выходное сопротивление ОУ $R_{вых D} = 50 \text{ Ом}$.

Ответ. $R_{вых F} = 8,33 \text{ Ом}$.

Задача 8.36. Условия задачи 8.31. Определить сопротивление $R_{бал}$, необходимое для снижения смещения нуля на выходе от воздействия входных токов.

Ответ. $R_{бал} = 500 \text{ кОм}$.

Задача 8.37. Сумматор (см. рис. 8.2, б) имеет четыре входа, $R^{(i)}_{B1} = 330 \text{ кОм}$, $R_{B2} = 910 \text{ кОм}$. Определить сопротивление $R_{бал}$.

Ответ. $R_{бал} = 75,6 \text{ кОм}$, номинальное значение 75 кОм .

Задача 8.38. Сумматор (рис. 8.2, б) имеет три входа, $R'_{B1} = R''_{B1} = 18 \text{ кОм}$, $R'''_{B1} = 10 \text{ кОм}$, $R_{B2} = 360 \text{ кОм}$. На входы поданы напряжения $u'_1 = -0,1 \text{ В}$, $u''_1 = -0,2 \text{ В}$, $u'''_1 = +0,3 \text{ В}$. Определить значение выходного напряжения.

Ответ. $u_2 = +4,8 \text{ В}$.

Задача 8.39. Сумматор (см. рис. 8.2, б) имеет два входа. На входы поданы напряжения $U'_1 = 172,5 \text{ мВ}$ и $U''_1 = 430 \text{ мВ}$, $R_{B2} = 510 \text{ кОм}$. Требуется получить на выходе напряжение $U_2 = 2,4 \text{ В}$ с соотношением $U'_2 : U''_2 = 1 : 5$. Определить R'_{B1} и R''_{B1} .

Ответ. $R'_{B1} = 220 \text{ кОм}$, $R''_{B1} = 110 \text{ кОм}$.

Задача 8.40. Сумматор (см. рис. 8.2, б) имеет пять входов, $R_{B2} = 20 \text{ кОм}$. Определить сопротивления входных резисторов, необходимые для получения на выходе среднего значения входных сигналов.

Ответ. $R_{B1}^{(i)} = 100 \text{ кОм}$.

Задача 8.41. Сумматор (см. рис. 8.2, б) имеет три входа, $R'_{B1} = 68 \text{ кОм}$. Определить сопротивления остальных резисторов при условии, что выходное напряжение должно равняться сумме входных напряжений.

Ответ. $R'_{B1} = R''_{B1} = R'''_{B1} = 68 \text{ кОм}$.

Задача 8.42. На схеме рис. 8.9, а показан неинвертирующий сумматор, $R_{B1} = 10 \text{ кОм}$, $R_{B2} = 130 \text{ кОм}$. На три входа сумматора поданы напряжения $U'_1 = 20 \text{ мВ}$, $U''_1 = 30 \text{ мВ}$, $U'''_1 = 40 \text{ мВ}$. Определить выходное напряжение.

Указание. Цепь на неинвертирующем входе следует заменить эквивалентной с источником напряжения $U_1 = (U'_1 + \dots$

... + $U_1^{(n)}/n$) и сопротивлением, равным параллельному соединению всех R_1 .

Ответ. $U_2=420$ мВ.

Задача 8.43. Сумматор (см. рис. 8.9,а) имеет три входа, $R'_1 = R''_1 = R'''_1 = 100$ кОм. Рассчитать сопротивления резисторов R_{B1} и R_{B2} так, чтобы выходное напряжение равнялось сумме входных напряжений.

Ответ. $R_{B1}=50$ кОм, $R_{B2}=100$ кОм.

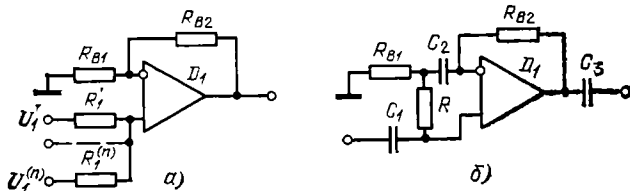


Рис. 8.9. Схемы неинвертирующего сумматора (а) и усилителя переменного тока (б)

Задача имеет не единственное решение. Здесь учитывалась возможность снизить смещение нуля на выходе.

Задача 8.44. Усилитель переменного тока (см. рис. 8.9,б) имеет сопротивления резисторов $R_{B1}=2,0$ кОм, $R_{B2}=20$ кОм, $R=18$ кОм. Определить входное сопротивление схемы на средних частотах, если коэффициент усиления ОУ $K_D=20 \cdot 10^3$ и $R_{вх D}=\infty$.

Указание. $F_x=1$, так как передачи по петле ОС на оба входа равны.

Ответ. $R_{вх F}=40$ МОм.

Задача 8.45. Дифференциальный усилитель (см. рис. 8.3,а) выполнен на ОУ типа К284УД2 с $K_{ОСС}=40$ дБ. Определить $K_{ОСС}$ усилителя, если пассивная цепь характеризуется коэффициентом симметрии $k_{\Pi}=40$ дБ.

Ответ. $K_{ОСС} \approx 34$ дБ.

Задача 8.46. Условия задачи 8.45, $R_1=R_3=10$ кОм, $R_2=R_4=120$ кОм. На усилитель с $K_{ОСС}=80$ дБ действует синфазная помеха напряжением $U_{1C}=10$ В. Определить синфазное напряжение на выходе.

Ответ. $U_{2C}=12$ мВ.

Задача 8.47. Условия задачи 8.46. На входах дифференциального усилителя напряжение $U_{1A}=10,1$ В, $U_{1B}=9,9$ В. Определить отношение сигнал-помеха на выходе усилителя.

Ответ. $C/\Pi=200$ (46 дБ).

Задача 8.48. На входе измерительного усилителя (см. рис. 8.3,б) применены ОУ с коэффициентами усиления $K_{D1}=20 \cdot 10^3$ и $K_{D2}=30 \cdot 10^3$. Определить коэффициент симметрии операционных повторителей k_C .

Ответ. $k_C=60238$ (96 дБ).

Большие отклонения в коэффициентах усиления ОУ незначительно снижают K_{OCC} . Он будет определяться в первую очередь точностью сопротивлений резисторов.

Задача 8.49. Усилитель (см. рис. 8.1,а) выполнен на ИМС типа К544УД2 с $f_1=15$ МГц. Рассчитать элементы схемы так, чтобы усилитель имел входное сопротивление $R_{вх F}=100$ кОм и верхнюю граничную частоту 150 кГц.

Ответ. $R_{B1}=100$ кОм, $R_{B2}=10$ МОм.

Задача 8.50. В усилителе (см. рис. 8.1,б) на ИМС типа К140УД8 с внутренней коррекцией $f_1=1$ МГц и $K_D=20 \cdot 10^3$, коэффициент усиления $K_F=20$ дБ. Определить верхнюю граничную частоту усилителя.

Ответ. $f_{в \sqrt{2}F} = f_{pF} = 10^5$ Гц.

Задача 8.51. Оценить ориентировочные значения полюсов АЧХ ОУ типа К544УД2Б с $f_1=15$ МГц и $K_D=10 \cdot 10^3$. Указание. См. пример 8.34.

Ответ. $f_{p1} \approx 9,5$ кГц, $f_{p2} = 2,3$ МГц.

Задача 8.52. Условия задачи 8.51. Определить глубину ОС, при которой будет максимально плоская АЧХ в усилителе по схеме рис. 8.1,б.

Ответ. $F=122$.

Задача 8.53. Условия задачи 8.51. Определить добротность системы Q при глубине ОС $F=300$.

Ответ. $Q=1,1$.

Задача 8.54. Условия задачи 8.51. Определить частоту f_m , на которой будет максимальный коэффициент усиления при $F=300$.

Ответ. $f_m=1,96$ МГц.

Задача 8.55. По данным задач 8.53 и 8.54 определить относительный подъем АЧХ G_F на частоте f_m .

Ответ. $G_F=1,8$ дБ.

Задача 8.56. Скорость нарастания выходного напряжения ОУ типа К140УД8А при питании от биполярного источника $\pm E_0 = 15$ В $V_U=2$ В/мкс. Определить частоты, на которых можно получить неискаженный сигнал на выходе с амплитудой 10 В.

Ответ. $f \leq f_U = 31,8$ кГц.

Задача 8.57. Определить максимальное неискаженное выходное напряжение на частоте сигнала $f=50$ кГц в усилителе на ИМС К553УД1, обладающем $V_U=0,2$ В/мкс.

Ответ. $U_{2m}=0,636$ В.

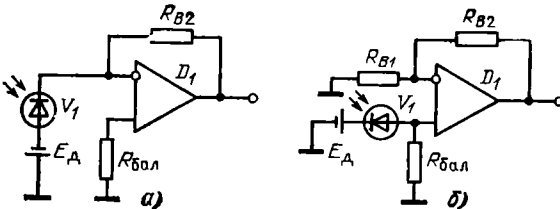


Рис. 8.10. Варианты схемы ОУ с фотодиодами

Задача 8.58. Определить скорость нарастания выходного напряжения ОУ К544УД1, используя рис. 8.7,б.

Ответ. $V_U \approx 3,8$ В/мкс.

Задача 8.59. Преобразователь ток — напряжение (рис. 8.10,а) работает от фотодиода, на который подано напряжение смещения E_D для вывода точки покоя в линейную часть вольт-амперной характеристики, $R_{B2} = 1$ МОм, ток фотодиода при поступлении сигнала достигает 250 нА. Определить выходное напряжение в схеме.

Ответ. $U_2 = 0,25$ В.

Задача 8.60. Усилитель выполнен по схеме рис. 8.10,б, $R_{B1} = 100$ кОм, $R_{B2} = 1$ МОм, $R_{б.а.л} = 91$ кОм. Определить напряжение на выходе усилителя при световом токе фотодиода 300 нА.

Ответ. $U_2 \approx 300$ мВ.

Задача 8.61. Условия задачи 8.59. Коэффициент усиления ОУ $K_D = 10 \cdot 10^3$. Рассчитать частоту полюса, определяемую емкостью фотодиода $C_{ФД} = 20$ пФ.

Ответ. $f_{рФД} = 80$ МГц.

З а м е ч а н и е. Создается ложное впечатление, что фотодиод не оказывает влияния на АЧХ преобразователя, так как $f_{рФД} \gg \gg f_1$. В действительности из-за низкочастотного полюса ОУ (см. рис. 8.4,а) АЧХ устройства (см. рис. 8.10,а) будет определяться выражением (8.13) с $f_{D0} = \sqrt{f_1 f_{рФД}}$ и $Q = \sqrt{f_1 f_{рФД} / (1 + f_p / f_{рФД})}$, где $f_{рФД} = 1 / 2\pi R_{B2} C_{ФД}$.

Задача 8.62. Условия задачи 8.60. Рассчитать частоту полюса, определяемую емкостью фотодиода, при параметрах V и D задачи 8.61.

Ответ. $f_{рФД} = 87,5$ кГц.

Задача 8.63. Усилитель (см. рис. 8.8) выполнен на ИМС К140УД6, $R_{B1} = 110$ кОм, $R_{B2} = 680$ кОм, ОУ характеризуется следующими параметрами: $U_{1см} = 10$ мВ, $I_{1см} = 100$ нА, $\Delta I_{1см} = 25$ нА. Определить напряжение смещения нуля на выходе от воздействия $U_{1см}$.

Ответ. $U_{2см} = 71,8$ мВ.

Задача 8.64. Условия задачи 8.63. Определить напряжение смещения нуля на выходе от воздействия входных токов при $R_{б.а.л} = 0$.

Ответ. $U_{2см} = 11$ мВ.

Задача 8.65. Условие задачи 8.63. Определить напряжение смещения нуля на выходе от воздействия входных токов при $R_{б.а.л} = 95$ кОм.

Ответ. $U_{2см} = 2,75$ мВ.

Задача 8.66. Усилитель (см. рис. 8.7,б) выполнен на ИМС К140УД9 с параметром $K_{В.л.н.п.} = \pm 300$ мкВ/В. Определить напряжение смещения на выходе при изменении напряжения питания $\pm E_0 = 12,6$ В на $\pm 1,0$ В, если $R_{B1} = 10$ кОм, $R_{B2} = 820$ кОм.

Ответ. $U_{2см} = 24,9$ мВ.

Задача 8.67. Условия задачи 8.66. ОУ характеризуется параметрами $\Delta U_{2см} = 20$ мкВ/°С, $\Delta I_{1см} = 100$ нА при 25°С, $\Delta \Delta I_{1см} =$

$= 1,5 \text{ нА/}^\circ\text{С}$. В усилителе установлен нуль на выходе при температуре 25°С . Определить напряжение смещения нуля на выходе усилителя от $U_{1\text{см}}$ при изменении окружающей температуры до $+60^\circ\text{С}$.

Ответ. $U_{2\text{см}} = 58 \text{ мВ}$.

Задача 8.68. Условия задачи 8.66. Определить напряжение смещения нуля на выходе усилителя от входных токов при изменении окружающей температуры до $+60^\circ\text{С}$.

Ответ. $U_{2\text{см}} = 430 \text{ мВ}$.

8.4. УПРАЖНЕНИЯ

Упражнение 8.1. Изобразите схемы инвертирующего и неинвертирующего усилителя на ОУ.

Упражнение 8.2. Почему ОУ редко используется как усилитель сигналов при разомкнутой ОС?

Упражнение 8.3. Какова польза от повторителя напряжения, если он имеет коэффициент усиления по напряжению, равный всего лишь единице?

Упражнение 8.4. Что может произойти с формой напряжения выходного сигнала, если напряжения питания будут слишком малы?

Упражнение 8.5. Что значит, когда говорят, что в ОУ настроен нуль?

Упражнение 8.6. Что такое напряжение смещения ОУ?

Упражнение 8.7. Как можно минимизировать нежелательное воздействие от входного тока ОУ?

Упражнение 8.8. Чем нежелательны высокоомные цепи ОС?

Упражнение 8.9. Что такое синфазное напряжение?

Упражнение 8.10. Чему равно идеальное значение $K_{\text{осц}}$?

Упражнение 8.11. Чему равно идеальное значение коэффициента усиления по напряжению синфазного сигнала?

Упражнение 8.12. С какой целью на каждом входе измерительного усилителя ставят повторители напряжения?

Упражнение 8.13. Чему равен коэффициент усиления в инвертирующей и неинвертирующей схеме с ОУ?

Упражнение 8.14. В чем достоинства и недостатки ОУ с внутренней коррекцией?

Упражнение 8.15. Почему нельзя использовать ОУ без коррекции при малых значениях коэффициентов усиления с ОС?

Упражнение 8.16. Какая связь между полосой пропускания ОУ и коэффициентом усиления?

Упражнение 8.17. Что такое скорость нарастания ОУ?

Упражнение 8.18. Как связана граничная частота с амплитудой выходных сигналов (без ограничения) ОУ?

Упражнение 8.19. Какое влияние оказывают элементы внешней коррекции на полосу пропускания ОУ?

Упражнение 8.20. Назовите параметры ОУ, имеющие температурный дрейф.

Упражнение 8.21. Каковы причины температурного дрейфа?

9.1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Усилитель постоянного тока (УПТ) на базе дифференциального каскада (рис. 9.1) широко используется в операционных и широкополосных усилителях общего применения на дискретной элементной базе и в интегральном исполнении. В свою очередь,

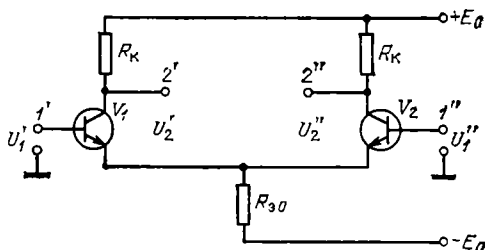


Рис. 9.1. Схема дифференциального каскада усилителя постоянного тока (УПТ)

операционный усилитель (ОУ) является базовым элементом для построения многих видов специальных усилителей, например, резонансных, в частности активных RC-фильтров (ARCF) и т. д. Основные параметры УПТ рис. 9.1 могут быть рассчитаны по формулам, приведенным в [1, 18].

Коэффициент усиления дифференциального каскада УПТ при симметричном выходе и подаче на его вход противофазного сигнала

$$K = U_2/U_1 = Y_{21в} R_k. \quad (9.1)$$

Коэффициент усиления этого каскада при несимметричном выходе и также противофазном сигнале

$$K' = U_2'/U_1 = K'' = U_2''/U_1'' = Y_{21в} R_k/2. \quad (9.2)$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала ($U''_1 = U'_1$)

$$K_s = U_2''/U_1 \approx R_k/2 R_{30}. \quad (9.3)$$

Входное сопротивление дифференциального каскада УПТ при несимметричном выходе ($U'_1 = U_1$; $U''_1 = 0$)

$$R_{вх} = h_{11в} + (1 + h_{21в}) R'_s, \quad (9.4)$$

где

$$R'_s = R_{30} \parallel h_{11в} = R_{30} h_{11в}/(R_{30} + h_{11в}). \quad (9.5)$$

Глубина ОС для синфазного сигнала

$$F_s = 1 + 2 Y_{21в} R_{30}/(1 + 2R_{30}/h_{11в}) \approx 1 + h_{21в}. \quad (9.6)$$

Активные RC-фильтры (ARCF) в зависимости от полос пропускания и задержания подразделяются на фильтры нижних и верхних частот, а также полосовые и режекторные.

Схемные построения ARCF определяются расположением этих полос и числом звеньев, а также их порядком. Передаточная функция однозвенного ARCF нижних и верхних частот первого порядка содержит один полюс, а у полосовых и режекторных ARCF число полюсов равно двум. Расчетные соотношения для параметров ARCF (АЧХ, частот среза и т. д.), построенных на базе ОУ общего применения с использованием частотно-зависимой ОС, приведены в [14, 17].

У однозвенного ARCF нижних частот первого порядка (рис. 9.2,а) коэффициент усиления (АЧХ) рассчитывается по формуле

$$K(f) = U_2/U_1 = 1/\sqrt{1 + (f/f_c)^2}, \quad (9.7)$$

при этом частота среза

$$f_c = f_{в1}^{-2} = 1/2 \pi RC = 1/2 \pi \tau_1, \quad (9.8)$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$ — постоянная времени $R_1 C_1$ -цепи.

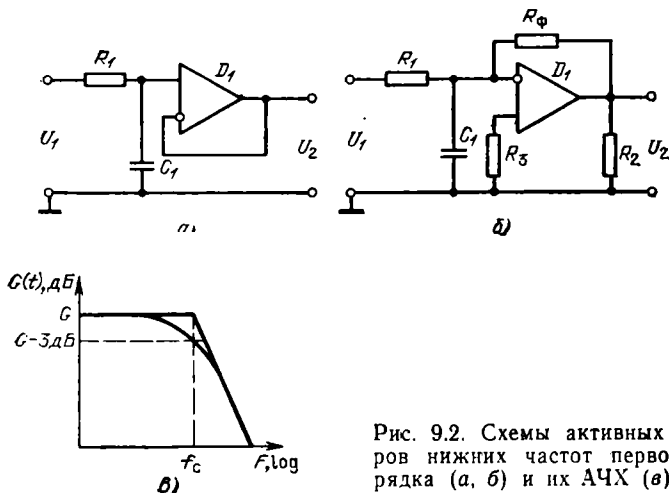


Рис. 9.2. Схемы активных фильтров нижних частот первого порядка (а, б) и их АЧХ (в)

У однозвенного ARCF нижних частот первого порядка (рис. 9.2,б) коэффициент усиления (АЧХ) рассчитывается по формуле

$$K(f) = (R_\Phi/R_1)/\sqrt{1 + (f/f_c)^2}. \quad (9.9)$$

при этом частота среза рассчитывается по формуле

$$f_c = f_{в1}^{-2} = 1/2 \pi R_1 \parallel (R_\Phi/K_D) C_1. \quad (9.10)$$

Асимптотически крутизна АЧХ (см. рис. 9.2,в) у ARCF нижних частот первого порядка (рис. 9.2,а и б) равна -6 дБ/окт (-20 дБ/дек).

У однозвенного ARCF верхних частот первого порядка (рис. 9.3,а) коэффициент усиления (АЧХ)

$$K(f) = U_2/U_1 = 1/\sqrt{1 + (\dot{f}_c/f)^2} \quad (9.11)$$

При этом частоту среза f_c рассчитывают по (9.8).

У однозвенного ARCF верхних частот первого порядка (рис. 9.3,б) коэффициент усиления (АЧХ)

$$K(f) = U_2/U_1 = K_D/\sqrt{1 + (\dot{f}_c/f)^2}, \quad (9.12)$$

при этом частота среза рассчитывается по формуле (9.10).

Асимптотически крутизна АЧХ (рис. 9.3,в) у ARCF верхних частот первого порядка (рис. 9.3,а и б) равна +6 дБ/окт (+20 дБ/дек).

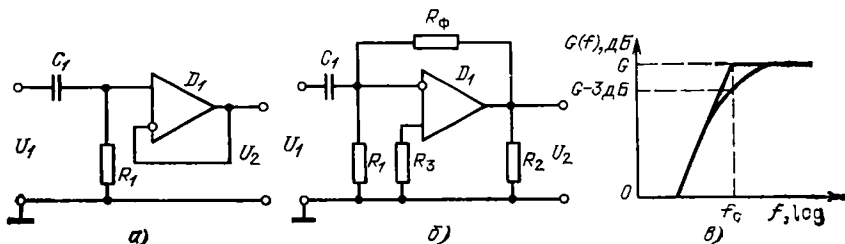


Рис. 9.3. Схемы однозвенных активных фильтров верхних частот (а, б) и их АЧХ (в)

У однозвенного ARCF полосового фильтра (рис. 9.4,а) коэффициент усиления на резонансной частоте f_0

$$K = U_2/U_1 = 1/(C_\Phi/C_1 + R_1/R_\Phi). \quad (9.13)$$

Резонансная частота

$$f_0 = \sqrt{f_{c1} f_{c2}} = \frac{C_\Phi/C_1 + R_1/R_\Phi}{2 \pi R_1 C_\Phi}, \quad (9.14)$$

Добротность

$$Q = \sqrt{C_\Phi R_1/C_1 R_\Phi} / (C_\Phi/C_1 + R_1/R_\Phi). \quad (9.15)$$

Если АЧХ полосового фильтра по форме кривой близка к АЧХ колебательного контура (рис. 9.4,в), то его полоса пропускания

$$\Delta F = f_{c2} - f_{c1} = f_0/Q, \quad (9.16)$$

где резонансная частота f_0 рассчитывается по формуле (9.14), а добротность Q по формуле (9.15).

Уравнение АЧХ рассматриваемого вида полосового ARCF имеет вид

$$K(f) = K/\sqrt{1 + X^2}, \quad (9.17)$$

где

$$X = 2(f - f_0)/f_0. \quad (9.18)$$

Параметры фильтра (рис. 9.4,б) находятся по выражениям
 $K = K_D, f_0 = 1/2 \pi RC, Q = K_D/4.$ (9.19)

Вспомогательные цепи. К вспомогательным цепям усилителей относят цепи межкаскадной связи и цепи регулирования усиления и АЧХ.

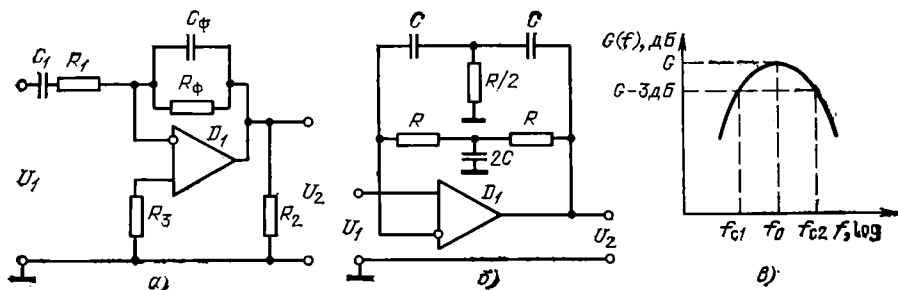


Рис. 9.4. Схемы активных однозвенных полосовых фильтров (а, б) и их АЧХ (в)

Расчетные соотношения для определения элементов плавного изменения коэффициента усиления, АЧХ и RC-цепей связи между каскадами приведены в [1].

В частности, сопротивление в цепи регулятора усиления (рис. 9.5) определяется исходя из выполнения неравенства

$$R_p \geq R_n R_{вх.п} / (R_n + R_{вх.п}), \quad (9.20)$$

где R_n — сопротивление нагрузки каскада, предшествующего регулятору усиления; $R_{вх.п}$ — входное сопротивление последующего каскада расположенного после схемы с регулятором усиления; R_p — сопротивление потенциометра регулятора усиления.

Элементы связи RC-цепи между каскадами на дискретной элементной базе (рис. 9.6) или на ИМС (между ОУ) рассчитывают исходя из того, что связь будет малоэффективна в области средних частот ($f \approx f_0$), т. е. если будет выполняться равенство

$$C_p (R_{вх.п} + R_{вх.п}) = 1/\omega_n \sqrt{M_n^2 - 1}, \quad (9.21)$$

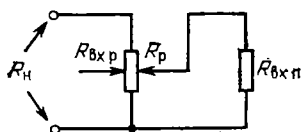


Рис. 9.5. Схема регулятора плавного изменения коэффициента усиления

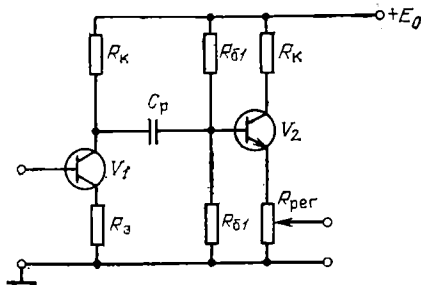


Рис. 9.6. RC-цепь связи между каскадами

где $R_{\text{вых}} = R_{\text{к}} = R$ — выходное сопротивление каскада предшествующей RC-цепи связи; $\omega_{\text{н}} = 2\pi f_{\text{н}}$ — нижняя граничная частота полосы пропускания;

$$M_{\text{н}} = 10^{-0,05 \hat{G}_{\text{н}}}. \quad (9.22)$$

где $\hat{G}_{\text{н}}$ — допустимый уровень частотных искажений на частоте $f = f_{\text{н}}$,

$$R_{\text{внб}} = R_{\text{б}} \parallel R_{\text{вх}} = R_{\text{б}} R_{\text{вх}} / (R_{\text{б}} + R_{\text{вх}}). \quad (9.23)$$

Обычно задают значение $R_{\text{б}}$, а по формулам (9.21) — (9.23) находят требуемое значение емкости C .

В том случае, когда регулировка усиления осуществляется в эмиттерной цепи (рис. 9.6), сопротивление регулятора выбирается из условия

$$R_{\text{рег}} \leq 4 \sqrt{M_{\text{в}}^2 - 1} / \omega_{\text{в}} C, \quad (9.24)$$

где

$$C = C_{\text{вх}} + C_{\text{м}}, \quad (9.25)$$

$\omega_{\text{в}} = 2\pi f_{\text{в}}$ — верхняя граничная частота рабочего диапазона,

$$M_{\text{в}} = 10^{-0,05 \hat{G}_{\text{в}}}, \quad (9.26)$$

$\hat{G}_{\text{в}}$ — допустимый уровень частотных искажений при $f = f_{\text{в}}$. При $R_{\text{рег}} > (70-800)$ Ом в цепи регулятора усиления необходимо использовать составной транзистор в виде эмиттерного повторителя, а при $R_{\text{рег}} < (70-800)$ Ом — однотранзисторный эмиттерный повторитель.

Для регулятора корректора АЧХ в виде пассивного фильтра в области нижних и верхних частот (рис. 9.7) добиваются, чтобы в области средних частот коэффициент был равен требуемому значению, а пределы регулирования АЧХ в области низких и высоких частот были одинаковыми, что обеспечивается выполнением равенств

$$R_{\text{гн}} = R_{\text{fv}} = R, \quad R_{\text{д}} = (0,05 \div 0,1) R, \quad R_0 = 1,5 R_{\text{н}} / (1 + \varepsilon), \quad (9.26a), \quad (9.27), \quad (9.28)$$

где $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки регулятора АЧХ;

$$\varepsilon = \sqrt{2m^2 - 1}, \quad R_{01} = \varepsilon R_0. \quad (9.29), \quad (9.30)$$

Коэффициент $m > 1$ выбирается исходя из требуемого подъема АЧХ в регулируемой области, а значение входного сопротивления ОУ на ИМС порядка 10—50 кОм.

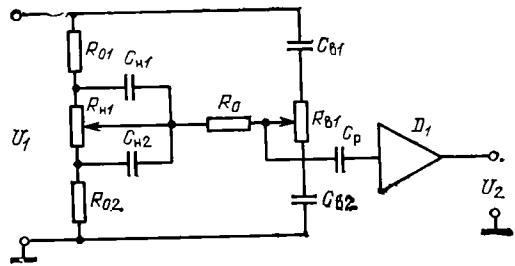


Рис. 9.7. Корректор АЧХ в области нижних и верхних частот

Расчет емкостей корректирующих конденсаторов производится по формулам:

$$C_{\text{в}} = (1 + \varepsilon) [R_{\text{д}} + b_0 (R_0 + R_{f_{\text{в}}})] / 2 \pi f_{\text{вк}} R_{f_{\text{в}}} (R_{\text{д}} + b_0 R_0), \quad (9.31)$$

$$C_{\text{в1}} = C_{\text{в}} / \varepsilon = C_{\text{в2}}, \quad (9.32)$$

$$C_{\text{н}} = (R_0 + R_{f_{\text{н}}}) / 2 \pi f_{\text{нк}} n R_0 R_{f_{\text{н}}}, \quad (9.33)$$

$$b_0 = \varepsilon / (1 + \varepsilon), \quad (9.34)$$

$$C_{\text{н1}} = C_{\text{н}} / \varepsilon = C_{\text{н2}} \quad (9.35)$$

$$n = 1 + \varepsilon R_{f_{\text{н}}} / [R_{f_{\text{н}}} + (1 + \varepsilon) R_0], \quad (9.36)$$

В формулах (9.32) — (9.36) $f_{\text{вк}}$ и $f_{\text{нк}}$ — соответственно верхние и нижние частоты, для которых задается требуемый уровень подъема АЧХ.

9.2. ПРИМЕРЫ

Пример 9.1. В схеме УПТ рис. 9.1 применен транзистор КТ503А. Рассчитать основные показатели каскада, если $R_{\text{к}} = 2,2$ кОм, $R_{\text{э}0} = 56$ кОм, $y_{21\text{э}} = 5 \cdot 10^{-2}$ См, $h_{11\text{э}} = 1,4$ кОм, $h_{21\text{э}} = 70$.

Решение. Используя формулы (9.1) — (9.7), находим: $K = U_2 / U_1 = y_{21\text{э}} R_{\text{к}} = 5 \cdot 10^{-2} \cdot 2,2 \cdot 10^3 = 110$ (40,8 дБ); $K' = U'_2 / U'_1 = y_{21\text{э}} R_{\text{к}} / 2 = 5 \cdot 10^{-2} \cdot 2,2 \cdot 10^3 / 2 = 55$ (34,8 дБ); $K_{\text{э}} = R_{\text{к}} / 2 R_{\text{э}0} = 2,2 / 2 \cdot 56 = 0,02$ (—34 дБ); $h_{11\text{б}} = h_{11\text{э}} / (1 + h_{21\text{э}}) = 1,4 \times 10^3 / (1 + 70) = 19,7$ Ом; $R'_{\text{э}} = R_{\text{э}0} h_{11\text{б}} / (R_{\text{э}0} + h_{11\text{б}}) = 56 \cdot 10^3 \cdot 19,7 / (56 \cdot 10^3 + 19,7) = 19,69$ Ом; $R_{\text{вх}} = h_{11\text{б}} + (1 + h_{21\text{э}}) R'_{\text{э}} = 1,4 \cdot 10^3 + (1 + 70) \cdot 19,69 = 2798$ Ом $\approx 2,8$ кОм; $F_{\text{э}} = 1 + 2 y_{21\text{э}} R_{\text{э}0} / (1 + 2 R_{\text{э}0} / h_{11\text{э}}) = 1 + 2 \cdot 5 \cdot 10^{-2} \cdot 56 \cdot 10^3 / (1 + 2 \cdot 56 \cdot 10^3 / 1,4 \cdot 10^3) = 70,14 \approx 1 + h_{21\text{э}}$.

Пример 9.2. Рассчитать коэффициент усиления однозвенного АРСФ нижних частот (рис. 9.2,а) на частотах $f = f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2}$ и $f = 100$ кГц, при $R_1 = 10$ кОм, $C_1 = 10^{-9}$ Ф.

Решение. Согласно (9.7) и (9.8) $f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2} = 1 / 2 \pi R_1 C_1 = 1 / 6,28 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} = 16$ кГц.

Коэффициент усиления на частоте $f = f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2} = 16$ кГц: $K = U_2 / U_1 = 1 / \sqrt{1 + (f/f_{\text{с}})^2} = 1 / \sqrt{1 + (16/16)^2} = 0,707$, а на частоте $f = 100$ кГц: $K = U_2 / U_1 = 1 / \sqrt{1 + (f/f_{\text{с}})^2} = 1 / \sqrt{1 + (100/16)^2} = 0,16$.

Пример 9.3. Рассчитать для условия примера 9.2 коэффициент усиления, если $R_1 = 100$ кОм.

Решение. Используя формулы (9.7) и (9.8), находим: $f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2} = 1 / 2 \pi R_1 C_1 = 1 / 6,28 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} = 1,6$ кГц. Коэффициент усиления на частоте $f = f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2} = 1,6$ кГц: $K = U_2 / U_1 = 1 / \sqrt{1 + (1,6/1,6)^2} = 0,707$, а на частоте $f = 100$ кГц: $K = U_2 / U_1 = 1 / \sqrt{1 + (100/1,6)^2} = 0,016$.

Пример 9.4. Рассчитать коэффициент усиления однозвенного АРСФ нижних частот (рис. 9.2,б) на частотах $f = f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2}$ и $f = 100$ кГц при $R_{\text{Ф}} = 100$ кОм, $R_1 = 20$ кОм, $C_1 = 10^{-8}$ Ф. Коэффициент усиления ОУ $K_{\text{Д}} = 5000$.

Решение. Используя формулы (9.9) и (9.10), находим $f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2} = 1/2\pi \times \times [R_1 \parallel (R_{\Phi}/K_D)] C_1 = 1/6,28 [20 \cdot 10^3 \parallel (100 \cdot 10^3/5000)] \cdot 10^{-9} = 796$ кГц. Коэффициент усиления на частоте $f = f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2} = 796$ кГц; $K = U_2/U_1 = (R_{\Phi}/R_1) / \sqrt{1 + (f/f_c)^2} = = (100/20) / \sqrt{1 + (796/796)^2} = 3,5$, а на частоте $f = 100$ кГц: $K = U_2/U_1 = (R_{\Phi}/R_1) / \sqrt{1 + (f/f_c)^2} = (100/20) / \sqrt{1 + (100/796)^2} = 4,96$.

Пример 9.5. Рассчитать для условий примера 9.4 коэффициент усиления, если $R_{\Phi} = 50$ кОм, $R_1 = 10$ кОм, $C_1 = 10^{-9}$ Ф.

Решение. Используя формулы (9.9) и (9.10), находим: $f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2} = 1/2\pi \times \times [R_1 \parallel (R_{\Phi}/K_D)] C_1 = 1/6,28 [10 \cdot 10^3 \parallel (50 \cdot 10^3/5000)] \cdot 10^{-9} = 16$ МГц. Коэффициент усиления на частоте $f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2} = 16$ МГц: $K = U_2/U_1 = (R_{\Phi}/R_1) / \sqrt{1 + (f/f_c)^2} = = (50/10) / \sqrt{1 + (16/16)^2} = 3,5$, а на частоте 100 МГц: $K = U_2/U_1 = (R_{\Phi}/R_1) / \sqrt{1 + (f/f_c)^2} = (50/10) / \sqrt{1 + (100/16)^2} = 0,8$.

Пример 9.6. Рассчитать коэффициент усиления ARCF верхних частот (рис. 9.3,а) на частотах $f = f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2}$ и $f = 5$ кГц при $R_1 = = 10$ кОм, $C_1 = 10^{-9}$ Ф.

Решение. Используя формулы (9.8) и (9.11), находим: $f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2} = = 1/2\pi R_1 C_1 = 1/6,28 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} = 16$ кГц. Коэффициент усиления на частоте $f = f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2} = 16$ кГц: $K = U_2/U_1 = 1/\sqrt{1 + (f_c/f)^2} = 1/\sqrt{1 + (16/16)^2} = 0,707$, а на частоте $f = 5$ кГц: $K = U_2/U_1 = 1/\sqrt{1 + (16/5)^2} = 0,3$.

Пример 9.7. Рассчитать для условий примера 9.6 коэффициент усиления, если $R_1 = 100$ кОм.

Решение. Используя формулы (9.8) и (9.11), находим: $f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2} = 1/2\pi R_1 C_1 = = 1/6,28 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9} = 160$ кГц. Коэффициент усиления на частоте $f = f_{\text{н}} \sqrt{2} = f_c = = 160$ кГц: $K = U_2/U_1 = 1/\sqrt{1 + (f_c/f)^2} = 1/\sqrt{1 + (160/160)^2} = 0,707$, а на частоте $f = 5$ кГц: $K = U_2/U_1 = 1/\sqrt{1 + (f_c/f)^2} = 1/\sqrt{1 + (160/5)^2} = 3,2 \cdot 10^{-2}$.

Пример 9.8. Рассчитать коэффициент усиления для ARCF верхних частот (рис. 9.3,б) на частотах $f = f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2}$ и $f = 100$ кГц при $R_{\Phi} = 100$ кОм, $R_1 = 10$ кОм, $C_1 = 10^{-9}$ Ф. Коэффициент усиления ОУ $K_D = 5000$.

Решение. Используя формулы (9.10) и (9.12), определяем: $f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2} = 1/2\pi \times \times [R_1 \parallel (R_{\Phi}/K_D)] C_1 = 1/6,28 [10 \cdot 10^3 \parallel (100 \cdot 10^3/5000)] \cdot 10^{-9} = 7,96$ МГц. Коэффициенты усиления на частоте $f = f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2} = 7,96$ МГц: $K = U_2/U_1 = K_D / \sqrt{1 + (f_c/f_c)^2} = = K_D / \sqrt{2} = 3535$, а на частоте $f = 100$ кГц: $K = U_2/U_1 = K_D / \sqrt{1 + (f_c/f)^2} = = 5000 / \sqrt{1 + (7960/100)^2} = 62,8$.

Пример 9.9. Рассчитать для условий примера 9.8 коэффициент усиления, если $R_1 = 2$ кОм.

Решение. Используя формулы (9.10) и (9.12), определяем: $f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2} = 1/2\pi \times \times [R_1 \parallel (R_{\Phi}/K_D)] C_1 = 1/6,28 [2 \cdot 10^3 \parallel (100 \cdot 10^3/5000)] \cdot 10^{-9} = 7,96$ МГц. Коэффициент усиления на частоте $f = f_c = f_{\text{н}} \sqrt{2} = 7,96$ МГц: $K = U_2/U_1 = K_D / \sqrt{1 + (f_c/f_c)^2} = = 5000 / \sqrt{1 + (7,96/7,96)^2} = 3535$, а на частоте $f = 100$ кГц: $K = U_2/U_1 = = 5000 / \sqrt{1 + (7960/100)^2} = 62,8$.

Пример 9.10. Рассчитать параметры однозвенного полосового ARCF (рис. 9.4,а): коэффициент усиления на резонансной частоте K , резонансную частоту f_0 , добротность Q и полосу пропускания ΔF , если $C_1=100$ Сф; $R_\Phi=100$ R₁; $C_\Phi=10^{-9}$ Ф; $R_1=1$ кОм.

$$K = U_2/U_1 = 1/(C_\Phi/C_1 + R_1/R_\Phi) = 1/(C_\Phi/100 C_\Phi + R_1/100 R_1) = 50;$$

$$f_0 = \frac{C_\Phi/C_1 + R_1/R_\Phi}{2\pi C_\Phi R_1} = \frac{C_\Phi/100 C_\Phi + R_1/100 R_1}{6,28 \cdot 10^{-9} \cdot 10^3} = 3,2 \text{ кГц};$$

$$Q = \sqrt{\frac{C_\Phi R_1}{C_1 R_\Phi}} / (C_\Phi/C_1 + R_1/R_\Phi) =$$

$$= \sqrt{\frac{C_\Phi R_1}{100 C_\Phi \cdot 100 R_1}} / (C_\Phi/100 C_\Phi + R_1/100 R_1) = 0,5.$$

$$\Delta F = f_{c2} - f_{c1} = f_0/Q = 3,2/0,5 = 6,4 \text{ кГц}.$$

Пример 9.11. Для условий примера 9.10 определить коэффициент усиления на частоте $f=4,8$ кГц.

Решение. Используя формулы (9.17) и (9.18), а также значения резонансной частоты и коэффициента усиления на резонансной частоте из примера 9.10, определяем

$$X = 2(f - f_0)/f_0 = 2(4,8 - 3,2)/3,2 = 1,$$

$$K(f) = U_2/U_1 = K/\sqrt{1+X^2} = 50/\sqrt{1+1^2} = 35.$$

Пример 9.12. Рассчитать резонансную частоту, добротность, коэффициент усиления на резонансной частоте и полосу пропускания полосового ARCF (рис. 9.4,б), если в его схеме использован ОУ с коэффициентом усиления $K_D=5000$, $R=100$ кОм, $C=1,6 \cdot 10^{-9}$ Ф.

Решение. Используя формулы (9.16) и (9.19), определяем $K=K_D=5000$;

$$f_0 = 1/2\pi RC = 1/6,28 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 1,6 \cdot 10^{-9} = 1 \text{ кГц}.$$

$$Q = K_D/4 = 5000/4 = 1250,$$

$$\Delta F = f_{c2} - f_{c1} = f_0/Q = 1 \cdot 10^3/1250 = 0,8 \text{ Гц}.$$

Пример 9.13. Исходные данные примера 9.12, но в схеме ARCF применен ОУ с коэффициентом усиления $K_D=2000$.

Решение. Используя формулы (9.16) и (9.19), находим: $K=K_D=2000$, $f_0 = 1/2\pi RC = 1/6,28 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 1,6 \cdot 10^{-9} = 1 \text{ кГц}$; $Q = K_D/4 = 2000/4 = 500$; $\Delta F = f_{c2} - f_{c1} = f_0/Q = 1 \cdot 10^3/500 = 2 \text{ Гц}$.

Пример 9.14. Для условий примера 9.13 определить значение коэффициента усиления на частоте $f=1,5$ кГц.

Решение. Используя формулы (9.17) и (9.18), а также значение резонансной частоты и коэффициента усиления на резонансной частоте из примера 9.13, определяем: $X = 2(f - f_0)/f_0 = 2(1,5 - 1)/1 = 1$; $K(f) = U_2/U_1 = K/\sqrt{1+X^2} = 2000/\sqrt{1+1^2} = 1400$.

Пример 9.15. Рассчитать $R_{\text{рег}}$ для схемы регулятора плавного изменения коэффициента усиления вида рис. 9.5, если $R_n=2$ кОм, $R_{\text{вх п}}=50$ кОм.

Решение. Используя формулу (9.20), находим: $R_{\text{рег}} > R_{\text{н}} \| R_{\text{вх н}} = -R_{\text{н}} R_{\text{вх н}} / (R_{\text{н}} + R_{\text{вх н}}) = 50 \cdot 2 / (50 + 2) = 1,92 \text{ кОм}$.

Пример 9.16. Рассчитать элементы RC -цепи связи между каскадами (рис. 9.6), если $R_{\text{вых}} = 100 \text{ кОм}$, $R_{\text{вх}} = 50 \text{ кОм}$, $f_{\text{н}} = 50 \text{ Гц}$, $G_{\text{н}} = 0,2$, $R = 50 \text{ кОм}$.

Решение. Используя формулы (9.21)–(9.36), находим: $R_{\text{э н в}} = R \| R_{\text{вх}} = -R \cdot R_{\text{вх}} / (R + R_{\text{вх}}) = 50 \cdot 50 / (50 + 50) = 25 \text{ кОм}$; $C = 1 / (R_{\text{э н в}} + R_{\text{вх}}) \omega_{\text{н}} \sqrt{M^2 - 1} = 1 / (25 \cdot 10^3 + 100 \cdot 10^3) 6,28 \cdot 50 \cdot \sqrt{5^2 - 1} = 5,2 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$; $M = 1 / G_{\text{н}} = 1 / 0,2 = 5$.

Пример 9.17. Рассчитать пассивные элементы корректора АЧХ в области нижних и верхних частот вида рис. 9.7 при следующих данных: $m_{\text{в}} = m_{\text{н}} = 6$, $f_{\text{н к}} = 75 \text{ Гц}$, $f_{\text{в к}} = 8 \text{ кГц}$, $R_{\text{н}} = 1 \text{ кОм}$.

Решение. Учитывая, что входное сопротивление ОУ сотни килоом, выбираем $R_{\text{г н}} = R_{\text{г в}} = R = 10 \text{ кОм}$.

Сопротивление $R_{\text{д}}$, уменьшающее связь между ветвями пассивного фильтра нижних и верхних частот, выбираем из условия $R_{\text{д}} = (0,05 - 0,1)R$. Принимаем $R_{\text{д}} = 1 \text{ кОм}$.

Значение $R_0 = 1,5 \cdot 10^3 / (1 + \epsilon)$, где $\epsilon = \sqrt{2m^2 - 1} = 2 \cdot 6^2 - 1 = 8,4$. Тогда: $R_0 = 1,5 \cdot 10^3 / (1 + 8,4) = 160 \text{ Ом}$; $R_{01} = \epsilon R_0 = 8,4 \cdot 160 = 1340 \text{ Ом}$; $C_{\text{в}} = (1 + \epsilon) [R_{\text{д}} + b_0(R_0 + R_{\text{г в}})] / 2\pi f_{\text{в к}} R_{\text{г в}} (R_{\text{д}} + b_0 R_0)$, где $b_0 = \epsilon / (1 + \epsilon) = 8,4 / (1 + 8,4) = 0,89$. Итак, $C_{\text{в}} = (1 + 8,4) [10^3 + 0,89(160 + 10\,000)] / 6,28 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 10\,000 (1000 + 0,89 \cdot 160) = 165 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$; $C_{\text{в1}} = C_{\text{в2}} = C_{\text{в}} / \epsilon = 165 \cdot 10^{-9} / 8,4 = 19,6 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$. $n = 1 + \epsilon R_{\text{г н}} / [R_{\text{г н}} + (1 + \epsilon) R_0] = 1 + 8,4 \cdot 10 \cdot 10^3 / 10 \cdot 10^3 + (1 + 8,4) \cdot 160 = 8,3$.

Используя формулы (9.34) и (9.35), находим $C_{\text{н}} = (R_0 + R_{\text{г н}}) / 2\pi f_{\text{н к}} n R_0 R_{\text{г н}} = (160 + 10 \cdot 10^3) / 6,28 \cdot 75 \cdot 8,3 \cdot 160 \cdot 10 \cdot 10^3 = 1,6 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}$; $C_{\text{н1}} = C_{\text{н2}} = C_{\text{н}} / \epsilon = 1,6 \times 10^{-8} / 8,4 = 0,19 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}$.

9.3. ЗАДАЧИ

Задача 9.1. Условия задачи те же, что и в примере 9.1, но $R_{\text{с о}} = 100 \text{ кОм}$; $R_{\text{к}} = 1 \text{ кОм}$.

Ответ. При симметричном выходе $K = 50$, а при несимметричном выходе $K = 25$, $K_{\text{с}} = 5 \cdot 10^{-3}$, $R_{\text{вх}} = 2,8 \text{ кОм}$, $F_{\text{с}} = 70$.

Задача 9.2. Условия задачи те же, что и в примере 9.2, но $R_1 = 50 \text{ кОм}$.

Ответ. $f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2} = 3,2 \text{ кГц}$.

На частоте $f = f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2}$; $K = 0,707$; а на частоте $f = 100 \text{ кГц}$ $K = 0,03$.

Задача 9.3. Условия задачи те же, что и в примере 9.4, но $C_1 = 1,6 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}$.

Ответ. $f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2} = 496 \text{ кГц}$; на частоте $f = f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2}$ $K = 3,6$, а на частоте $f = 100 \text{ кГц}$ $K = 4,8$.

Задача 9.4. Условия задачи те же, что и в примере 9.5, но $R_{\text{ф}} = 500 \text{ кОм}$.

Ответ. $f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2} = 160 \text{ кГц}$, на частоте $f = f_{\text{с}} = f_{\text{в}} \sqrt{2}$ $K = 35$, а на частоте $f = 100 \text{ кГц}$ $K = 42,4$.

Задача 9.5. Условия задачи те же, что и в примере 9.6, но $C_1 = 1,6 \cdot 10^{-9}$ Ф.

Ответ. $f_c = f_n \sqrt{2} = 10$ кГц, на частоте $f = f_c = f_n \sqrt{2}$ $K = 0,707$, а на частоте $f = 5$ кГц $K = 0,447$.

Задача 9.6. Условия задачи те же, что и в примере 9.6, но $R_1 = 500$ кОм.

Ответ. $f_c = f_n \sqrt{2} = 0,32$ кГц, на частоте $f = f_c = f_n \sqrt{2}$ $K = 0,707$, а на частоте $f = 5$ кГц $K = 0,99$.

Задача 9.7. Условия задачи те же, что и в примере 9.8, но $R_1 = 0,5$ кОм.

Ответ. $f_c = f_n \sqrt{2} = 8,28$ кГц, на частоте $f = f_c = f_n \sqrt{2}$ $K = 3,6$, а на частоте $f = 100$ МГц $K = 4982$.

Задача 9.8. Условия задачи те же, что и в примере 9.10, но $R_1 = 0,5$ кОм.

Ответ. $K = 50$, $f_0 = 6,4$ МГц, $Q = 0,5$, $\Delta F = 12,8$ кГц.

Задача 9.9. Условия задачи те же, что и в примере 9.11, но $f = 9,6$ кГц.

Ответ. $K = 12,12$.

Задача 9.10. Условия задачи те же, что и в примере 9.13, но $R_1 = 1$ кОм.

Ответ. $K = K_D = 2000$, $f_0 = 100$ кГц, $Q = 500$; $\Delta F = 200$ Гц.

Задача 9.11. Условия задачи те же, что и в примере 9.16, но $R_{\text{вых}} = 1$ кОм, $R_{\text{вх}} = 100$ кОм, $f_n = 100$ Гц, $G_n = 0,3$, $R = 100$ кОм.

Ответ. $R_{\text{экв}} = 50$ кОм, $C = 9,8 \cdot 10^{-9}$ Ф.

Задача 9.12. Условия задачи те же, что и в примере 9.16, но $f_n = 0,5$ МГц, $G_n = 0,707$, $R_{\text{вых}} = 50$ кОм, $R_{\text{экв}} = 25$ кОм.

Ответ. $C = 4,25 \cdot 10^{-12}$ Ф.

9.4. УПРАЖНЕНИЯ

Упражнение 9.1. Изобразите принципиальную схему дифференциального каскада и поясните назначение всех элементов.

Упражнение 9.2. Покажите контуры постоянных и переменных токов в дифференциальном каскаде.

Упражнение 9.3. От каких величин и как зависят значения K , K_s ?

Упражнение 9.4. Изобразите принципиальную схему ARCF нижних частот первого порядка и поясните назначение всех элементов.

Упражнение 9.5. От каких элементов схемы ARCF нижних частот первого порядка и от чего зависит значение частоты верхнего среза f_c и вид АЧХ?

Упражнение 9.6. Изобразите принципиальную схему ARCF нижних частот первого порядка и поясните назначение всех элементов.

Упражнение 9.7. От каких элементов схемы ARCF верхних частот и как зависит значение частоты нижнего среза f_c и вид АЧХ?

Упражнение 9.8. Изобразите принципиальную схему полосового ARCF и поясните назначение всех элементов.

Упражнение 9.9. От каких элементов схемы полосового ARCF и как зависит значение K , f_0 , Q , ΔF и вид АЧХ?

Упражнение 9.10. Изобразите принципиальную схему полосового ARCF при использовании во внешней цепи ОС мостовых схем и поясните назначение всех элементов.

Упражнение 9.11. От каких элементов полосового ARCF при использовании во внешней цепи ОС мостовых схем зависит значение K , f_0 , Q , ΔF и вид АЧХ?

Упражнение 9.12. Изобразите принципиальную схему RC_p -цепи межкаскадной связи.

Упражнение 9.13. Исходя из каких условий выбираются значения номиналов RC_p -цепи межкаскадной связи?

Упражнение 9.14. Как зависит эффективность регулирования АЧХ от номиналов элементов схемы, изображенной на рис. 9.7?

Приложение

НОМИНАЛЬНЫЕ ЗНАЧЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЙ РЕЗИСТОРОВ И ЕМКОСТЕЙ КОНДЕНСАТОРОВ

Шкалы постоянных резисторов содержат номинальные значения допустимых мощностей рассеяния и сопротивлений [18].

Значения номинальных мощностей рассеяния согласно ГОСТ 9663—71 образуют ряд: 0,01; 0,025; 0,05; 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 6,3; 8; 10; 16; 25; 40; 63; 75; 80; 100; 160; 250; 400; 630; 800; 1000 Вт.

Номинальные значения сопротивлений и допуски согласно ГОСТ 2865—67 и ГОСТ 10318—74 установлены шестью рядами: E6; E12; E24; E48; E96; E192. Эти ряды представляют собой геометрические прогрессии со знаменателями, равными $q_N = \sqrt[N]{10}$ для рядов EN. Допуск для ряда E6 составляет $\pm 20\%$, для E12 $\pm 10\%$, для E24 $\pm 5\%$ ¹.

Ряды номинальных значений сопротивлений резисторов с допусками ± 20 , ± 10 , $\pm 5\%$

E6	E12	E24	E6	E12	E24	E6	E12	E24
1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
		1,1			2,4			5,1
	1,2	2,7	5,6					
1,5	1,5	1,2	3,3	3,3	3,0	6,8	6,8	6,2
		1,3			3,3			6,8
		1,5			3,6			7,5
	1,8	1,6	3,9	3,9	8,2		8,2	
		1,8		4,3			9,1	

¹ Реже используется еще один ряд E3 с номиналами 1; 2,2; 4,7 при допуске $\pm 30\%$.

Непроволочные резисторы в зависимости от номиналов их сопротивлений выпускаются от 1 Ом до 1 ТОм, т. е. 10^{12} Ом.

Ряды номинальных значений Е6, Е12, Е24, а также Е3 относятся к емкостям постоянных конденсаторов от 1 пФ до 470 000 мкФ [19]. Для конденсаторов с номинальным напряжением не выше 10 кВ установлен следующий ряд напряжений (ГОСТ 9665—77): 1; 1,6; 2,5; 3,2; 4; 6,3; 10; 16; 20; 25; 32; 40; 50; 63; 80; 100; 125; 160; 200; 250; 315; 350; 400; 450; 500; 630; 800; 1000; 1600; 2000; 2500; 3000; 4000; 5000; 6300; 8000; 10 000 В.

Конденсаторы прежних разработок с оксидным диэлектриком (по старому электролитические), например, типов К50-3А, К50-3Б, К50-9, К50-6, выпускаются следующих емкостей: 0,5; 1; 2; 5; 10; 20; 50; 100; 200; 500; 1000 мкФ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства. — М.: Радио и связь, 1983. — 264 с.
2. ГОСТ 11515—75. Каналы и тракты звукового вещания. Классы. Основные параметры качества.
3. Белецкий А. Ф. Теория линейных электрических цепей. — М.: Радио и связь, 1986. — 544 с.
4. Высококачественные полупроводниковые усилители с обратной связью: Инженерные методы расчета/А. И. Борисов, В. М. Белявцев, И. Н. Жуков и др.; Под ред. А. И. Борисова, А. В. Кривошейкина. — М.: Радио и связь, 1982. — 200 с.
5. Мурадян А. Г. Разумихин В. М., Тверецкий М. С. Усилительные устройства. — М.: Связь, 1976. — 280 с.
6. Гапличук Л. С. Структурный синтез транзисторных усилителей с обратной связью. — М.: Связь, 1972. — 128 с.
7. Караванов В. И., Белявцев В. М. Методические указания к курсовому проектированию усилительных устройств с глубокой обратной связью. — Л.: ЛЭИС, 1981. — 65 с.
8. Войшвилло Г. В. Универсальный метод расчета каскадов импульсных усилителей с низкочастотной коррекцией. — Радиотехника, т. 23, 1968, № 8, с. 44—50.
9. Проектирование усилительных устройств: Учеб. пособие для вузов/В. В. Ефимов, В. Н. Павлов, Ю. П. Соколов и др.: Под ред. Н. В. Терпугова. — М.: Высшая школа, 1982. — 190 с.
10. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник/К. М. Брежнева, Е. И. Гантман, Т. И. Давыдова и др.; Под ред. Б. Л. Перельмана. — Радио и связь, 1982. — 656 с.
11. Войшвилло Г. В. Усилители низкой частоты на электронных лампах. — М.: Связьиздат, 1963. — 760 с.
12. Электровакуумные электронные и ионные приборы: Справочник/Б. В. Канцельсон, А. М. Калугин, А. С. Ларионов. — М.: Радио и связь, 1985. — 864 с.
13. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ. — М.: Мир, 1982—512 с.
14. Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем: Пер. с англ. — М.: Энергия, 1976. — 256 с.
15. Аналоговые интегральные микросхемы: Справочник/Б. П. Кудряшов, Ю. В. Базаров, Б. В. Тарабрин и др. — М.: Радио и связь, 1981. — 160 с.
16. Мигулин И. Н., Чаповский М. З. Интегральные схемы в радиоэлектронных устройствах. — Киев: Техника, 1978. — 232 с.
17. Усилительные устройства на интегральных микросхемах: Учеб. пособие/А. Г. Алексеев, В. А. Андреев, Г. В. Войшвилло и др. — Л.: ЛЭИС, 1983. — 48 с.
18. Резисторы: Справочник/Ю. Н. Андреев, А. И. Антонян, Д. М. Иванов и др.; Под ред. И. И. Четверткова. — М.: Энергоиздат, 1981, — 352 с.
19. Справочник по электрическим конденсаторам/М. Н. Дьяконов, В. И. Карабанов, В. И. Пряжков, и др.; Под общ. ред. И. И. Четверткова и В. Ф. Смирнова. — М.: Радио и связь, 1983. — 576 с.