

5. Мощность, потребляемая каждым из транзисторов:

$$P_{01} = E_1 I_{0p} = 12 \cdot 0,35 = 4,2 \text{ Вт.}$$

6. Мощность, рассеиваемая на коллекторе каждого из транзисторов

$$P_{K1} = P_{01} - P_{\text{вых } 1} = 4,2 - 3 = 1,2 \text{ Вт, где } P_{\text{вых } 1} = P_{\text{вых}}/2 = 6/2 = 3 \text{ Вт.}$$

7. Требуемая предельная частота транзисторов

$$f_{\text{нз}} \geq f_{\text{в}} / \sqrt{M_{\text{в}}^2 - 1} = 10 / \sqrt{1,12^2 - 1} = 20 \text{ кГц.}$$

8. Выбираем комплектную пару транзисторов КТ814Б и КТ815Б. Выписываем основные параметры: $P_{K \text{ max}} = 10 \text{ Вт}$, $U_{K \text{ max}} = 40 \text{ В}$, $I_{K \text{ max}} = 1,5 \text{ А}$, $f_{\text{нз}} = 40$, $f_{\text{вз}} = 3 \text{ МГц}$.

9. Определяем ток покоя

$$I_{K0} = 0,05 I_{K \text{ max}} = 0,05 \cdot 1,095 = 55 \text{ мА.}$$

10. Строим нагрузочную прямую через точку покоя и точку на оси токов $I = E_1/R_{\text{н}} = 12/10 = 1,2 \text{ А}$ (рис. 16.24).

11. Остаточное напряжение $U_{K \text{ ост}} = 0,9 \text{ В}$.

12. Ток базы, соответствующий току $I_{K \text{ м}}$: $I_{B \text{ max}} = 30 \text{ мА}$.

13. Переносим точки I_{B0} и $I_{B \text{ max}}$ на входную характеристику транзистора и определяем амплитуду тока базы по рис. 16.25 $I_{B \text{ м}} = I_{B \text{ max}} - I_{B0} = 30 - 0,4 = 29,6 \text{ мА}$ и амплитуду напряжения $U_{B \text{ м}} = U_{B \text{ max}} - U_{B0} = 0,95 - 0,7 = 0,25 \text{ В}$.

14. Входная мощность $P_{\text{вх}} = 0,5 I_{B \text{ м}} U_{B \text{ м}} = 0,5 \cdot 29,6 \cdot 10^{-3} \cdot 0,25 = 3,7 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}$.

15. Амплитуда входного напряжения

$$U_{\text{вх м}} = U_{B \text{ м}} + U_{K \text{ ост}} = 0,25 + 10,95 = 11,2 \text{ В.}$$

16. Емкость разделительного конденсатора в цепи нагрузки

$$C_{\text{р}} = 1/2\pi f_{\text{н}} R_{\text{н}} \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1} = 1/6,28 \cdot 50 \cdot 10 / \sqrt{1,12^2 - 1} = 800 \text{ мкФ.}$$

Выбираем электролитический конденсатор типа К50-16 емкостью 1000 мкФ и номинальное напряжение 25 В.

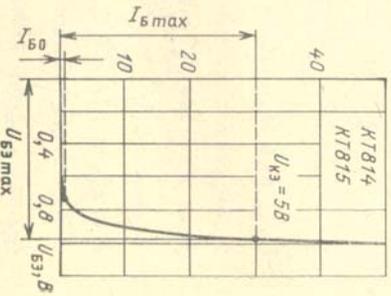
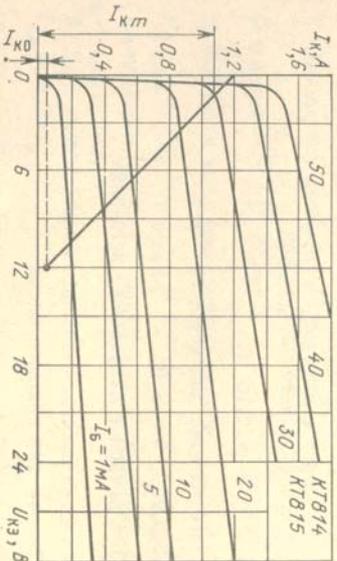


Рис. 16.24. К построению нагрузочной прямой

Рис. 16.25. Входная характеристика транзистора

17. Мощность в нагрузке $P_{\text{вых}} = 0,5 U_{K \text{ м}} I_{K \text{ м}} = 0,5 \cdot 11,1 \cdot 1,095 = 6,078 \text{ Вт}$, где $U_{K \text{ м}} = E_1 - U_{K \text{ ост}} = 12 - 0,9 = 11,1 \text{ В}$.

$P_{\text{вых}} > P_{\text{вых за}}.$

18. Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора каждого плеча:

$$P_K = \frac{0,101 U_{K \text{ м}}^2}{R_{\text{н}}} = \frac{0,101 \cdot 11,1^2}{10} = 1,24 \text{ Вт} < P_{K \text{ max}}.$$

Выводы. 1. Основное достоинство безтрансформаторных схем — возможность согласования выходного сопротивления с нагрузкой в отсутствие согласующего трансформатора. 2. Основная схема безтрансформаторного оконечного каскада — двухтактная схема на комплементарных транзисторах. 3. При большой выходной мощности схема собирается на составных транзисторах в плечах. 4. За счет глубокой ООС в каскаде обеспечиваются минимальные частотные, фазовые и нелинейные искажения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как обеспечивается малое выходное сопротивление в безтрансформаторных каскадах?
2. Что дает применение комплементарных пар в безтрансформаторных усилителях?
3. Как обеспечивается питание по постоянному току нижнего плеча схемы в режиме В в тот период, когда верхнее плечо не работает?
4. Что дает применение составных транзисторов в безтрансформаторных каскадах?

Глава 17. ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СХЕМ И РАБОТЫ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

17.1. ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В большинстве случаев одиночные каскады не обеспечивают необходимое усиление и заданные параметры усилителей. Поэтому усилители, которые применяются в аппаратуре связи и измерительной технике, многокаскадные. При анализе и расчете многокаскадного усилителя необходимо определить общий коэффициент усиления усилителя, искажения, вносимые им, распределить их по каскадам, определить требования к источникам, решить вопросы введения обратных связей и т. д.

КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ МНОГОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Коэффициент усиления усилителя можно определить, исходя из структурной схемы (рис. 17.1):

$$\begin{aligned} K_{\text{общ}} &= U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = (U_{\text{вых}}/U_{n-1}) \dots (U_2/U_1) (U_1/U_{\text{вх}}) = \\ &= K_n K_{n-1} \dots K_2 K_1 \end{aligned} \quad (17.11)$$

или

$$K_{\text{общ}} = K_1 K_2 \dots K_n e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n)}, \quad (17.12)$$

где K_1, \dots, K_n — коэффициенты усиления каскадов, $\varphi_1, \dots, \varphi_n$ — фазовые сдвиги, вносимые каждым усилительным каскадом.

Таким образом, для многокаскадного усилителя общий коэффициент усиления равен произведению коэффициентов усиления каждого каскада. Суммарный фазовый сдвиг, вносимый усилителем, равен сумме фазовых сдвигов каждого каскада. Сквозной коэффициент усиления

$$K_{\text{общ}}^* = K_{\text{вх}} K_{\text{общ}} K_{\text{вых}} \quad (17.13)$$

где $K_{\text{вх}} = Z_{\text{вх}}/(Z_{\text{г}} + Z_{\text{вх}})$ — коэффициент передачи входной цепи. Если коэффициент усиления отдельных каскадов выразить в логарифмических единицах, то общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя будет равен сумме коэффициентов

$$K_{\text{общ}} [\text{дБ}] = K_1 [\text{дБ}] + \dots + K_n [\text{дБ}].$$

В аппаратуре связи для компенсации потери мощности на отдельных участках (затухания) необходимо, чтобы усилитель работал на согласованную нагрузку, т. е. его входное сопротивление должно быть равно сопротивлению источника (выходного сопро-

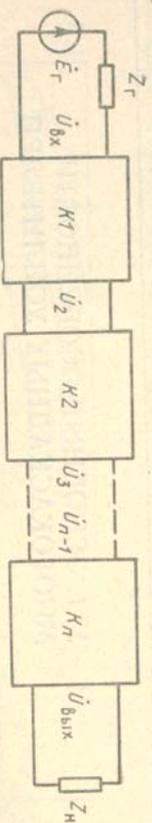


Рис. 17.1. К определению коэффициента усиления многокаскадного усилителя

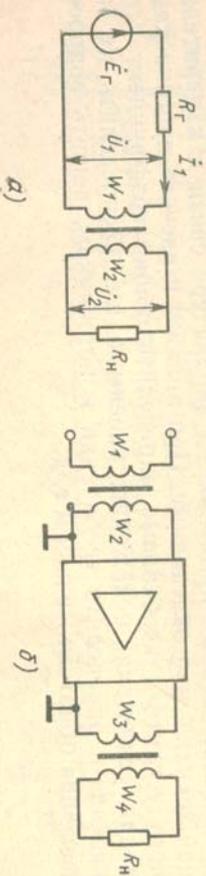


Рис. 17.2. Применение согласующего трансформатора:

а — к определению коэффициента трансформации трансформатора, б — согласование входного и выходного сопротивлений усилителя

тивления предыдущего тракта аппаратуры или линии), а выходное сопротивление должно равняться сопротивлению нагрузки. Для согласования усилителей по входу и выходу используют усилители с обратной связью и согласующие трансформаторы. Отклонение от согласования в рабочей полосе частот оценивается коэффициентом отражения

$$\delta_z = \left| \frac{Z_{\text{г}} - Z_{\text{вх}}}{Z_{\text{г}} + Z_{\text{вх}}} \right|. \quad (17.14)$$

При использовании согласующих трансформаторов пересчитанное сопротивление нагрузки в первичную обмотку $R'_1 = R_n n^2$, где n — коэффициент трансформатора, т. е. отношение витков первичной обмотки к вторичной (рис. 17.2, а).

Из рис. 17.2, а имеем: $U_2 = U_1/n$; $I_2 = I_1 n$, тогда $R_n = U_2/I_2 = (U_1/n)/I_1 n^2$ или $R'_1 = U_1/I_1 = R_n n^2 = R_n$. Отсюда с учетом потерь в трансформаторе коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{R_n/R'_n} \eta_n, \quad (17.15)$$

где η_n — КПД трансформатора.

Применение входного и выходного трансформаторов позволяет достаточно просто осуществить переход с симметричной схемы на несимметричную, и наоборот (рис. 17.2, б).

СУММИРОВАНИЕ ИСКАЖЕНИЙ В МНОГОКАСКАДНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Коэффициент частотных искажений $M_{\text{общ}}$ определяется как отношение модуля коэффициента усиления на средней частоте к модулю коэффициента усиления на рассматриваемой частоте, т. е.

$$M_{\text{общ}} = K_{0 \text{ общ}}/K_{\text{общ}}(\omega) = (K_{01}/K_1(\omega)) (K_{02}/K_2(\omega)) \dots (K_{0n}/K_n(\omega)).$$

Следовательно, общий коэффициент частотных искажений многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов частотных искажений каждого каскада

$$M_{\text{общ}} = M_1 M_2 \dots M_n. \quad (17.16)$$

С учетом коэффициента передачи входной и выходной цепей

$$M_{\text{общ}}^* = M_{\text{вх}} M_1 M_2 \dots M_n M_{\text{вых}}. \quad (17.17)$$

Соответственно относительный коэффициент усиления

$$Y_{\text{общ}} = Y_1 Y_2 \dots Y_n. \quad (17.18)$$

Для коэффициента частотных искажений и относительного коэффициента усиления усилителя в логарифмических единицах

$$M_{\text{общ}} [\text{дБ}] = M_1 [\text{дБ}] + M_2 [\text{дБ}] + \dots + M_n [\text{дБ}], \quad (17.19)$$

$$Y_{\text{общ}} [\text{дБ}] = Y_1 [\text{дБ}] + Y_2 [\text{дБ}] + \dots + Y_n [\text{дБ}]. \quad (17.10)$$

Заданные частотные искажения между каскадами распределяют таким образом, чтобы получить наименьшую стоимость и габарит-

ные размеры усилителя. Наибольшие частотные искажения дают трансформаторные усилительные каскады. Поэтому на нижней частоте в трансформаторном каскаде коэффициент искажений берут в 2...3 раза выше, чем в обычном резисторном каскаде. Для уменьшения размеров переходных конденсаторов при низкой граничной частоте диапазона можно применить низкочастотную коррекцию. На верхней граничной частоте диапазона звуковых частот частотные искажения могут значительно проявляться только в трансформаторных каскадах, которые можно уменьшить соответствующим выбором параметров трансформатора (уменьшением индуктивности рассеяния и межвитковой емкости). В широкополосных усилителях для получения возможно большего усиления в каждый каскад следует вводить высокочастотную коррекцию.

В усилителях импульсных сигналов искажения общей переходной характеристики можно определить по искажениям переходных характеристик отдельных каскадов. Общее время нарастания

$$t_{уст\ общ} = \sqrt{t_{уст\ вх}^2 + t_{уст\ 1}^2 + \dots + t_{уст\ n}^2} \quad (17.11)$$

Выброс вершины

$$\delta_{общ} \approx \sqrt{\epsilon_{вх}^2 + \epsilon_1^2 + \dots + \epsilon_n^2} \quad (17.12)$$

Спад плоской вершины

$$\Delta u \text{ общ} = \Delta u_{вх} + \Delta u_1 + \dots + \Delta u_n \quad (17.13)$$

Время установления импульса в усилителях из n каскадов, которые не имеют выбросов, можно определить по формуле $t_{уст\ общ} \approx t_{уст\ n}^{0,6}$. В отсутствие выбросов во входной цепи и в каждом каскаде выброс многокаскадного усилителя будет отсутствовать. Для усилителей, имеющих каскады с сильно различающимися выбросами и временами установления, данные соотношения непригодны. В этом случае необходимо графическим способом построить его переходную характеристику в области малых времен.

Равномерное распределение частотных искажений на высшей рабочей частоте или времени установления между отдельными каскадами широкополосного усилителя дает возможность получить наиболее стабильные параметры усилителя, но не является наиболее экономичным. Наибольший экономический эффект можно получить при взаимной коррекции каскадов, т. е. когда искажения по каскадам распределяются неравномерно. Недостаток взаимной коррекции каскадов в том, что при изменении параметров усилительных элементов и компонентов, входящих в каскады, частотные искажения на верхних частотах и время установления изменяются сильнее, чем у усилителя с одинаковыми каскадами.

НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Коэффициент нелинейных искажений многокаскадного усилителя в основном определяется последним каскадом, так как амплитуда сигнала на входе оконечного каскада наибольшая. Прибли-

женно коэффициент нелинейных искажений многокаскадного усилителя можно оценить суммированием отдельных коэффициентов гармоник каскадов

$$k_{r\ общ} \approx \sqrt{k_{r\ 2\ общ}^2 + k_{r\ 3\ общ}^2 + \dots + k_{r\ n\ общ}^2} \quad (17.14)$$

где $k_{r\ 2\ общ} = k'_{r\ 2} + k''_{r\ 2} + \dots$ — суммарный коэффициент нелинейных искажений каскадов по второй гармонике; $k_{r\ 3\ общ} = k'_{r\ 3} + k''_{r\ 3} + \dots$ — суммарный коэффициент нелинейных искажений каскадов по третьей гармонике и т. д.

ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

В общем случае собственные помехи или шумы усилителей определяются несколькими факторами, из которых основные: фон, наводки, шумы микрофонного эффекта и тепловые шумы. В многокаскадных усилителях происходит суммирование шумов, причем наибольшее значение имеют шумы входной цепи и первых каскадов, которые усиливаются последующими каскадами. В правильно сконструированном усилителе путем рационального расположения и крепления элементов, фильтрации цепей питания, экранирования входных цепей или всего усилителя и т. д. фон, наводки и микрофонный эффект можно сделать сколь угодно малыми. Поэтому собственные шумы усилителей в основном определяются тепловыми шумами. Как было показано в гл. 12, собственные шумы усилителя оцениваются с помощью коэффициента шума $K_{ш}$, равного отношению мощности шума на выходе усилителя к мощности теплового шума, создаваемого на выходе источником сигнала.

$$K_{ш} = P_{ш\ общ\ в\ вх} / P_{ш\ в\ вх} = P_{ш\ общ\ в\ вх} / k T T_{ш} K_{ш}$$

где $K_{ш}$ — коэффициент усиления усилителя по мощности. Коэффициент шума многокаскадного усилителя определяется как

$$K_{ш\ общ} = K_{ш\ вх} + (K_{ш1} - 1) / K_{ш\ вх} + (K_{ш2} - 1) / K_{ш\ вх} K_{ш1} + \dots \quad (17.15)$$

где $K_{ш\ вх}$ и $K_{ш1}$ — коэффициенты передачи и усиления по мощности входного устройства и первого каскада усилителя соответственно. Коэффициент шума входной цепи $K_{ш\ вх}$ учитывают для малошумящих усилителей, если в качестве входной цепи применен трансформатор или фидер. В этом случае $K_{ш\ вх} = 1 / K_{ш\ вх}$.

Для уменьшения мощности шума на выходе усилителя желательно иметь максимальный коэффициент усиления по мощности, что можно достичь путем согласования входной и выходной цепей усилителя. Такое согласование в некоторых типах усилителей, особенно в усилителях проводной связи, достигается с помощью входных и выходных трансформаторов. Снижение шума на выходе усилителя достигается также применением малошумящих усилительных элементов на входе и специальными мерами, позволяющими

повысить отношение между полезным сигналом и шумом, т. е. при менением протывошумовой коррекции.

Выводы. 1. Коэффициент усиления и коэффициент частотных искажений многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления и коэффициентов частотных искажений каждого каскада. 2. Нелинейные искажения многокаскадного усилителя в основном определяются нелинейностью усилительного элемента оконечного каскада. 3. Коэффициент шума многокаскадного усилителя в основном определяется шумами входной цепи и первого каскада. Для уменьшения шума на выходе усилителя необходимо иметь максимальный коэффициент усиления по мощности, т. е. усилитель должен быть согласован по входу и выходу.

17.2. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ КАСКАДОВ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

РЕЗИСТОРНЫЙ КАСКАД С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ

Последовательная отрицательная обратная связь по току — одна из наиболее распространенных видов связи, применяемых в усилительных каскадах. Это объясняется простотой реализации схемы и повышением входного сопротивления каскада, что во многих случаях является положительным свойством каскада. Последовательная обратная связь может быть введена путем включения в общий электрод усилительного элемента двухполосника с сопротивлением $Z_{o.c.}$ При применении частотно-независимой обратной связи вместо $Z_{o.c.}$ включается резистор $R_{o.c.}$ Рассмотрим действие последовательной обратной связи на примере каскада на биполярном транзисторе (рис. 17.3). Падение напряжения на сопротивлении $R_{o.c.}$ в фазе с переменной составляющей тока эмиттера. Поэтому управляющее напряжение $U_{вз} = U_{вх} - U_{o.c.}$, т. е. имеет место отрицательная обратная связь по току.

Входное сопротивление транзистора с отрицательной обратной связью по току приведено в гл. 13 [см. выражение (13.18)]. В общем случае входное сопротивление каскада состоит из параллель-

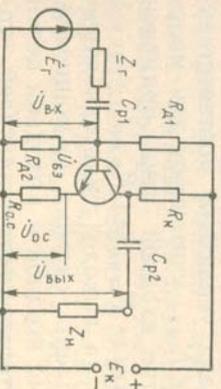


Рис. 17.3. Схема каскада с отрицательной обратной связью по току

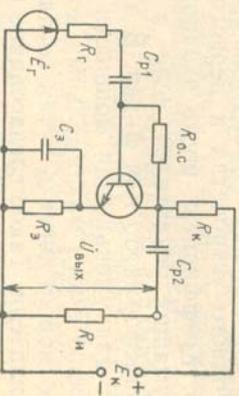


Рис. 17.4. Схема каскада с параллельной обратной связью по напряжению

но включенных сопротивлений делителя в цепи базы $R_{д1}$ и $R_{д2}$ и входного сопротивления транзистора $h_{11э o.c.}$ Тогда

$$R_{вх} = R_{дел} h_{11э o.c.} / (R_{дел} + h_{11э o.c.}), \quad (17.16)$$

где $R_{дел} = R_{д1} R_{д2} / (R_{д1} + R_{д2})$.

Удобнее сопротивление делителя пересчитать в эквивалентное сопротивление источника сигнала $R_{гэ}$ с эквивалентной ЭДС $E_{гэ}$. На основании теоремы об эквивалентном генераторе $R_{гэ} = R_{д1} R_{дел} / (R_{гэ} + R_{дел})$. Коэффициент усиления каскада

$$K_{o.c.} = h_{21э} R_{н.c.} / [h_{11э} + (1 + h_{21э}) R_{o.c.}] = S_{o.c.} R_{н.c.}, \quad (17.17)$$

где $R_{н.c.} = R_r R_n / (R_r + R_n)$ — сопротивление нагрузки переменному току, $S_{o.c.} = h_{21э} / [h_{11э} + (1 + h_{21э}) R_{o.c.}]$ — крутизна характеристики транзистора с ООС. При глубокой обратной связи, когда $h_{11э} \ll (1 + h_{21э}) R_{o.c.}$, коэффициент усиления усилителя $K_{o.c.} \approx R_{н.c.} / R_{o.c.}$. Сквозной коэффициент усиления каскада $K^*_{o.c.} = k^*_{вх o.c.} K_{o.c.}$, где $k^*_{вх o.c.}$ — коэффициент передачи входной цепи с учетом сопротивления делителя $R_{дел}$.

Выходное сопротивление каскада

$$R_{вых o.c.} \approx \frac{1}{h_{22э}} (1 + S^* R_{o.c.}), \quad (17.18)$$

где S^* — сквозная крутизна.

Влияние ООС улучшает частотные свойства каскада и нелинейные искажения, которые уменьшаются в A^* раз.

КАСКАД С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Принципиальная схема каскада с параллельной обратной связью по напряжению приведена на рис. 17.4. Резистор $R_{o.c.}$ подключен к коллектору транзистора, что позволяет ввести ООС по постоянному току для стабилизации точки покоя. Одновременно с помощью $R_{o.c.}$ осуществляется отрицательная обратная связь по переменному току, так как фаза выходного напряжения $U_{вых}$ сдвинута относительно входного напряжения $U_{вх}$ на угол π . При коротком замыкании выхода и входа по переменному току обратная связь пропадает, следовательно, в усилителе действует параллельная обратная связь по напряжению. Входное сопротивление каскада определяется выражением (13.19), тогда

$$R_{вх o.c.} = h_{11э} R_{o.c.} / [R_{o.c.} + (1 + K) h_{11э}] \approx \approx h_{11э} R_{o.c.} / (R_{o.c.} + h_{21э} R_{н.c.}), \quad (17.19)$$

так как обычно $K \gg 1$. Коэффициент усиления определяется из выражения (13.8), где при $h_{11э} \ll R_{o.c.}$ коэффициент передачи

$$k^*_{вх} \approx k_{вх} = h_{21э} / (R_r + h_{11э}).$$

Тогда

$$K^*_{o.c.} = k_{вх} S_{R_{н.c.}} / [1 + k_{вх} S_{R_{н.c.}} R_r / R_{o.c.}] \quad (17.20)$$

Выходное сопротивление каскада с учетом влияния сопротивления генератора можно определить из (13.25), заменив коэффициент усиления холостого хода на сквозной коэффициент усиления

$$K_{x,x}^* = K_{вх} K_{x,x} = K_{вх} h_{21э} / h_{11э} h_{22э}.$$

Тогда

$$R_{вх} = \frac{1}{\frac{1}{h_{22э} \left[1 + \frac{h_{11э} h_{21э} R_r}{(R_r + h_{11э}) h_{22э} h_{11э} R_{o.c}} \right]} + \frac{R_{o.c} (R_r + h_{11э})}{h_{21э} R_r + R_{o.c} h_{22э} (R_r + h_{11э})}} =$$

Выходная проводимость транзистора $h_{22э}$ является малой величиной, которая для маломощных транзисторов составляет около 10^{-4} , поэтому выходное сопротивление каскада

$$R_{вх} = R_{o.c} (R_r + h_{11э}) / (h_{21э} + R_r). \quad (17.21)$$

Таким образом, каскад с параллельной обратной связью по напряжению обладает меньшими входным и выходным сопротивлениями, чем обычный; поэтому коэффициент усиления каскада остается прежним. Однако сквозной коэффициент усиления уменьшается в A^* раз. За счет обратной связи улучшаются частотные свойства каскада.

КАСКАД С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Наиболее распространены в качестве усилительных каскадов с последовательной обратной связью по напряжению схемы, в которых нагрузка включена в цепь эмиттерного электрода. На рис. 17.5 приведена схема каскада с общим коллектором. Сопротивление нагрузки переменному току состоит из параллельного включения $R_э$ и $R_{н1}$, так как сопротивление конденсатора $C_{р2}$ для нижней граничной частоты берется много меньше, чем $R_{н1}$. В данном каскаде все выходное напряжение является напряжением об-

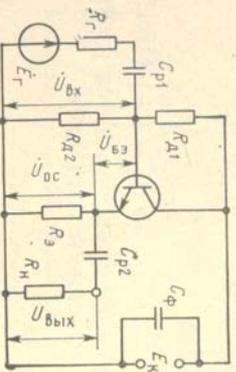


Рис. 17.5. Схема простого эмиттерного повторителя

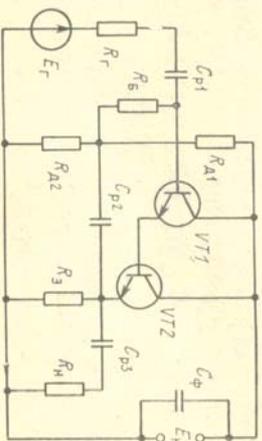


Рис. 17.6. Схема эмиттерного повторителя на составных транзисторах

ратной связи, так как выходное напряжение находится в фазе с входным, поэтому управляющее напряжение $U_{вэ} = U_{вх} - U_{o.c}$, т. е. имеет место отрицательная обратная связь. При замыкании входных зажимов обратная связь сохраняется, что говорит о последовательной обратной связи. В соответствии с выражением (13.18) входное сопротивление каскада без учета сопротивления делителя $R_{д1}$ и $R_{д2}$ будет равно

$$R_{вх\ o.c} = h_{11э} + (1 + h_{21э}) R_{н1}, \quad (17.22)$$

где $R_{н1} = R_э R_{н1} / (R_э + R_{н1})$ и при достаточно большом сопротивлении нагрузки $R_{вх\ o.c} \approx h_{21э} R_{н1}$, т. е. в данном каскаде входное сопротивление в очень сильной степени зависит от сопротивления нагрузки. С учетом сопротивления делителя

$$R'_{вх\ o.c} = R_{вх} R_{дел1} / (R_{вх} + R_{дел1}).$$

Так как каскад с общим коллектором представляет собой усилитель с 100%-й обратной связью по напряжению, где $\beta_{o.c} = 1$, то

$$K_{o.c} = K / (1 + K) = S_э R_{н1} / (1 + S_э R_{н1}). \quad (17.23)$$

Выходное сопротивление каскада с общим коллектором можно разделить из выражения (13.25)

$$R_{вх\ o.c} = R_{вх} / (1 + K_{x,x}^*) \approx (h_{11э} + R_{гэ}) / (h_{21э} + 1), \quad (17.24)$$

где $R_{гэ}$ — эквивалентное сопротивление генератора с учетом делителя напряжения в цепи базы. При $R_{гэ}$ близком к нулю,

$$R_{вх\ o.c} \approx h_{11э} / h_{21э} = 1/S. \quad (17.25)$$

В связи с тем, что коэффициент усиления каскада близок к единице, фаза выходного напряжения совпадает с фазой входного и форма выходного напряжения повторяет входное, поэтому такие каскады получили название повторителей.

При низкоомной нагрузке, а также за счет делителя напряжения в цепи базы входное сопротивление эмиттерных повторителей уменьшается. Поэтому для получения большого входного сопротивления (сотни килоом) используют специальные схемы эмиттерных повторителей, которые выполняются на составных транзисторах с применением дополнительных мер, где компенсируется сравнительно небольшое сопротивление входного делителя напряжения (рис. 17.6). Напряжение смещения на базу транзистора подается с делителя $R_{д1}$, $R_{д2}$ через дополнительное сопротивление $R_о$. Емкость конденсатора $C_{р2}$ берется такой, чтобы его сопротивление на нижней частоте было бы минимальным. Тогда резистор $R_о$ будет находиться под разностью напряжений $U_{вх} - U_{вх} = U_{вх} (1 - K)$, что равносильно увеличению его сопротивления в $1/(1 - K)$ раз. В связи с этим сопротивление делителя почти не оклазывает влияния на входное сопротивление, так как $K \approx 1$.

Входное сопротивление каскада можно увеличить, применив составные транзисторы. Так как коэффициент передачи по току составного транзистора $h'_{21э} \approx h_{21э1} h_{21э2}$, то увеличиваются в сильной

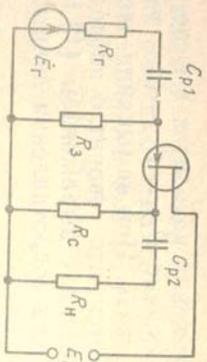


Рис. 17.7. Схема источника повторителя

Однако они имеют малую крутизну (около 0,5... 5 мА/В), что не позволяет иметь очень малое выходное сопротивление, которое не может быть меньше $1/S$. Для уменьшения выходного сопротивления можно использовать комбинацию из полевого и биполярного транзисторов.

УСИЛИТЕЛИ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОРИЦАТЕЛЬННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ МОСТОВОГО ТИПА

В усилителях многоканальных систем передачи для обеспечения высокой стабильности коэффициента усиления, входного и выходного сопротивлений и получения очень малых нелинейных искажений применяют глубокую обратную связь мостового типа. Основное достоинство ее в том, что при сбалансированных мостах глубина ООС не зависит от сопротивления входной и выходной цепей. Применение мостовой обратной связи позволяет изменять усиление усилителя без изменения выходного сопротивления или наоборот выходное сопротивление усилителя без изменения коэффициента усиления путем изменения соотношений между обратными связями по напряжению и току. Обычно комбинируются обратная связь мостового типа реализуется с помощью входных и выходных устройств с использованием на входе и выходе дифференциальных неравноплечных трансформаторов.

Использование трансформаторов позволяет обеспечить на входе согласование по минимуму коэффициента шума и оптимальное согласование выхода усилителя с сопротивлением нагрузки. Функциональная схема усилителя, которая широко используется в аппаратуре многоканальной связи, приведена на рис. 17.8.

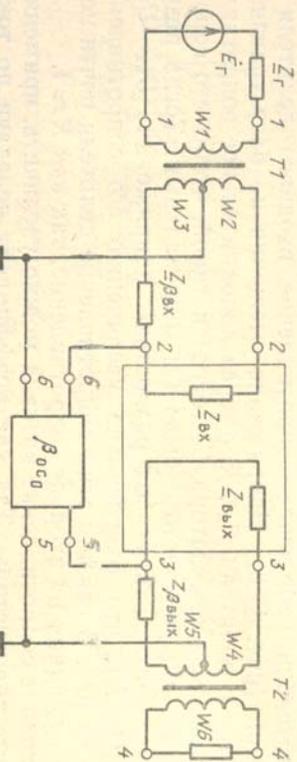


Рис. 17.8. Функциональная схема усилителя с мостовой обратной связью

Для простоты будем считать сопротивления Z_1 , $Z_{вх}$, $Z_{вых}$, $Z_{ввх}$, $Z_{нвх}$, Z_n активными (R_1 , $R_{вх}$, $R_{вых}$, $R_{ввх}$, $R_{нвх}$, R_n).

Входной шестиполосник образован входным трансформатором T_1 , имеющим первичную обмотку W_1 , вторичную обмотку W_2 , обмотку связи W_3 , и сопротивление обратной связи $R_{ввх}$. Сопротивление $R_{ввх}$ обеспечивает последовательную обратную связь. С помощью обмотки W_3 вводится параллельная обратная связь. При закороченных зажимах на входе напряжение обратной связи, возникающее на сопротивлении $R_{ввх}$, будет приложено ко входным зажимам 2—2 усилителя, а напряжение на обмотке W_3 обращается в нуль. При холостом ходе на входе усилителя напряжение на обмотке будет приложено к входу усилителя. Плечи моста образованы обмотками W_2 , W_3 и сопротивлениями $R_{ввх}$, $R_{вых}$. При сбалансированном мосте отсутствует взаимное влияние источника сигнала и выхода цепи обратной связи, так как пересчитанная ЭДС источника сигнала приложена к одной диагонали, а выход цепи обратной связи к другой.

Выходной шестиполосник образован выходным трансформатором T_2 , имеющим обмотку W_4 , обмотку связи W_5 , и сопротивлением обратной связи по току $R_{вых}$. При коротком замыкании на выходе (зажимы 4—4) напряжение обратной связи на обмотке W_5 пропадает, а напряжение обратной связи по току на сопротивлении $R_{вых}$ сохраняется. При холостом ходе на выходе напряжение обратной связи на обмотке W_5 остается, а напряжение обратной связи на сопротивлении $R_{вых}$ обращается в нуль. При сбалансированном выходном мосте отсутствует взаимное влияние между нагрузкой, которая включена в одну диагональ моста, и входом цепи ОС, которая включена в другую диагональ.

При сбалансированном мосте обеспечивается независимость цепей; при этом $R_{ввх}/R_{вых} = W_4/W_5 = \sigma_2$ или $R_{ввх} = R_{ввх}/\sigma_2$, где σ_2 — коэффициент, характеризующий несимметричность обмоток выходного трансформатора. Для нахождения коэффициента усиления усилителя необходимо определить общий коэффициент передачи обратной связи $\beta_{о.об} = R_{ввх}W_3/R_{о.о}$ (где $R_{ввх}$ — коэффициент передачи обратной связи входной цепи от зажимов 6—6 к зажимам 2—2, $R_{ввх}$ — коэффициент передачи обратной связи выходной цепи от зажимов 3—3 к зажимам 5—5), а также коэффициенты передачи с входом и выходом $\beta_{вх}$ и $\beta_{вых}$ при условии согласования усилителя с входом и выходом.

Обозначим коэффициент трансформации $W_4/W_6 = n_2$; $W_5/W_6 = m_2$ и $\sigma_2 = n_2/m_2$. Примем $n_2 = 1$. Тогда выходное сопротивление усилителя с обратной связью

$$R_{вх о.с} = (R_{ввх} + R_{ввх}) / (n_2 + m_2)^2$$

$$\text{или } R_{вх о.с} = R_{ввх} (1 + 1/\sigma_2) / (n_2 + m_2)^2.$$

Для согласования усилителя по выходу сопротивление нагрузок должно быть равно выходному сопротивлению $R_{ввх о.с}$ или

$$n_2 (1 + 1/\sigma_2) = \sqrt{R_{ввх} (1 + 1/\sigma_2) / R_n}.$$

Тогда необходимый коэффициент трансформации

$$n_2 = \sqrt{\frac{R_{ввх} (1 + 1/\sigma_2)}{R_n (1 + 1/\sigma_2)^2}} = \sqrt{\frac{R_{ввх} \sigma_2}{R_n (1 + \sigma_2)}}. \quad (17.26)$$

Коэффициент передачи выходной дифференциальной системы $\beta_{ввх} = U_2/E_{ввх}$ можно опреде-

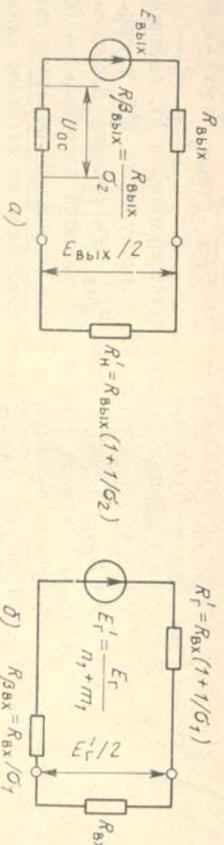


Рис. 17.9. К определению коэффициента передачи: а — выходной цепи, б — входной цепи

лить из эквивалентной схемы выходной цепи (рис. 17.9,а). При согласовании выходной цепи $U_2 = E_{вх}/2$, отсюда

$$K_{вх} = \sigma_2 / [2n_2 (1 + \sigma_2)]. \quad (17.27)$$

Коэффициент передачи дифистемы в цепь обратной связи

$$K_{об} = U_{о.с.} / E_{вх} = 1 / [2 (1 + \sigma_2)]. \quad (17.28)$$

Для входного трансформатора при равновесии моста

$$R_{вх} / R_{вх} = W_2 / W_3 = \sigma_1 \text{ или } R_{вх} = R_{вх} / \sigma_1,$$

где σ_1 — коэффициент несимметричного обмоток выходного трансформатора. Для согласования усилителя по входу пересчитанное сопротивление источника $R_r = R_{вх} + R_{вх} = R_{вх} (1 + 1/\sigma_1)$ (рис. 17.9,б). Обозначим коэффициенты трансформации входного трансформатора через $n_1 = W_2/W_1$, $m_1 = W_3/W_1$. Тогда $R_r = R_r (n_1 + m_1)^2 = R_r n_1^2 (1 + 1/\sigma_1)^2$ или $R_r = R_{вх} (1 + 1/\sigma_1) / [n_1^2 (1 + 1/\sigma_1)^2] = R_{вх} / [n_1^2 (1 + 1/\sigma_1)]$. Отсюда необходимый коэффициент трансформации входного трансформатора

$$n_1 = \sqrt{R_{вх} \sigma_1 / [R_r (1 + \sigma_1)]}. \quad (17.29)$$

Коэффициент передачи от источника сигнала ко входу усилителя (рис. 17.9,б)

$$K_{вх} = \frac{U_1}{E_r} = \frac{E_r n_1 (1 + 1/\sigma_1)}{E_r 2 (1 + 1/\sigma_1)} = \frac{n_1}{2}. \quad (17.30)$$

Коэффициент передачи последовательной обратной связи $R_{об}$ от зажимов б—б ко входу усилителя при коротком замыкании входной цепи равен единице, так как при коротком замыкании обмоток W_2 и W_3 при этом принимаем равным нулю. Тогда коэффициент усиления усилителя при глубокой отрицательной обратной связи

$$K_{о.с.} = \frac{K_{вх} K_{об}}{R_{о.с.0}} = \frac{n_1 \sigma_2 2 (1 + \sigma_2)}{2 \cdot 2 n_2 (1 + \sigma_2) R_{о.с.0}} = \frac{n_1 \sigma_2}{2 n_2 R_{о.с.0}}. \quad (17.31)$$

**СТАБИЛИЗАЦИЯ РЕЖИМА РАБОТЫ
МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ
С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ**

В транзисторных усилителях с непосредственной связью между каскадами для стабилизации режима работы используют последовательные и параллельные отрицательные обратные связи по постоянному току. Существует несколько

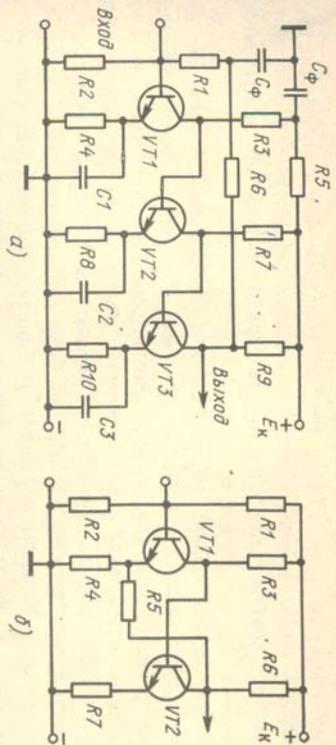


Рис. 17.10. Схема стабилизации режима работы многокаскадного усилителя обратными связями по постоянному току: а — схема трехкаскадного усилителя с параллельной обратной связью коллектор — база, б — схема двухкаскадного усилителя с обратной связью коллектор — эмиттер

ко вариантов реализации обратных связей, которые можно подразделить на следующие типы: коллектор — база, коллектор — эмиттер, эмиттер — база, эмиттер — эмиттер.

При обратной связи «коллектор-база» (рис. 17.10,а) точка покоя первого каскада стабилизируется за счет комбинированной обратной связи. При непосредственной связи между каскадами наибольшее влияние оказывает изменение тока первого транзистора, так как изменение напряжения на коллекторе V_{T1} за счет изменения тока усиливается остальными каскадами. Увеличение тока первого транзистора приводит к уменьшению тока второго и увеличению тока транзистора V_{T3} . В этом случае напряжение на коллекторе V_{T3} уменьшается, что приводит к уменьшению смещения на базе V_{T1} .

При обратной связи коллектор второго транзистора подается на эмиттер первого. Такая обратная связь используется при четном числе транзисторов. В данной схеме уменьшение тока V_{T2} за счет увеличения тока V_{T1} приводит к повышению потенциала коллектора V_{T2} , а следовательно и эмиттера V_{T1} , в результате чего происходит уменьшение тока транзистора V_{T1} . Анализ схем стабилизации режимов усилителей с непосредственной связью показывает, что лучшие результаты получаются при использовании обратной связи типа эмиттер — база

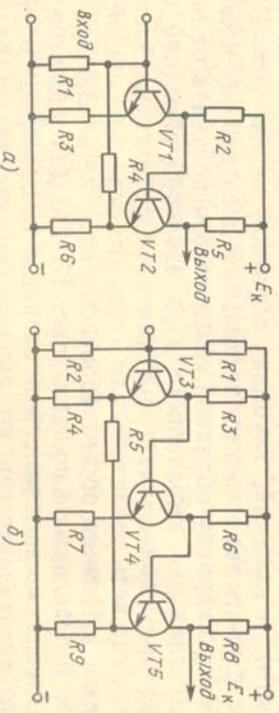


Рис. 17.11. Схема стабилизации режима работы многокаскадного усилителя: а — схема двухкаскадного усилителя с параллельной обратной связью эмиттер — база, б — схема трехкаскадного усилителя с параллельной обратной связью эмиттер — эмиттер

ти эмиттер — эмиттер (рис. 17.11), так как обратные связи, идущие с коллектора, вызывают необходимость установки дополнительных развязывающих фильтров, понижают коэффициент усиления каскада и увеличивают потребление тока в схеме.

Введение отрицательной обратной связи параллельного типа по постоянному току увеличивает стабильность режимов усилителей, делает их менее зависимыми от разбросов параметров транзисторов, сопротивлений и температуры. Наиболее совершенны с точки зрения стабильности режимов усилители с неосредствленной связью, охваченные цепью параллельной обратной связи, идущей с эмиттера четного каскада на базу первого каскада. Обратная связь эмиттер — эмиттер обладает меньшими стабилизирующими свойствами, чем связь эмиттер — база, но ее введение практически не изменяет коэффициент усиления усилителя. В многокаскадных усилителях может быть целесообразно одновременное применение обратных связей эмиттер — база и эмиттер — эмиттер.

Выводы. 1. Применение отрицательной обратной связи по току или напряжению существенно влияет на параметры усилителя. Изменяются входное и выходное сопротивления, углубляются частотные свойства, стабилизируется коэффициент усиления. Однако при этом входное и выходное сопротивления каскада, как правило, зависят от сопротивления нагрузки, источника сигнала и коэффициента усиления усилительного элемента. Поэтому для обеспечения независимости входного и выходного сопротивлений усилителя от сопротивления нагрузки и источника сигнала используются комбинированную обратную связь мостового типа. 2. Для стабилизации режима работы многокаскадных усилителей с непосредственной связью используют отрицательные обратные связи по постоянному току.

17.3. УСИЛИТЕЛИ С ОБЩЕЙ ПЕТЛЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛИТЕЛЯ

Для обеспечения заданных параметров усилителя, в частности высокой стабильности коэффициента усиления усилителя и малых нелинейных искажений, глубина обратной связи $A^* = 1 + K^* \beta_{o.c.}$ должна быть в пределах от нескольких десятков до нескольких сотен. Такую глубину обратной связи нельзя получить от однокаскадного усилителя, охваченного отрицательной обратной связью. Поэтому практические схемы усилителей состоят из нескольких каскадов, где весь усилитель или часть его охвачены общей обратной связью. Наличие общей обратной связи не исключает применения ее в отдельных каскадах (рис. 17.12). Для удобства анализа усилителя можно заменить каскады с местными обратными связями, эквивалентными по параметрам каскадами без обратных связей, и полагать, что усилитель охвачен однопетлевой общей обратной связью. Такая замена почти всегда допустима при анализе схемы в рабочем диапазоне частот.

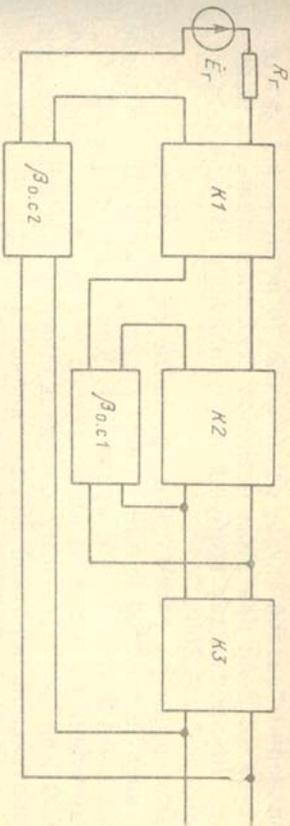


Рис. 17.12. Структурная схема многокаскадного усилителя с многопетлевой ОС

Однопетлевая общая обратная связь может быть последовательной, параллельной или комбинированной как по входу, так и по выходу усилителя. Следовательно, многокаскадный усилитель можно рассматривать как однокаскадный с эквивалентными параметрами $Z_{вх}$, $Z_{вых}$, $K_{общ}$, охваченный отрицательной обратной связью с коэффициентом передачи $\beta_{o.c.}$, где $K_{общ} = K_1 K_2 \dots K_n$. Коэффициент усиления такого усилителя

$$K_{o.c.общ} = \frac{K_{общ}}{1 - K_{общ} \beta_{o.c.}} = \frac{K_{o.c.общ} \exp(f\varphi)}{1 - K_{общ} \exp(f\varphi + \varphi_{\beta})}, \quad (17.32)$$

где φ — суммарный фазовый сдвиг, вносимый всеми каскадами усилителя, φ_{β} — фазовый сдвиг, вносимый цепью обратной связи.

Если знаменатель данного выражения становится равным нулю, то коэффициент усиления такого усилителя равен бесконечности, что означает наличие выходного напряжения в отсутствие входного. В этом случае усилитель превращается в источник независимых колебаний — генератор. Происходит самовозбуждение усилителя или потеря его устойчивости.

Условием, при котором усилитель теряет устойчивость, является $K_{o.c.общ} \beta_{o.c.} e^{j(\varphi + \varphi_{\beta})} = 1$. Это может быть в том случае, когда:

$$1) K_{o.c.общ} \beta_{o.c.} = 1; \quad 2) \varphi + \varphi_{\beta} = 0, \quad 2\pi n, \quad (17.33)$$

где n — целое число.

Следовательно, для того чтобы усилитель с обратной связью работал устойчиво, необходимо выполнение следующих условий:

1. Если в определенном диапазоне частот петлевое усиление $K_{o.c.общ} \beta_{o.c.} \geq 1$, то суммарный фазовый сдвиг по петле $\varphi_{\tau} = \varphi + \varphi_{\beta} = 0$ или $2\pi n$.

2. Если на каких-то частотах фазовый сдвиг по петле $\varphi_{\tau} = \varphi + \varphi_{\beta} = 0$ или $2\pi n$, то петлевое усиление $K_{o.c.общ} \beta_{o.c.} < 1$.

Введение отрицательной обратной связи предполагает сдвиг фазы по петле $\varphi_{\tau} = \varphi + \varphi_{\beta} = \pi$. Однако примерный фазовый сдвиг по петле 180° можно осуществлять в сравнительно небольшом диапазоне частот. За счет фазовых сдвигов, вносимых переходными цепями усилителя и усилительными элементами, а также элемен-

тами цепи обратной связи, сдвиг фазы по петле может достигнуть 0 или 360°. Если при этом петлевое усиление окажется выше единицы, то произойдет возбуждение усилителя на той частоте, где угол $\varphi_r = 0$ или 360°.

Для примера рассмотрим фазовые характеристики резисторных каскадов, которые для одного каскада изменяются в пределах $+\pi/2 \dots -\pi/2$ (рис. 17.13, кривая 1). Как видно из рис. 17.13, фазовый сдвиг по петле однокаскадного усилителя не может достигать 0 или 360°. Поэтому однокаскадный усилитель, охваченный отрицательной обратной связью, является абсолютно устойчивым. При нагнетании двух одинаковых каскадов фазовый сдвиг усилителя будет изменяться от плюс π до минус π (кривая 2), поэтому фазовый сдвиг по петле двухкаскадного усилителя может достигать 0 или 360° на частотах, равных нулю или бесконечности. Коэффициент усиления усилителя на данных частотах равен нулю, поэтому двухкаскадный усилитель с ООС является также устойчивым. На практике в двухкаскадном транзисторном усилителе за счет дополнительных фазовых сдвигов, вносимых биополярными транзисторами или цепью ООС, может возникнуть генерация. В трехкаскадном усилителе фазовый сдвиг φ (кривая 3) изменяется в пределах $+(3/2)\pi \dots -(3/2)\pi$ и на частотах f_{01} и f_{02} (рис. 17.13) сдвиг по петле составляет 0 и 2 π . Если на этих частотах петлевое усиление $K^*_{обч} \varphi_{0,c} \leq 1$, то усилитель потеряет устойчивость. Следовательно, многокаскадные усилители, охваченные отрицательной обратной связью, могут потерять устойчивость.

Устойчивым называют такой усилитель, который в условиях эксплуатации (при включении, изменении нагрузки, замене или старении усилительных элементов и т. д.) не может самовозбудиться. Любая система с обратной связью оказывается устойчивой, если она, будучи выведенной из состояния равновесия, после прекращения внешнего воздействия стремится вернуться к своему прежнему состоянию. Так, например, усилитель с обратной связью обладает свойствами устойчивости, если при включении или выключении ранее приложенного к его входным зажимам постоян-

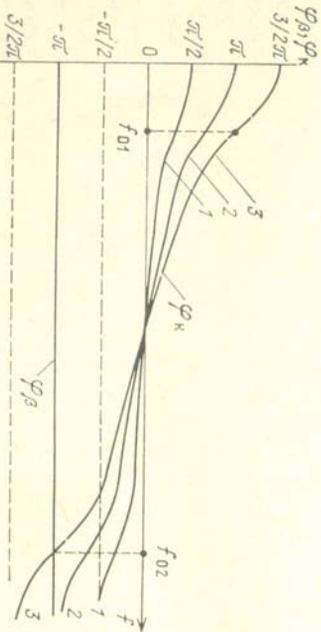


Рис. 17.13. Фазовые характеристики усилителя переменного тока

ного напряжения изменение выходного напряжения (тока) принимает характер аperiodического разряда или затухающих колебаний, когда $i_2(t)$ или $i_2'(t)$ стремится к нулю.

В неустойчивом усилительном устройстве с обратной связью в отмеченных условиях возникает аperiodически нарастающее во времени напряжение (ток) или же возникает напряжение (ток) в виде колебаний с увеличивающейся во времени амплитудой. Поэтому основным требованием, предъявляемым к усилительному устройству с обратной связью, является его устойчивая работа, т. е. отсутствие вредной паразитной генерации или эффекта самовозбуждения при возрастании выходного напряжения.

Грань, разделяющая режимы устойчивой и неустойчивой работы, формируется в виде критерия устойчивости. Знание критерия устойчивости позволяет судить о том, как ведет себя система при определенном значении ее параметров. При исследовании усилительных устройств с обратной связью наиболее удобным оказывается критерий Найквиста. Найквист предложил судить об устойчивости системы по расположению частотно-фазовой характеристики петлевого усиления $T = K^* \varphi_{0,c}$, т. е. усиления вдоль разомкнутой петли обратной связи. Частотно-фазовая характеристика петлевого усиления экспериментально может быть определена только при условии, что в разомкнутом состоянии система устойчива.

Устойчивое устройство с обратной связью устойчиво, если его частотно-фазовая характеристика петлевого усиления, представленная замкнутой кривой, описываемая концом вектора $\varphi_{0,c} K^*$ в полярных координатах, при изменении частоты от 0 до ∞ не охватывает точку с координатами 1,0 (рис. 17.14). Данная кривая называется годографом. У усилителя переменного тока при $\omega = 0$ и $\omega = \infty$ коэффициент усиления $K = 0$, поэтому частотно-фазовая характеристика представляет собой замкнутый контур. На рис. 17.14 приведены диаграммы петлевого усиления для двухкаскадного и трехкаскадного усилителей переменного тока.

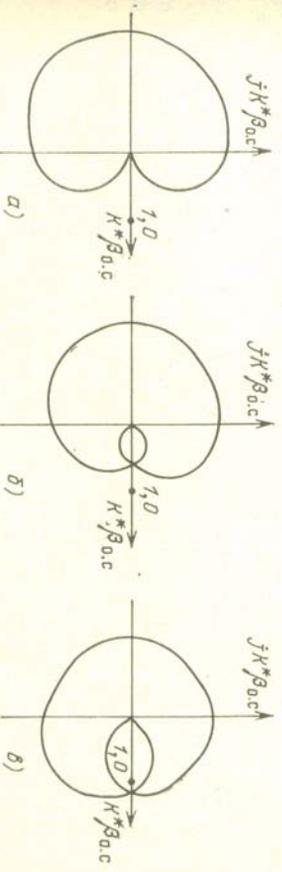


Рис. 17.14. Диаграммы петлевого усиления (диаграммы Найквиста) для усилителей переменного тока с ООС: а — устойчивого двухкаскадного, б — устойчивого трехкаскадного, в — неустойчивого трехкаскадного

Вследствие разброса и непостоянства параметров элементов усилителей, а также изменения сопротивления нагрузки, температуры и т. д. необходимо обеспечивать определенный запас устойчивости усилителя. Поэтому частотно-фазовая характеристика петлевого усиления должна проходить в окрестности точки $N(1,0)$ на известном расстоянии. Следовательно, устройство должно быть устойчиво при всех значенных параметрах усилительных элементов и элементов цепей, определенных допусковыми допусками, а также при всех возможных по условиям эксплуатации сопротивлений нагрузки и внутреннем сопротивлении источника сигнала.

Для многокаскадных усилителей с обратной связью вводится запас по модулю и фазе, который должен составлять около 3 дБ на каждый каскад, входящий в петлю обратной связи, и запас по фазе $\theta = 10 \dots 20^\circ$.

Для повышения устойчивости усилителей применяют следующие меры:

1. Снижение петлевого усиления на частотах, где $\varphi = 0$; 2дл.
 2. Коррекцию АЧХ петлевого усиления.
- Снижение петлевого усиления на частотах, где фазовый сдвиг усилителя составляет величину, нечетно кратную π , обычно осуществляется в том случае, когда полоса пропускания усилителя больше рабочей полосы частот. Для этого уменьшают полюсу пропускания как на нижних, так и на верхних частотах. Сужение полюсы пропускания на нижних частотах осуществляется определенным выбором параметров переходных цепей на верхних частотах — шунтированием выхода одного или нескольких каскадов усилителя конденсатором небольшой емкости.

Устойчивость усилителя на нижних частотах можно обеспечить, используя каскады с непосредственными связями, где фазовая характеристика усилителя начинается с 0° . Тогда на нижних частотах фазовый сдвиг по петле φ_r не может быть равен 0 или 360° . Для уменьшения петлевого усиления также желательны охватывать обратной связью меньшее число каскадов, которые имеют сравнительно небольшие фазовые сдвиги. Из-за этого не следует вводить обратную связь в первичную обмотку выходного трансформатора или снимать ее со вторичной обмотки выходного трансформатора, так как сами трансформаторы дают большие фазовые сдвиги. Увеличения допустимой величины обратной связи в многокаскадном усилителе можно добиться, используя в нем каскады с различной полосой пропускания. Так, например, при одном каскаде трехкаскадного резисторного усилителя с полосой пропускания в 10 раз больше или меньше двух других критическое значение $K^* \beta_{0.c}$ примерно в 3 раза больше, чем при одинаковых частотах среза.

В многокаскадных усилителях с глубокой ООС, имеющих широкую полосу пропускания, применяют корректирующие контуры.

Использование корректирующих контуров (цепочек) позволяет очень сильно увеличить допустимую глубину отрицательной обратной связи. Для каждой части частотного диапазона (область нижних частот и верхних частот) применяют самостоятельные корректирующие контуры, которые могут быть включены вместе в какую-либо одну цепь. Тем не менее влияние каждого контура сказывается лишь в соответствующей части диапазона. Схема каскада, содержащего корректирующие цепи RC для НЧ и ВЧ, приведена на рис. 17.15,а.

Корректирующая цепь R_n, C_n снижает коэффициент усиления каскада на нижних частотах и сдвигает область больших фазовых сдвигов в область очень низких частот. Коррекция частотно-фазовой характеристики в области верхних частот осуществляется с помощью элементов R_v, C_v , которые на этих частотах приводят к аналогичным результатам. Изменение частотной и фазовой характеристики каскада с коррекцией на верхних частотах приведено на рис. 17.15,б, где штриховой линией показана частотная и фазовая характеристики с коррекцией, сплошной линией — без коррекции.

При расчете транзисторных усилителей с глубокой ООС необходимо считаться с тем, что транзисторы в области высших частот вносят большие фазовые сдвиги, достигающие сотни градусов. Поэтому расчет устойчивых усилителей, выполненных на транзисторах с глубокой ООС, является сложной задачей. В таких усилителях, как правило, применяется сложная коррекция с использованием RC- и LC-цепей, где корректирующие двухполюсники можно включать как в цепь межкаскадной связи, так и в цепь межобратных связей.

В качестве примера рассмотрим упрощенную схему линейного усилителя аппаратуры К-3600 в рабочем диапазоне частот 720—19 872 кГц (рис. 17.16,а). Усилитель содержит четыре усилительных каскада, входной и выходной трансформаторы. Транзисторы первой (2Т355) и третьей ступени (2Т610А) включены

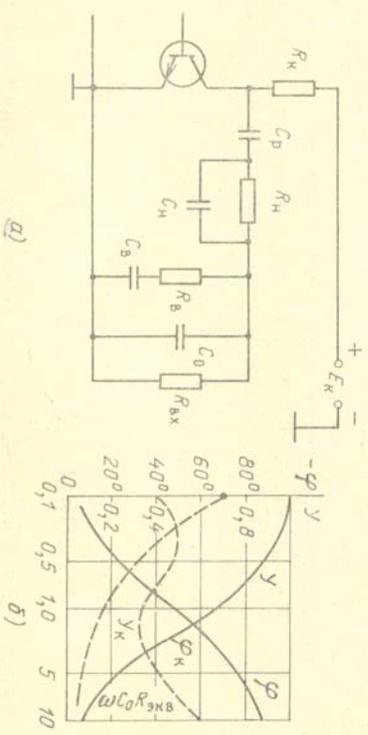


Рис. 17.15. Схема каскада с коррекцией АЧХ на низких и высоких частотах: а — принципиальная схема, б — АЧХ каскада на верхних частотах

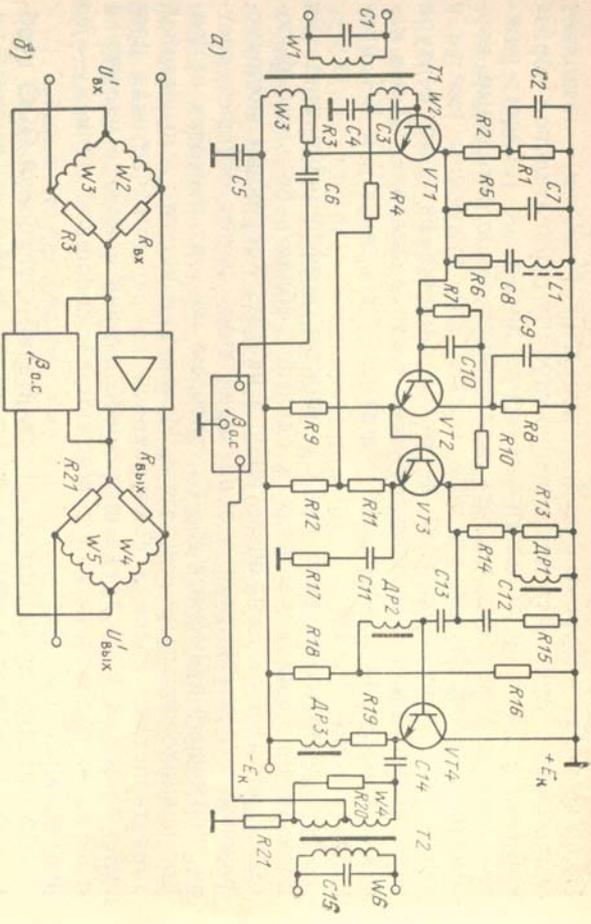


Рис. 17.16. Схема широкополосного усилителя с тубокой ООС мостового типа: а — упрощенная схема линейного усиления аппаратуры К-3600, б — функциональная схема

по схеме с общим эмиттером, второй (2Т355) и четвертой (2Т904А) — по схеме с общим коллектором. Связь между тремя первыми ступенями непосредственные, выходящая ступень подключена через разделительный конденсатор С13. Для уменьшения шумящего действия делителя R16R18 включен дроссель ДР2. Три первые ступени охвачены обратной связью по постоянному току, что обеспечивает необходимую стабильность режимов транзисторов R1С2; R8С9 — фильтры в цепи питания транзисторов VT1 и VT2; R13 DР1; С11, R17 корректируют частотную характеристику усилителя. Для обеспечения требуемых соотношений входа и выхода применяют комбинированную ООС мостового типа. Мостовые схемы создаются с помощью специальных обмоток трансформаторов Т1 и Т2 и балластных резисторов R3 и R21 (рис. 17.16, б). Применение входного и выходного трансформаторов, кроме того, обеспечивает согласование уровней по входу и выходу по сопротивлению нагрузки и уровню шума. Элементы С7, R5; L1, С8, R6; С12, R15 формируют амплитудно-частотную характеристику пеллевого усиления, обеспечивая необходимый запас устойчивости усилителя. Последовательная ветвь цепи общей ООС R0, e определяет частотную характеристику усилителя.

17.4. ПАРАЗИТНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ. СПОСОБЫ ИХ УМЕНЬШЕНИЯ

Под паразитной обратной связью понимается такая связь, которая существует помимо нашего желания и может быть как отрицательной, так и положительной. Наличие паразитной обратной

связи ухудшает электрические показатели усилителя за счет доп. индуктивных линейных и нелинейных искажений. Достаточно сильная паразитная связь может привести к самовозбуждению усилителя. Паразитная обратная связь, как правило, оказывается частотно-зависимой, что ухудшает характеристики усилителя, особенно в тех участках диапазона, где она становится положительной. Основными видами паразитных связей являются: *электро-статические, магнитные, электромагнитные, электро-механические и связи через общий источник питания.*

Электро-статическая паразитная связь возникает за счет емкостной связи между каскадами или выходными и входными зажимами усилителя и представляет собой параллельную обратную связь по напряжению. Для уменьшения электро-статической связи каскады усилителя располагают в виде линейки для разнесения узлов усилителя с низким и высоким уровнями.

Магнитная связь возникает за счет близко расположенных входных и выходных трансформаторов, а также за счет наводок в проводах тока, протекающими в соседних цепях. Для уменьшения магнитных связей необходимо правильно располагать входные и выходные трансформаторы и применять магнитное экранирование. При креплении трансформатора на стальном шасси необходимо устанавливать немагнитные прокладки.

Электромагнитные связи на сверхвысоких частотах возникают за счет распределенной индуктивности и емкости выводов, соединительных проводников, которые образуют колебательную систему, резонирующую в диапазоне несколько мегагерц и выше. Электро-механическая связь возникает за счет вибраций и в транзисторных усилителях, как правило, мала.

Рассмотренные паразитные обратные связи могут быть устранены путем определенных мер и рациональной конструкции усилителя. Значительно хуже обстоит дело с паразитными обратными связями, которые возникают через цепи питания. Паразитная обратная связь через источник питания в многокаскадном усилителе возникает за счет протекания токов сигнала всех каскадов через общий источник питания. Эти токи создают на его внутреннем сопротивлении падение напряжения, которое является напряжением паразитной обратной связи, так как оно через коллекторные цепи и делители напряжения поступает в цепи управляющих элементов усилителей следующих элементов. Рассмотрим действие обратной связи через источник питания на примере трехкаскадного усилителя (рис. 17.17). Напряжение $U_{п.о.с}$ действует между шинами питания. Оно поступает на вход каждого каскада после деления на соответствующих резисторах. Так напряжение

$$U_{п.о.с1} = U_{п.о.с} \frac{R_{д2} \parallel R_{вх}}{R_{д1} + R_{д2} \parallel R_{вх}} ;$$

$$U_{п.о.с2} = U_{п.о.с} \frac{R_{д4} \parallel R_{вх2}}{R_{д3} + R_{д4} \parallel R_{вх2}} \text{ и т. д.}$$

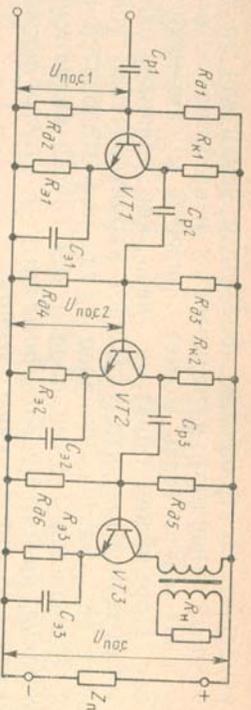


Рис. 17.17. Паразитная обратная связь через общий источник питания

Эти напряжения затем усиливаются и создают выходные токи, которые вызывают падение напряжения на сопротивлении источника питания, которое снова поступает на вход усилительных элементов. При этом напряжения на входе первого и третьего каскада совпадают по фазе, т. е. между первым и третьим каскадами на низких частотах может образоваться положительная обратная связь. Для уменьшения паразитных ОС обычно применяют следующие меры:

К зажимам источника питания подключают конденсатор большой емкости C_{Φ} или увеличивают емкость конденсатора на выходе выпрямителя, что уменьшает $R_{ист}$ по переменному току (рис. 17.18, а);

применяют электронный стабилизатор, обладающий очень малым внутренним сопротивлением;

применяют развязывающие фильтры в цепях питания, что является наиболее экономичным способом уменьшения паразитных обратных связей через источник питания.

Развязывающие фильтры в многокаскадном усилителе можно включать друг с другом последовательно, параллельно и смешанно. Последовательное включение (рис. 17.18, а) экономичнее, так как при нем для первых каскадов используются фильтрующие действия фильтров последующих каскадов. Однако в широкополосных каскадах на низких частотах за счет увеличения сопротивлений емкостей фильтров возникает дополнительная обратная связь

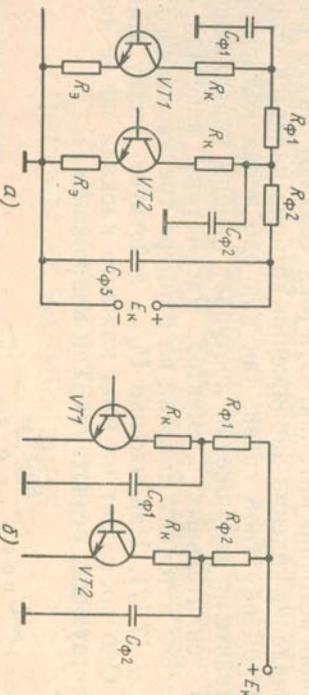


Рис. 17.18. Схема питания выходных цепей усилителя от одного источника а — при последовательном включении развязывающих фильтров, б — при параллельном включении развязывающих фильтров

на сопротивлениях R_{Φ} . В связи с этим нередко приходится применять и параллельное включение (рис. 17.18, б). Коэффициент фильтра фильтра RC-типа определяется как

$$\Phi_{\Phi} = \sqrt{1 + (\omega C_{\Phi} R_{\Phi})^2} \approx \omega C_{\Phi} R_{\Phi}.$$

Обычно $\Phi_{\Phi} \approx 10 \dots 50$; R_{Φ} выбирают, исходя из того, что падение постоянной составляющей на резисторе должно быть в пределах (0,05 .. 0,2) E . Тогда емкость фильтра $C_{\Phi} = \Phi_{\Phi} / \omega R_{\Phi}$. При последовательном включении цепей фильтра следует помнить, что коэффициент фильтрации перемножаются. В некоторых случаях, особенно при небольшой нижней граничной частоте или неравномерности вершины импульса, фильтр $R_{\Phi} C_{\Phi}$ используется для низкочастотной коррекции.

Выводы. 1. Многокаскадные усилители с общей ОС могут потерять устойчивость. Потеря устойчивости (самовозбуждение) усилителя возможна в том случае, если при суммарном фазовом сдвиге по петле на каких-то частотах, равном нулю, коэффициент петлевого усиления $K^* R_{o.c} \gg 1$. Поэтому в таких усилителях принимают меры по обеспечению необходимого запаса устойчивости путем формирования АЧХ усилителя таким образом, включением частот, где $\varphi_r = 0$, $K^* R_{o.c} < 1$, что обеспечивается включением корректирующих элементов. 2. Самовозбуждение усилителя может возникнуть также за счет паразитных обратных связей, из них наиболее опасными являются паразитные обратные связи через общий источник питания, где для их устранения применяются развязывающие фильтры в цепях питания усилительных элементов.

17.5. РЕГУЛИРОВКИ В УСИЛИТЕЛЯХ

Регулировка усиления заключается в изменении амплитуды сигнала, и ее широко используют в элементах тракта передачи сигнала, в том числе и в усилителях. Например, в бытовой радиоаппаратуре для установки желаемого уровня громкости и тембра, в радиопередателем устройстве для регулировки амплитуды модулирующего сигнала, чтобы коэффициент модуляции не превышал единицы, при приеме телевизионных изображений для регулировки контрастности и яркости, в аппаратуре систем передачи многоканальной связи для восстановления нормального сигнала при изменении затухания кабеля, в измерительной технике для выбора соответствующих пределов измерения и т. д. Регулировка также требуется после ремонта отдельных узлов усилителя, замены усилительных элементов.

Регулировка в усилителях может осуществляться как механическим воздействием оператора на регулятор, так и изменением управляющего напряжения — дистанционно или автоматически.

Ручные регуляторы. Ручные регуляторы представляют собой приборы, коэффициент передачи которых изменяется при непосредственном воздействии оператора. Ручная регулировка может

быть ступенчатой и плавной. Ступенчатая регулировка может обеспечить изменение усиления в очень широких пределах до 100 дБ и более. Глубина регулировки определяется как отношение максимального и минимального коэффициентов усиления в логарифмическом масштабе: $D_{дБ} = 20 \lg (K_{\max}/K_{\min})$. Простейшим ручным регулятором является переменный резистор, включенный перед усилителем или после первых его каскадов. Включенный потенциометр перед усилителем устраняет перегрузку первого каскада сильными сигналами, которая могла бы привести к появлению больших нелинейных искажений, однако в этом случае ухудшается отношение сигнал-шум. При включении после первых каскадов улучшается отношение сигнал-шум, так как на регулятор подается большая амплитуда полезного сигнала. Первый способ включения применяют при больших уровнях входного сигнала, а второй — при малом. При применении потенциометров для регулировки громкости в различной аппаратуре следует использовать непровольные резисторы с показателем закона изменения сопротивления. Простейшие схемы ступенчатой и плавной регулировки приведены на рис. 17.19. Наличие паразитных емкостей в плечах омических делителей (в основном входная емкость каскада) приводит к изменению частотной характеристики входной цепи, а следовательно, и всего усилителя в целом. Так, при уменьшении уровня сигнала увеличивается шунтирующее действие емкости C_0 . Только на очень низких частотах можно считать, что коэффициент деления делителя $N = R_2 / (R_1 + R_2)$ (рис. 17.19, а). Следовательно, изменение уровня сигнала будет приводить к изменению частотно-фазовой характеристики усилителя. В импульсных усилителях это будет приводить к искажению формы импульсов. Для устранения искажений используют компенсированные делители (рис. 17.20). Условие неискаженной работы многоступенчатого компенсированного делителя — равенство постоянных времени секций делителя. Такая неискажающая схема делителя может быть реализована только при условии равенства нулю нулевого сопротивления источника. Однако параметры делителя можно выбрать так, чтобы дополнительные искажения, создаваемые делителем, были допустимо малы.

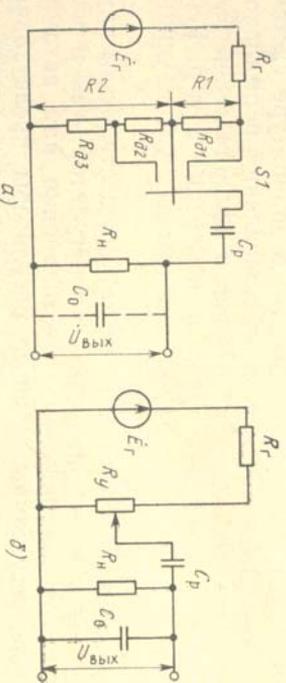


Рис. 17.19. Схемы регуляторов усиления
а — ступенчатая регулировка, б — плавная регулировка

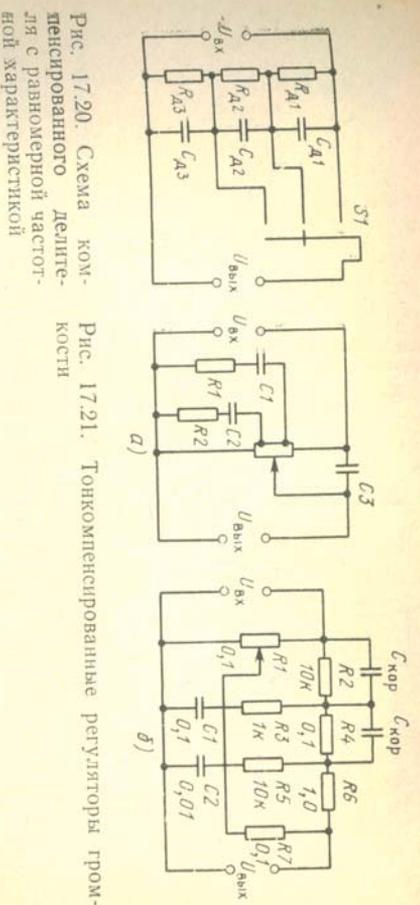


Рис. 17.20. Схема компенсированного делителя с равномерной частотной характеристикой

Рис. 17.21. Тонкомпенсируемые регуляторы громкости

При использовании звуковоспроизводящей аппаратуры простые регуляторы не обеспечивают высокого качества воспроизведения звука при малых уровнях громкости. Из-за особенности слуха человека кажется, что напряжение высоких и низких частот понижено сильнее. Поэтому в высококачественной аппаратуре используют тонокомпенсируемые регуляторы, которые создают подъем на верхних и нижних частотах с уменьшением уровня сигнала (рис. 17.21, а). Чем ниже положение регулятора, тем сильнее емкость C_3 шунтирует в области верхних частот сопротивление регулятора, создавая подъем на верхних частотах. Подъем на нижних частотах обеспечивается благодаря влиянию емкостей. На рис. 17.21, б приведена схема компенсированного регулятора, которая дает очень хорошее приближение к кривым равной громкости.

РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЕМ РЕЖИМА УСИЛИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА

В транзисторных усилителях большее распространение получила регулировка уровня сигнала изменением тока эмиттера транзистора. Зависимость относительного коэффициента передачи тока транзистора в режиме малого сигнала приведена на рис. 17.22, б. Значение $I_э$, при котором ток эмиттера около 2...8 мА. При составляет для маломощных транзисторов около 2...8 мА. При изменении тока эмиттера от 0,1 до 1 мА изменение усиления пропорционально почти по линейному закону. Управление током эмиттера можно осуществлять путем изменения напряжения на эмиттере или изменением напряжения на базе (рис. 17.22, а). Поскольку ток базы транзистора, включенного с общим эмиттером, в $(1 + h_{21э})$ раз меньше тока эмиттера, то это дает возможность регулировать усиление с помощью напряжения малой мощности. Иногда для уменьшения мощности управляемого напряжения в

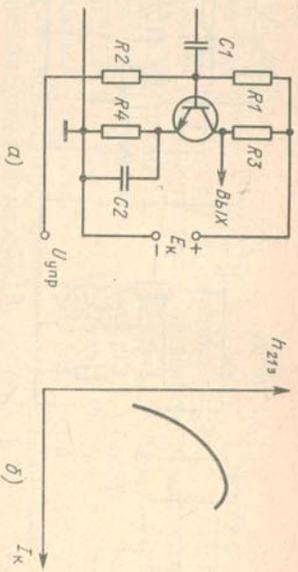


Рис. 17.22. Регулировка усиления изменением режима усиительного элемента: а — схема, б — зависимость коэффициента передачи от тока коллектора. Цепь регулировки можно включать усилитель постоянного тока. Диапазон регулировки таких усилителей может составлять около 50 дБ.

РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ ИЗМЕНЕНИЕМ ГЛУБИНЫ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Преимуществами методов регулировки усиления изменением обратной связи перед другими являются малые нелинейные искажения. Кроме того, регулировка не вызывает изменение режима работы усилительного элемента по постоянному току, и поэтому можно осуществлять эффективную температурную стабилизацию. Включение регуляторов в цепь обратной связи не ухудшает соотношения сигнал-шум и очень широко используется в многоканальной аппаратуре систем передачи кабельных линий связи. Принципиальная схема регулировки усиления отрицательной обратной связью по току приведена на рис. 17.23.

Пределы регулировки в этой схеме ограничены появлением частотных искажений на верхних частотах за счет паразитной ем-

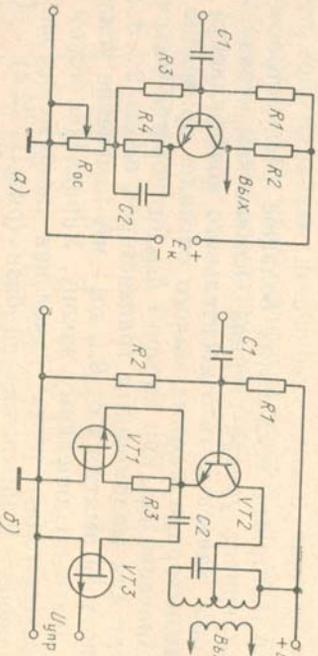


Рис. 17.23. Регулировка усиления изменением глубины отрицательной обратной связи: а — с изменением режима по постоянному току, б — без изменения режима по постоянному току

кости C_0 , которая создает эффект эмиттерной ВЧ-коррекции. На рис. 17.23, б изображена принципиальная схема усилительного каскада, в котором регулировка усиления производится изменением глубины обратной связи с помощью транзистора VT3. Для обеспечения неизменного тока смещения в эмиттерной цепи биполярного транзистора VT1 включен полевой транзистор VT2. Этот же транзистор служит динамической нагрузкой эмиттерной цепи, что обеспечивает диапазон регулировки около 60 дБ.

РЕГУЛИРОВКА ТЕМБРА

В усилительных устройствах для звуковоспроизводящей аппаратуры требуется изменить частотную характеристику в различных участках диапазона. Это осуществляется с помощью регуляторов тембра, которые представляют собой частотно-зависимые цепи усилителя. Для снижения помех от соседнего канала или уменьшения шумов при звукозаписи используются регуляторы, которые снижают усиление на верхних частотах при неизменном усилении на средних и нижних. Схема простейшего регулятора тембра приведена на рис. 17.24, а. При уменьшении сопротивления R_p емкость C шунтирует высокие частоты, что приводит к уменьшению полюсы пропускания на верхних частотах. Частота среза $\omega_c \approx 1/R_p C$, при этом $R_p \approx (10 \dots 20) R_{вх}$. Этот регулятор дает постоянный спад ДАХУ с крутизной 6 дБ/окт.

Для уменьшения усиления на нижних частотах используется схема рис. 17.24, б. Действие этой цепочки аналогично низкочастотной коррекции. При максимальном R_2 увеличивается сопротивление нагрузки на каскад, что вызывает подъем частотной характеристики на нижних частотах.

Универсальная схема регулятора тембра приведена на рис. 17.25, а. Данная схема обеспечивает как подъем, так и спад

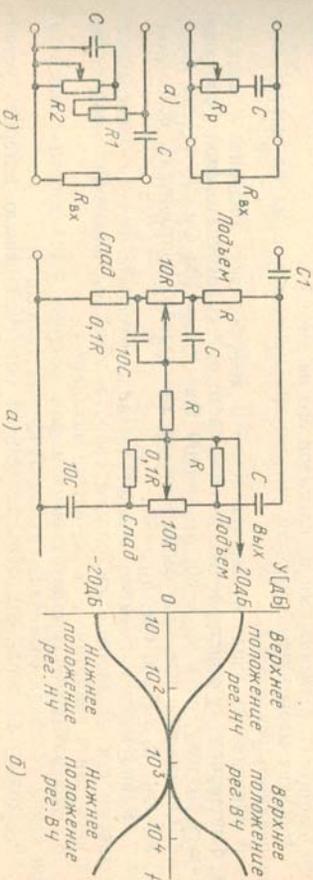


Рис. 17.24. Регуляторы тембра: а — изменение усиления на верхних частотах, б — изменение усиления на нижних частотах

Рис. 17.25. Универсальный регулятор тембра: а — схема, б — зависимость относительного коэффициента усиления от частоты при крайних положениях регулятора