

Л.И. Шарыгина

**ЛЕКЦИИ ПО АНАЛОГОВЫМ
ЭЛЕКТРОННЫМ УСТРОЙСТВАМ**

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Томск
Издательство ТУСУРа
2017

УДК 621.396(075)
ББК 32.849
Ш26

Шарыгина Л.И.

Ш26 Лекции по аналоговым электронным устройствам. Учебное пособие. – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2017. – 149 с.
ISBN 5-86889-

Конспект лекций предназначен для использования в качестве учебного пособия при изучении дисциплины «Аналоговые электронные устройства» в высших технических учебных заведениях. Основным содержанием пособия является изложение схемотехники усилительных устройств.

Схемотехника усилительных устройств излагается на основе применения современных биполярных и полевых транзисторов, а также получивших широкое распространение операционных усилителей.

Учебное пособие может быть использовано для усвоения лекционного материала, для самостоятельного изучения курса аналоговых электронных устройств, при подготовке к экзаменам, а также при выполнении курсового проекта, который предусмотрен для этой дисциплины действующими учебными планами и программами по направлениям подготовки и специальностям радиотехнического профиля.

УДК 621.396(075)
ББК 32.849

ISBN 5-86889-

© Шарыгина Л.И., 2017
© Том. гос. ун-т систем
упр. и радиоэлектрони-
ки, 2017

Оглавление

Введение	5
1. Качественные показатели усилительных устройств	6
2. Классификация усилительных устройств	11
3. Коэффициент передачи нескольких последовательно включенных четырёхполюсников	12
4. Схемы включения активных элементов	13
5. Стабилизация режима биполярных транзисторов	14
6. Усилитель как четырёхполюсник	19
7. Реостатный каскад	25
7.1. Реостатный каскад на биполярном транзисторе	25
7.2. Реостатный каскад на полевом транзисторе	38
8. Переходная характеристика усилителя	42
9. Динамические характеристики активных элементов	5
10. Обратные связи в усилителях	55
10.1. Некоторые вопросы общей теории обратной связи	55
10.2. Влияние обратной связи на качественные показатели усилителя	60
10.3. Причины самовозбуждения усилителей с обратной связью и меры обеспечения их устойчивости	65
11. Схемы с обратными связями	70
11.1. Схема эмиттерной стабилизации	70
11.2. Высокочастотная (эмиттерная) коррекция обратной связью	74
11.3. Эмиттерный повторитель	81
11.4. Фазоинверсные каскады	85
12. Регулировки усиления	94
12.1. Регулировка усиления изменением режима активных элементов	94
12.2. Регулировка усиления с помощью пассивных межкаскадных цепей ...	96
12.3. Регулировка усиления изменением глубины обратной связи	100
12.4. Ступенчатая регулировка усиления	102

13. Усилители постоянного тока прямого усиления	105
14. Операционные усилители	110
15. Применение операционных усилителей в усилителях переменного тока	117
15.1. Диаграмма Бодэ	117
15.2. Фильтр верхних частот	119
15.3. Полосовой активный фильтр	123
15.4. Учет влияния входных токов и начального смещения нуля	125
15.5. Устранение самовозбуждения операционных усилителей	128
15.6. Регулировка усиления схем на операционных усилителях	133
16. Усилители мощности звуковых частот	137
Приложение 1. Использование β -барьера для описания схем на биполярных транзисторах	141
Приложение 2. Y-параметры для описания биполярного транзистора	146

Введение

Настоящее учебное пособие, написанное на основе одноименного курса лекций, предназначено для студентов радиотехнических факультетов вузов, изучающих схемотехнику аналоговых электронных устройств.

К аналоговым можно отнести все электронные устройства, сохраняющие при различных преобразованиях форму сигналов. Основой аналоговых устройств являются различного рода усилители электрических сигналов. Университетский курс аналоговой схемотехники многие годы назывался курсом усилительных устройств. Поэтому и материал настоящего пособия посвящен изложению схемотехнического построения, анализу и проектированию усилительных устройств.

Схемотехника усилительных устройств излагается на основе применения современных биполярных и полевых транзисторов, а также получивших широкое распространение операционных усилителей.

Автор попыталась довести до читателей физические основы работы электронных схем. Понимание физических основ является основной задачей студентов при изучении курса. Изложение физических основ сопровождается построением эквивалентных схем усилителей и входящих в их состав активных элементов, после чего производится анализ с применением теории четырехполюсников и получением формул, пригодных для практического использования при проектировании устройств. Вместе с формулами даются рекомендации по построению схем и уменьшению различного рода искажений, сопровождающих усиление сигналов.

Учебное пособие может быть использовано для усвоения лекционного материала, для самостоятельного изучения курса аналоговых электронных устройств, при подготовке к экзаменам, а также при выполнении курсового проекта, который предусмотрен для этой дисциплины учебными планами и программами.

Качественные показатели усилительных устройств

Усилителем называется устройство, которое позволяет при наличии на его входе электрических колебаний с некоторым уровнем мощности получить на выходе колебания той же формы, но с большим уровнем мощности. Эффект увеличения мощности (усиление) возможен лишь при условии, что в самом усилителе (или вне его) имеется некоторый источник, из которого черпается энергия. Этот принципиально необходимый для усиления источник энергии называется источником питания.

Преобразование энергии источника питания в энергию полезного сигнала осуществляется с помощью активных элементов (электронных ламп, транзисторов и др.). Мощность полезного сигнала выделяется на нагрузке усилителя.

Наиболее общая блок-схема усилителя показана на рис. 1.1. Собственно усилитель имеет для сигналов два входных и два выходных зажима, следовательно, он может рассматриваться как активный четырехполюсник.



Рис.1.1 – Блок-схема усилителя

Устройство аналоговой обработки сигналов – усилитель – предназначено для увеличения мощности сигнала при сохранении его формы. О том, насколько хорошо решается первая часть поставленной задачи, позволяет судить коэффициент передачи мощности

$$K_p = \frac{P_2}{P_1}. \quad (1.1)$$

Увеличение мощности может произойти только при наличии источника питания – именно мощность источника питания превращается в мощность сигнала, как это показано на рис. 2.1. Ток через активный элемент (транзистор) со-

здается источником питания, активный элемент только изменяет этот ток пропорционально изменению напряжения на управляющем электроде.

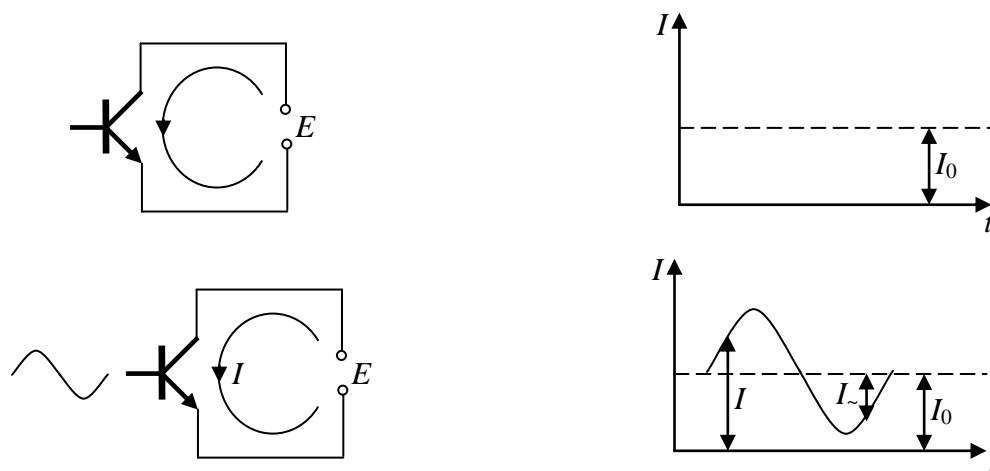


Рис.1.2 – Токи коллектора

I_0 – постоянная составляющая тока коллектора;
 I_{\sim} – переменная составляющая тока коллектора;
 I – мгновенное значение тока коллектора

При подключении напряжения питания E в цепи коллектора протекает постоянный ток I (транзистор выполняет роль некоторого сопротивления). При подаче на вход переменного напряжения изменяется сопротивление транзистора, а значит и протекающий ток (рис. 1.2). Переменный ток, протекая по нагрузке (R_k на рис. 1.2), создает выходное напряжение \dot{U}_2 .

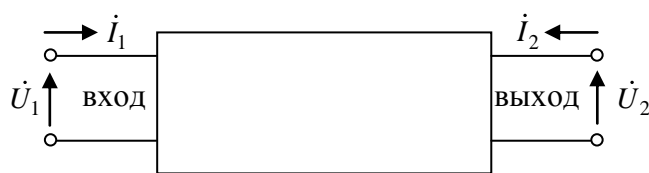


Рис. 1.3 – Токи и напряжения на входе и выходе усилителя

Качество работы усилителя, как усилителя напряжения, описывается его коэффициентом передачи:

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}. \quad (1.2)$$

В общем случае коэффициент передачи имеет модуль и фазовый сдвиг, причем и модуль, и фазовый сдвиг зависят от частоты:

$$\dot{K} = K(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}. \quad (1.3)$$

Обе частотные зависимости наглядно представляются графически (рисунки 1.4 и 1.5).

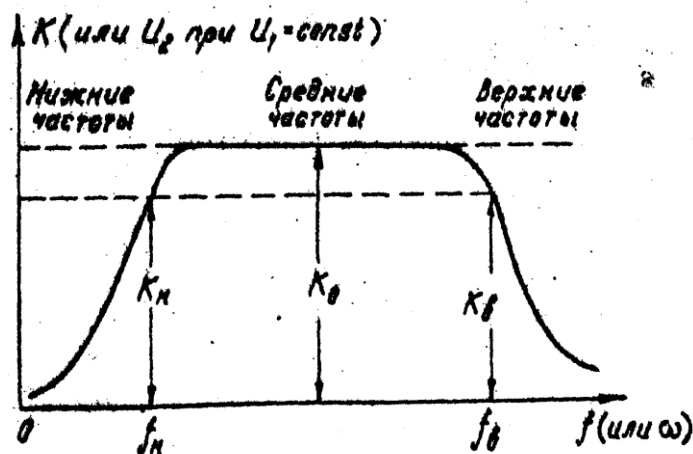


Рис. 1.4 – Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ, частотная характеристика)

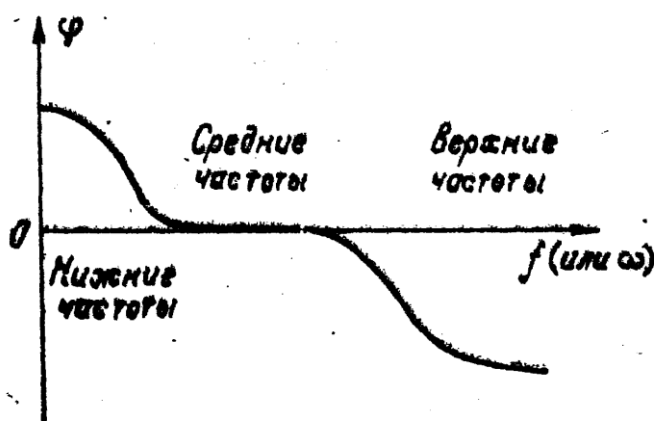


Рис. 1.5 – Фазо-частотная характеристика (ФЧХ, фазовая характеристика)

Отношение K к K_0 на некоторой частоте называется *коэффициентом частотных искажений* и характеризует неравномерность частотной характеристики.

К группе качественных показателей усилителя относится также входная проводимость (входное сопротивление), от которой зависит, какая доля Э.Д.С. источника сигнала достанется входным зажимам усилителя

$$\dot{U}_{\text{вх}} = \frac{Z_{\text{вх}}}{R_c + Z_{\text{вх}}}. \quad (1.4)$$

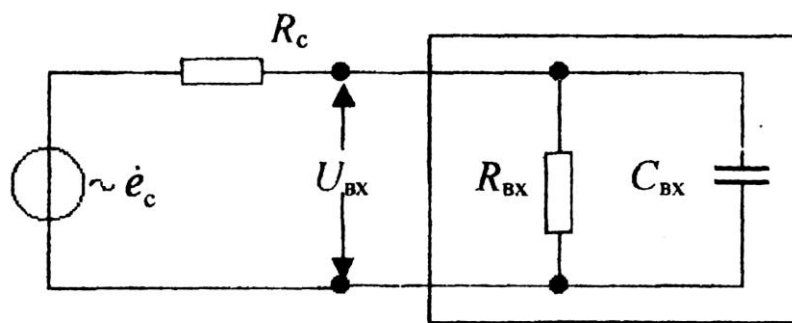


Рис. 1.6 – Эквивалентная схема входной цепи:
 \dot{e}_c – э.д.с. источника сигнала; R_c – внутреннее сопротивление источника сигнала;
 $R_{вх}$ – входное сопротивление; $C_{вх}$ – входная емкость

Отношение $\dot{U}_{вх}$ к \dot{e}_c является коэффициентом передачи входной цепи, который так же, как и коэффициент передачи усилителя, имеет модуль и фазовый сдвиг, зависящие от частоты:

$$\dot{K}_{вх} = \frac{\dot{U}_{вх}}{\dot{e}_c} = K_{вх}(\omega) \cdot e^{j\varphi_{вх}(\omega)}. \quad (1.5)$$

Все перечисленные показатели относятся к группе линейных, поскольку они учитывают влияние линейных элементов схемы – тех, значение которых не зависит от амплитуды приложенного напряжения (сопротивления резисторов, емкости конденсаторов).

Если в схеме есть нелинейные элементы (к таковым в первую очередь относятся активные элементы – лампы, транзисторы), нелинейные свойства усилителя описываются его амплитудной характеристикой (рис. 1.7). Амплитудная характеристика строится для средних частот и не несет информации о частотных свойствах усилителя.

Минимальное входное напряжение ограничивается допустимым отношением сигнал/шум, измеренным на выходе; максимальный входной сигнал ограничивается нелинейностью, которая, в частности, может быть описана допустимым уменьшением коэффициента усиления при большом сигнале (максимальное входное напряжение при сжатии коэффициента усиления, допустим, на 1 дБ) – см. рис 1.8.

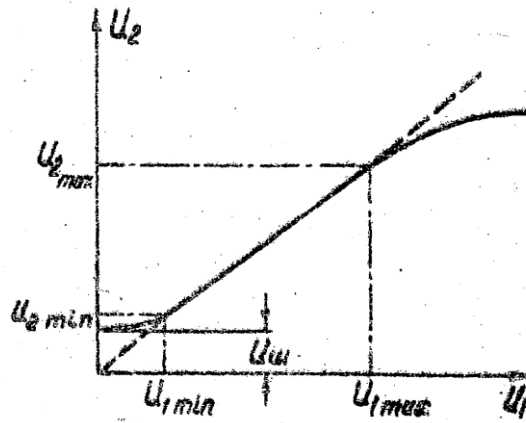


Рис. 1.7 – Амплитудная характеристика четырехполюсника (усилителя)

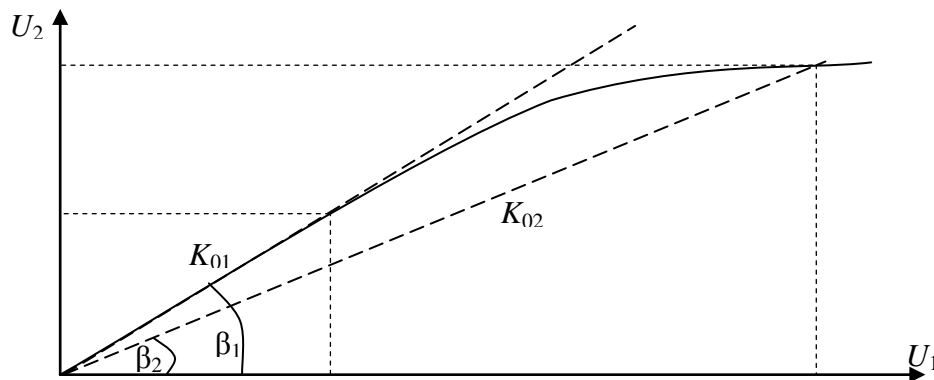


Рис.1.8 – Уменьшение коэффициента усиления при большом сигнале

$$K_{01} = \frac{U_2}{U_1} = \operatorname{tg}(\beta_1) , \quad K_{02} = \operatorname{tg}(\beta_2) , \quad \operatorname{tg}(\beta_2) < \operatorname{tg}(\beta_1) , \quad K_{01} \triangleright K_{02}$$

Отношение максимального входного сигнала к минимальному называется динамическим диапазоном $D = U_{1_{\max}} / U_{1_{\min}}$. Динамический диапазон усилителя должен соответствовать динамическому диапазону усиливаемого сигнала.

Еще одним показателем (не всегда принципиальным) является коэффициент полезного действия. Где возможно, его повышают, но не за счет информационных показателей. Таким образом, показатели обеспечиваются в следующем порядке:

- заданные выходные параметры (выходное напряжение на заданной нагрузке),
- полоса пропускания (или необходимая для воспроизведения формы сигнала переходная характеристика),
- необходимая линейность,
- максимально возможный к.п.д., но не за счет предыдущих показателей.

2. Классификация усилительных устройств

Усилители классифицируются по различным признакам.

По типу сигнала – усилители гармонических сигналов, импульсные усилители. К усилителям гармонических сигналов относятся устройства, в которых можно не считаться с переходными процессами, так как усиливаемые сигналы изменяются сравнительно медленно. В усилителях импульсных сигналов сигнал изменяется настолько быстро, что продолжительность переходного процесса оказывает существенное влияние на форму выходного сигнала.

По полосе усиливаемых частот – звуковые усилители, широкополосные усилители, усилители постоянного тока (УПТ). Различают УПТ без преобразования сигнала (усилители прямого усиления) и с преобразованием. УПТ являются усилителями медленно меняющихся сигналов, вплоть до постоянного напряжения. Для неискаженного воспроизведения таких сигналов необходима полоса частот от нуля до некоторой верхней частоты (рис. 3.1).

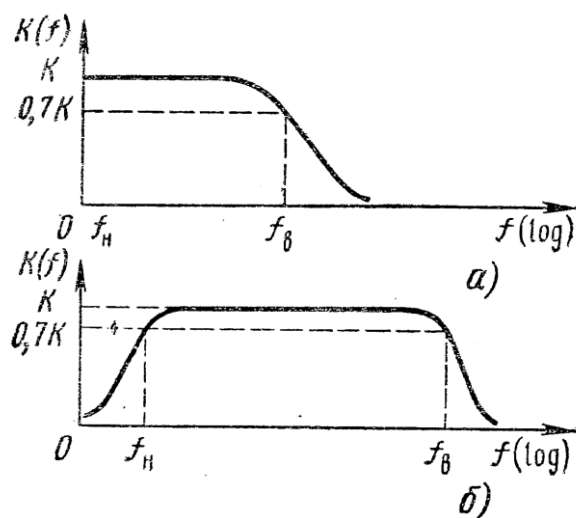


Рис. 3.1 – Частотные характеристики усилителей постоянного (а) и переменного (б) токов

По виду нагрузки – усилители напряжения, усилители мощности.

В зависимости от применяемых усилительных элементов устройства бывают *ламповыми* и *полупроводниковыми* с *биполярными* или *полевыми* транзисторами.

3. Коэффициент передачи нескольких последовательно включенных четырехполюсников

Если четырехполюсник при заданном входном сигнале не обеспечивает необходимое выходное напряжение или необходимую выходную мощность, его выходной сигнал используется в качестве входного параметра (напряжения или мощности) для четырехполюсника, стоящего следом (рис. 3.1).



Рис. 3.1 – Блок-схема многокаскадного усилителя

При этом коэффициент передачи цепочки последовательно включенных четырехполюсников $\dot{K}_N = \frac{\dot{U}_{n+1}}{\dot{U}_1}$ можно представить как

$$\dot{K}_N = \frac{\dot{U}_{n+1}}{\dot{U}_1} \cdot \frac{\dot{U}_n}{\dot{U}_n} \cdot \frac{\dot{U}_{n-1}}{\dot{U}_{n-1}} \dots \frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_3} \cdot \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_2} = \frac{\dot{U}_{n+1}}{\dot{U}_n} \cdot \frac{\dot{U}_n}{\dot{U}_{n-1}} \dots \frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_2} \cdot \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \dot{K}_n \cdot \dot{K}_{n-1} \dots \dot{K}_2 \cdot \dot{K}_1. \quad (3.1)$$

Коэффициент нескольких последовательно включенных четырехполюсников равен произведению их коэффициентов передачи.

$$\dot{K}_N = \prod_{i=1}^n \dot{K}_i. \quad (3.2)$$

Поскольку коэффициент передачи имеет модуль и фазовый сдвиг, то

$$K_N = \prod_{i=1}^n K_i, \quad \varphi_N = \sum_{i=1}^n \varphi_i. \quad (3.3)$$

4. Схемы включения активных элементов

Различают три основных схемы включения транзисторов: с общим эмиттером, с общей базой и с общим коллектором.

На рис. 4.1 изображена схема включения с общим эмиттером. В этой схеме источник сигнала подключается между базой и землей (эмиттером), выходной сигнал образуется между коллектором и землей (эмиттером).

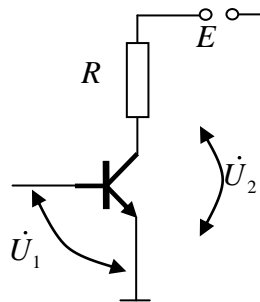


Рис. 4.1 – Схема с общим эмиттером

В схеме с общей базой (рис. 4.2) входной сигнал подключается между эмиттером и землей (базой), выход – между коллектором и землей (базой).

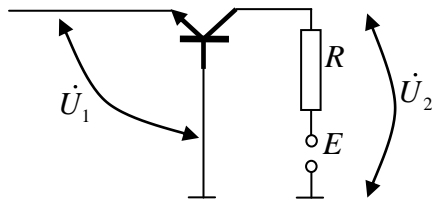


Рис. 4.2 – Схема с общей базой

В схеме с общим коллектором (рис. 4.3) входной сигнал подключается между базой и землей (коллектором), выход – между эмиттером и землей (коллектором).

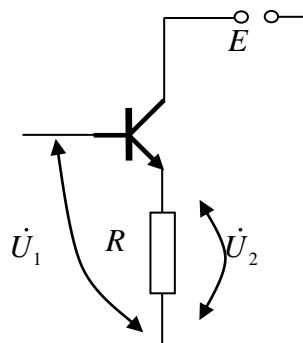
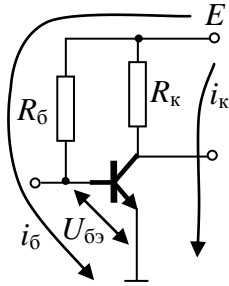


Рис. 4.3 – Схема с общим коллектором

5. Стабилизация режима биполярных транзисторов

Выше (см. рис. 1.2) было показано, что необходимо создать ток в цепи коллектор-эмиттер, что делается с помощью источника питания E . От этого же источника подается напряжение база-эмиттер $U_{бэ} = E - R_б \cdot i_б$, следовательно



$$i_б = \frac{E - U_{бэ}}{R_б}$$

Поскольку $U_{бэ} \ll E$, то ток базы $i_б \approx \frac{E}{R_б}$ мало

зависит от транзистора и остается неизменным при изменении внешних условий (например, температуры). Отсюда название схемы питания – см. рис. 5.1.

Рис. 5.1 – Схема питания фиксированным током базы

Каким образом достигается постоянство тока базы? Если, допустим, возрастает температура, а смещение на базе не меняется, ток должен возрасти ($\Delta i_{б1}$ на рис. 5.2). Однако при возрастании тока увеличивается напряжение на $R_б$, что создает дополнительное смещение $\Delta U_б$ и уменьшает возрастание тока базы ($\Delta i_{б2}$ на рис. 5.2), обеспечивая тем самым стабильность тока коллектора. То же самое более наглядно поясняется на рис. 5.3.

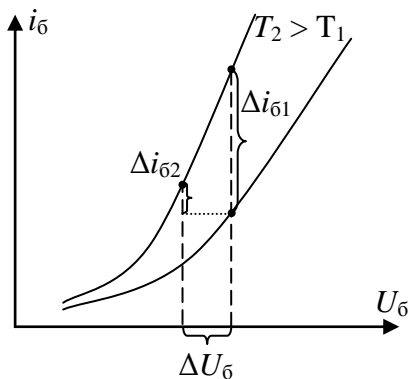


Рис. 5.2 – Входные характеристики при изменении температуры транзистора (перехода база-эмиттер)

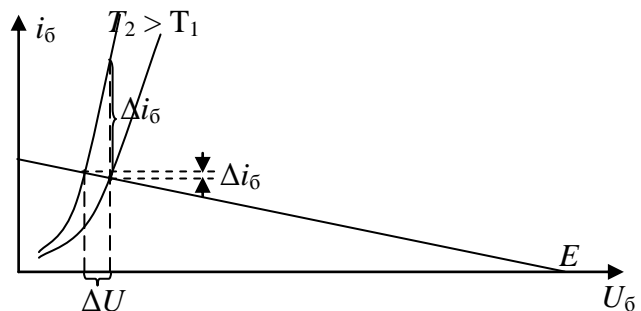


Рис. 5.3 – Стабилизация тока базы

Казалось бы, рабочий режим транзистора обеспечен – постоянная составляющая тока коллектора не изменяется, обеспечивая стабильность параметров

транзистора. Однако ток коллектора обязан своим происхождением не только току основных носителей (току базы), но и току неосновных носителей (току через закрытый переход база-коллектор) – см. рис. 5.4.

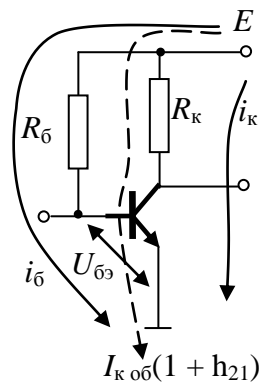


Рис. 5.4 – Токи в цепях питания

$$i_k = i_b \cdot h_{21} + I_{к_об} \cdot (1 + h_{21}). \quad (5.1)$$

Возрастание же тока через закрытый переход $I_{к_об}$ не отслеживается элементами схемы питания. Другими словами, при возрастании температуры ток коллектора получает приращение $\Delta i_k = \Delta i_{k1} + \Delta i_{k2}$, причем составляющая, обязанная своим происхождением основным носителям, стабилизируется, а составляющая, создаваемая неосновными носителями – нет.

Для описания этих явлений вводится понятие *коэффициента стабилизации* – отношения стабилизированного и исходного изменений тока:

$$S_T = \frac{\Delta i_{к_стаб}}{\Delta i_k} = \frac{\Delta i_{к1_стаб}}{\Delta i_{к1}} + \frac{\Delta i_{к2_стаб}}{\Delta i_{к2}}, \quad (5.2)$$

при этом

$$\Delta i_{к_стаб} = S_{T1} \cdot \Delta i_{к1} + S_{T2} \cdot \Delta i_{к2}. \quad (5.3)$$

Для схемы питания фиксированным током базы

$$S_{T1} = \frac{1}{1 + gR_б}, \quad S_{T2} = \frac{gR_б}{1 + gR_б}. \quad (5.4)$$

Ток неосновных носителей стабилизируется при помощи схемы коллекторной стабилизации, показанной на рис. 5.5.

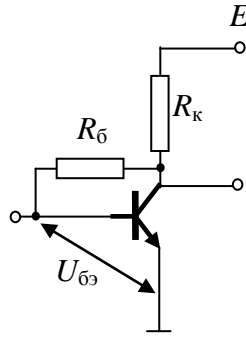


Рис. 5.5 – Схема коллекторной стабилизации

В этой схеме

$$U_{\text{бэ}} = E - (i_{\text{б}} + i_{\text{к}} + I_{\text{кобр}}) \cdot R_{\text{к}} - (i_{\text{б}} + I_{\text{кобр}}) \cdot R_{\text{б}}.$$

Увеличение любого тока уменьшает напряжение смещения и не позволяет току нарастать.

$$S_{\text{T1}} = \frac{1}{1 + g \cdot R_{\text{б}} + S_0 \cdot R_{\text{к}}}, \quad S_{\text{T2}} = \frac{g \cdot R_{\text{б}}}{1 + g \cdot R_{\text{б}} + R_{\text{к}} \cdot S_0}. \quad (5.5)$$

Недостатком описанной схемы является наличие отрицательной обратной связи на переменном токе – при подаче на вход, допустим, положительной полуволны переменного напряжения пропорционально увеличиваются ток коллектора и падение напряжения на $R_{\text{к}}$. Напряжение на коллекторе падает; через делитель ($R_{\text{б}}$ – сопротивление база-земля) это изменение передается на базу, уменьшая входное воздействие и, следовательно, выходное напряжение.

Для устранения этого явления схема изменяется так, чтобы устранить обратную связь на переменном токе, сохранив стабилизацию тока покоя (рис. 5.6).

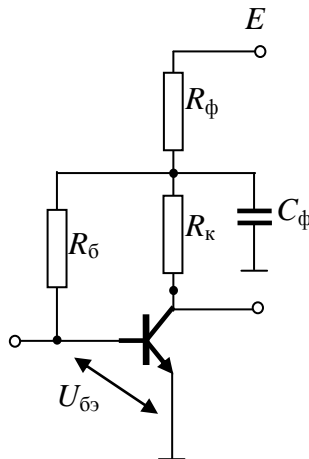


Рис. 5.6 – Схема коллекторной стабилизации без обратной связи на переменном токе

В этой схеме

$$U_{бэ} = E - (i_{бэ} + i_{кэ} + I_{кобр}) \cdot R_{\phi} - (i_{бэ} + I_{кобр}) \cdot R_{бэ}, \quad S_{T1} = \frac{1}{1 + g \cdot R_{бэ} + S_0 \cdot R_{\phi}},$$

$$S_{T2} = \frac{g \cdot R_{бэ}}{1 + g \cdot R_{бэ} + R_{\phi} \cdot S_0}. \quad (5.6)$$

Обратная связь на переменном токе отсутствует, поскольку в месте подключения $R_{бэ}$ к коллекторной цепи переменное напряжение стремится к нулю из-за наличия конденсатора C_{ϕ} .

Из приведенного описания схем стабилизации режима биполярного транзистора следует, что необходимый эффект достигается потому, что при увеличении тока (если температура возрастает) уменьшается смещение на базе и наоборот – при уменьшении тока напряжение на базе растет. Того же эффекта можно достичь, поставив резистор в цепь эмиттера (рис. 5.7).

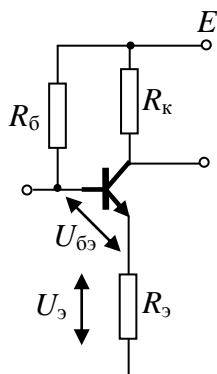


Рис.5.7 – Базовая схема эмиттерной стабилизации

В этом случае $U_{бэ} = E - i_{бэ} \cdot R_{бэ} - U_{э}$, и при увеличении тока основных носителей увеличивается падение напряжения на $R_{бэ}$, $U_{э}$ изменяется, отслеживая ток основных и неосновных носителей.

Казалось бы, нужный эффект достигается, – уменьшается напряжение на базе, растет напряжение на эмиттере, $U_{бэ}$ становится меньше, снижая ток коллектора. Но напряжение на $R_{э}$ отслеживает оба тока (основных и неосновных носителей), оно будет даже больше необходимого, – в результате ток базы не только стабилизируется, но становится даже меньше того, что был при исходной температуре. Напряжение на базе становится больше, снижая стабилизи-

рующий эффект. Следует сделать так, чтобы напряжение база-земля не менялось, а напряжение между базой и эмиттером менялось только за счет изменения напряжения на эмиттере. Это достигается применением делителя в цепи базы (рис. 5.8).

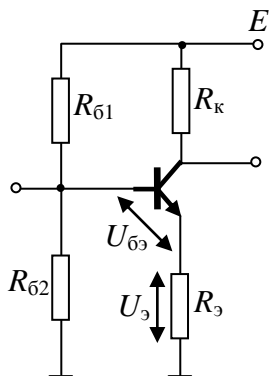


Рис.5.8 – Схема эмиттерной стабилизации с делителем в цепи базы

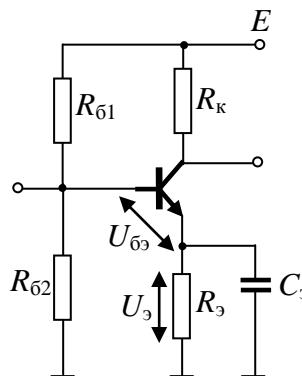


Рис.5.9 – Схема эмиттерной стабилизации без обратной связи на переменном токе

Делитель $R_{\delta 1}/R_{\delta 2}$ выбирается таким образом, чтобы ток через него был много больше тока база (примерно в десять раз). При этом изменение тока основных носителей не участвует в формировании напряжения база-земля.

$$S_{T1} = \frac{1}{1 + g \cdot (R_{12} + R_3) + S_0 \cdot R_3} \approx \frac{1}{S_0 \cdot R_3},$$

$$S_{T2} = \frac{1 + R_{12}/R_3}{1 + h_{21}}, \quad (5.7)$$

где $R_{12} = \frac{R_{\delta 1} \cdot R_{\delta 2}}{R_{\delta 1} + R_{\delta 2}}$.

В схеме эмиттерной стабилизации (так же как и в базовой коллекторной схеме стабилизации) имеется отрицательная обратная связь на переменном токе – при подаче, допустим, положительной полуволны на базу, ток эмиттера пропорционально возрастает, увеличивая напряжение на эмиттере и уменьшая напряжение между базой и эмиттером. Для устранения обратной связи эмиттерное сопротивление шунтируют конденсатором большой емкости (рис. 5.9) с тем, чтобы переменное напряжение за счет большой емкости конденсатора и его малого сопротивления переменному току стремилось к нулю.

6. Усилитель как четырехполюсник

Четырехполюсник (рис 6.1) описывается системой из двух уравнений, связывающих между собой входные и выходные токи и напряжения:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = Y_{11} \cdot \dot{U}_1 + Y_{12} \cdot \dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 = Y_{21} \cdot \dot{U}_1 + Y_{22} \cdot \dot{U}_2. \end{cases} \quad (6.1)$$

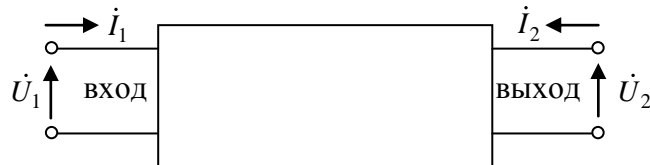


Рис. 6.1 – Общая схема четырехполюсника

Уравнениям (6.1) соответствует эквивалентная схема, изображенная на рис. 6.2

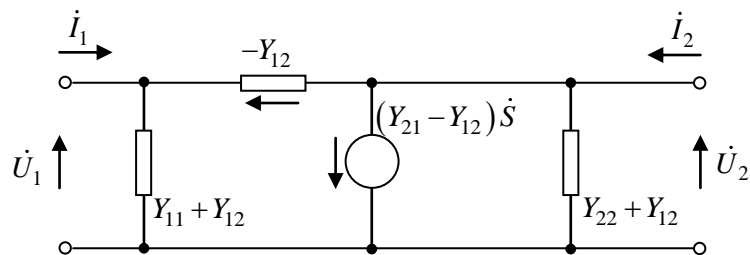


Рис. 6.2 – Эквивалентная схема четырехполюсника

Система уравнений четырехполюсника позволяет найти его коэффициент передачи, входную и выходную проводимость, выраженные через Y -параметры.

Коэффициент передачи

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}, \quad (6.2)$$

поскольку $\dot{I}_2 = -\dot{U}_2 \cdot Y_n$, второе уравнение системы (6.1) переписывается как

$$-\dot{U}_2 \cdot Y_n = Y_{21} \cdot \dot{U}_1 + Y_{22} \cdot \dot{U}_2.$$

Тогда коэффициент передачи

$$\dot{K} = -\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_n}. \quad (6.3)$$

Входная проводимость

$$Y_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1}. \quad (6.4)$$

В первом уравнении системы (6.1) выходное напряжение \dot{U}_2 можно выразить через входное:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \cdot \dot{K}, \quad \dot{I}_1 = Y_{11} \cdot \dot{U}_1 + Y_{12} \cdot \dot{U}_1 \cdot \dot{K} \quad \text{и} \quad Y_{\text{вх}} = Y_{11} + \dot{K} \cdot Y_{12}, \quad (6.5)$$

Выходная проводимость

$$Y_{\text{вых}} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2}. \quad (6.6)$$

Поскольку $\dot{I}_1 = -\dot{U}_1 \cdot Y_c$, первое уравнение системы (6.1) переписывается в виде

$$-\dot{U}_1 \cdot Y_c = Y_{11} \cdot \dot{U}_1 + Y_{12} \cdot \dot{U}_2,$$

откуда $\dot{U}_1 = \frac{-Y_{12}}{Y_c + Y_{11}} \cdot \dot{U}_2$, второе уравнение системы (6.1) принимает вид

$$\dot{I}_2 = \frac{-Y_{12}}{Y_c + Y_{11}} \cdot \dot{U}_2 + Y_{22} \cdot \dot{U}_2 \quad \text{и}$$

$$Y_{\text{вых}} = Y_{22} - \frac{Y_{12}}{Y_c + Y_{11}}. \quad (6.7)$$

Поскольку выходная проводимость транзистора, как правило, шунтируется сопротивлением коллектора, и именно оно определяет выходную проводимость, формула (6.7) для $Y_{\text{вых}}$ используется редко.

На рис. 6.3 показана эквивалентная схема биполярного транзистора, предложенная Джаколетто.

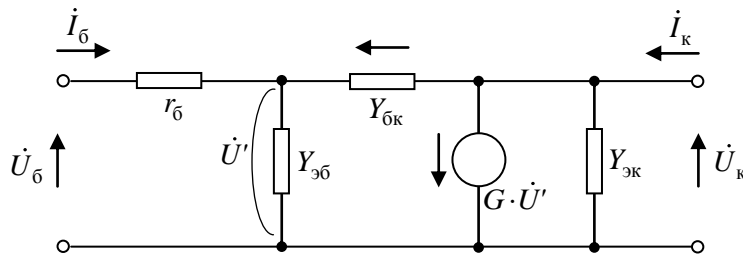


Рис. 6.3 – Физическая эквивалентная схема биполярного транзистора – схема Джаколетто

На этой схеме

$$\dot{U}' = \dot{U}_б - \dot{I}_б \cdot r_б,$$

откуда

$$\dot{i}_{\bar{6}} = \frac{\dot{U}_{\bar{6}} - \dot{U}'}{r_{\bar{6}}}. \quad (6.8)$$

Четырехполюсник по схеме рис. 6.3 описывается системой уравнений

$$\begin{cases} \dot{i}_{\bar{6}} = \dot{U}' \cdot Y_{\bar{6}\bar{6}} - (\dot{U}_{\bar{к}} - \dot{U}') \cdot Y_{\bar{6}\bar{к}}; \\ \dot{i}_{\bar{к}} = \dot{U}_{\bar{к}} \cdot Y_{\bar{к}\bar{к}} + (\dot{U}_{\bar{к}} - \dot{U}') \cdot Y_{\bar{6}\bar{к}} + G \cdot \dot{U}'. \end{cases} \quad (6.9)$$

После совместного решения уравнения (6.8) и первого уравнения системы (6.9) получим

$$\frac{\dot{U}_{\bar{6}} - \dot{U}'}{r_{\bar{6}}} = \dot{U}' \cdot Y_{\bar{6}\bar{6}} - (\dot{U}_{\bar{к}} - \dot{U}') \cdot Y_{\bar{6}\bar{к}}. \quad (6.10)$$

После совместного решения первого уравнения системы (6.9) и уравнения (6.10)

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\bar{6}} + \dot{U}_{\bar{к}} \cdot Y_{\bar{6}\bar{к}} \cdot r_{\bar{6}} &= \dot{U}' \cdot (1 + Y_{\bar{6}\bar{6}} \cdot r_{\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}} \cdot r_{\bar{6}}), \\ \dot{U}' &= \frac{\dot{U}_{\bar{6}} + \dot{U}_{\bar{к}} \cdot Y_{\bar{6}\bar{к}} \cdot r_{\bar{6}}}{1 + r_{\bar{6}} \cdot (Y_{\bar{6}\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}})}. \end{aligned} \quad (6.11)$$

После подстановки (6.11) в систему (6.9)

$$\begin{cases} \dot{i}_{\bar{6}} = \frac{Y_{\bar{6}\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}}}{1 + r_{\bar{6}} \cdot (Y_{\bar{6}\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}})} \cdot \dot{U}_{\bar{6}} - \frac{Y_{\bar{6}\bar{к}}}{1 + r_{\bar{6}} \cdot (Y_{\bar{6}\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}})} \cdot \dot{U}_{\bar{к}}; \\ \dot{i}_{\bar{к}} = \frac{G - Y_{\bar{6}\bar{к}}}{1 + r_{\bar{6}} \cdot (Y_{\bar{6}\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}})} \cdot \dot{U}_{\bar{6}} + (Y_{\bar{к}\bar{к}} + Y_{\bar{6}\bar{к}} + \frac{r_{\bar{6}} \cdot Y_{\bar{6}\bar{к}} \cdot (G - Y_{\bar{6}\bar{к}})}{1 + r_{\bar{6}} \cdot (Y_{\bar{6}\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}})}) \cdot \dot{U}_{\bar{к}}. \end{cases} \quad (6.12)$$

Сопоставив системы (6.1) и (6.11), получаем Y-параметры, описывающие транзистор:

$$\begin{aligned} Y_{11} = Y &= \frac{Y_{\bar{6}\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}}}{1 + r_{\bar{6}} \cdot (Y_{\bar{6}\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}})} & Y_{12} = Y_{\text{обр}} &= \frac{Y_{\bar{6}\bar{к}}}{1 + r_{\bar{6}} \cdot (Y_{\bar{6}\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}})} \\ Y_{21} = S &= \frac{G - Y_{\bar{6}\bar{к}}}{1 + r_{\bar{6}} \cdot (Y_{\bar{6}\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}})} & Y_{22} = Y_i = Y_{\bar{к}\bar{к}} + Y_{\bar{6}\bar{к}} + \frac{r_{\bar{6}} \cdot Y_{\bar{6}\bar{к}} \cdot (G - Y_{\bar{6}\bar{к}})}{1 + r_{\bar{6}} \cdot (Y_{\bar{6}\bar{6}} + Y_{\bar{6}\bar{к}})} \end{aligned}$$

Учитывая, что $Y_{\bar{6}\bar{6}} = g_{\bar{6}\bar{6}} + j\omega C_{\bar{6}\bar{6}}$ и $Y_{\bar{6}\bar{к}} = g_{\bar{6}\bar{к}} + j\omega C_{\bar{6}\bar{к}}$, получаем

$$Y = \frac{g_{эб} + j\omega C_{эб}}{1 + r_б \cdot (g_{эб} + j\omega C_{эб})} = \frac{1}{r_б} \cdot \frac{g \cdot r_б + j\omega C_{эб}}{1 + j\omega \tau},$$

$$Y_{ообр} = \frac{g_{бк} + j\omega C_{бк}}{1 + r_б \cdot (g_{эб} + j\omega C_{эб})} = \frac{g_{ообр} + j\omega C_{бк}}{1 + j\omega \tau},$$

$$S = \frac{G}{1 + r_б \cdot (g_{эб} + j\omega C_{эб})} = \frac{S_0}{1 + j\omega \tau},$$

$$Y_i = g_{эк} + g_{бк} + j\omega C_{бк} + \frac{G \cdot r_б \cdot (g_{бк} + j\omega C_{бк})}{r_б \cdot (g_{эб} + j\omega C_{эб})} = g_i + j\omega C_{бк} \cdot \left(1 + \frac{S_0 \cdot r_б}{1 + j\omega \tau}\right),$$

где $g, g_{ообр}, g_i, S_0$ – низкочастотные параметры транзистора, определяемые из его характеристик:

$$g = \frac{dI_{вх}}{dU_{вх}}, \quad S_0 = \frac{dI_{вых}}{dU_{вх}},$$

величинами $g_{ообр}, g_i$ в первом приближении можно пренебречь.

$$\tau = \frac{S_0 \cdot r_б}{2\pi f_T}, \quad (6.12)$$

где f_T граничная частота транзистора, измеренная в рабочей точке и вычисляемая по паспортным данным

$$f_T = |h_{21}| \cdot f. \quad (6.13)$$

Эквивалентная схема биполярного транзистора с Y -параметрами показана на рис. 6.4.

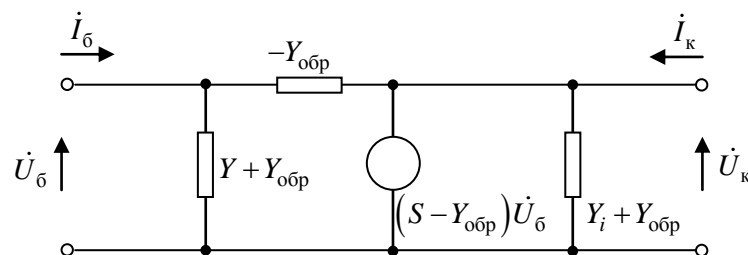


Рис. 6.4 – Эквивалентная схема биполярного транзистора-четырёхполюсника

Y -параметры эквивалентной схемы

$$Y = \frac{1}{r_б} \cdot \frac{g \cdot r_б + j\omega \tau}{1 + j\omega \tau}; \quad Y_{ообр} = \frac{g_{ообр} + j\omega C_{бк}}{1 + j\omega \tau}; \quad (6.14)$$

$$S = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau}; \quad Y_i = g_i + j\omega C_{\text{бк}} \cdot \left(1 + \frac{S_0 \cdot r_{\text{б}}}{1 + j\omega\tau}\right).$$

Транзистор описывает система уравнений

$$\begin{cases} \dot{I}_{\text{б}} = Y \cdot \dot{U}_{\text{б}} + Y_{\text{обр}} \cdot \dot{U}_{\text{к}}; \\ \dot{I}_{\text{к}} = S_0 \cdot \dot{U}_{\text{б}} + Y_i \cdot \dot{U}_{\text{к}}. \end{cases} \quad (6.15)$$

Таким образом, для описания Y-параметров биполярного транзистора необходимо знать четыре низкочастотных параметра $g, g_{\text{обр}}, S_0, g_i$ и три высокочастотных $r_{\text{б}}, \tau, C_{\text{бк}}$. $g_{\text{обр}}$ и g_i обычно малы, и ими пренебрегают. Входную проводимость g находят из входных характеристик $g = \frac{di_{\text{б}}}{dU_{\text{б}}}$.

Крутизну можно также вычислить, используя проходную характеристику (если она имеется) $S_0 = \frac{di_{\text{к}}}{dU_{\text{б}}}$, а можно рассчитать, используя статический коэффициент тока базы

$$S_0 = \frac{di_{\text{к}}}{dU_{\text{б}}} \cdot \frac{di_{\text{б}}}{di_{\text{к}}} = \frac{di_{\text{б}}}{dU_{\text{б}}} \cdot \frac{di_{\text{к}}}{di_{\text{б}}} = g \cdot h_{21} = \frac{h_{21}}{R_{\text{вх}}}.$$

Объемное сопротивление базы $r_{\text{б}}$ находится из справочника. Емкость коллекторного перехода вычисляется по приводимой в справочнике постоянной времени цепи обратной связи $\tau_{\text{к}}: C_{\text{бк}} = \frac{\tau_{\text{к}}}{r_{\text{б}}}$. Не следует забывать, что и $\tau_{\text{к}}$, и $C_{\text{бк}}$

зависят от напряжения на переходе база-коллектор:

$$C_{\text{кб}}(U_1) = C_{\text{бк}}(U_0) \cdot \sqrt{\frac{U_0}{U_1}}; \quad \tau_{\text{к}}(U_1) = \tau_{\text{к}}(U_0) \cdot \sqrt{\frac{U_0}{U_1}}.$$

Зная Y-параметры транзистора, можно рассчитать коэффициент передачи и входную проводимость.

Входную проводимость формируют параллельно подключенные переходы база-эмиттер и база-коллектор. Из формулы для $Y_{\text{вх}} = Y + K \cdot Y_{\text{обр}}$ следует, что входная проводимость носит комплексный характер $Y_{\text{вх}} = Y + K \cdot Y_{\text{обр}}$.

Закрытый переход не оказывает существенного влияния на активную составляющую входной проводимости, поэтому в первом приближении можно считать $g_{\text{вх}} \approx g$.

Входная емкость формируется двумя параллельными переходами:

$$C_{\text{вх}} = \frac{\tau}{r_{\text{б}}} + C_{\text{бк}} K.$$

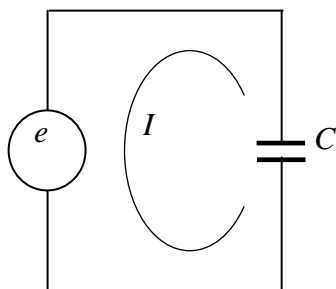
Первое слагаемое – емкость база-эмиттер. Второе – база-коллектор.

Возникает вопрос – почему одна емкость учитывается как таковая, а вторая умножается на K (и какое K имеется в виду)?

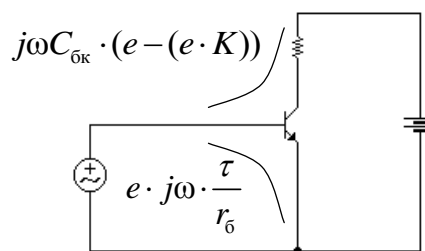
Подойдем к решению этого вопроса.

Ток через емкость (рис. 6.5,а) $I = e \cdot j\omega C$. В случае транзистора ток течет через две параллельные ветви (рис. 6.5,б):

$$I = e \cdot j\omega \cdot \frac{\tau}{r_{\text{б}}} + j\omega C_{\text{бк}} \cdot [e - (e \cdot K)] = e \cdot j\omega \cdot \frac{\tau}{r_{\text{б}}} + j\omega C_{\text{бк}} \cdot e \cdot (1 + K)$$



а)



б)

Рис. 6.5 – Токи на входе транзистора

Разность потенциалов, приложенных к переходам, различна: $-e$ на переходе база-эмиттер и $e - (-e \cdot K) = e \cdot (1 + K)$ на переходе база-коллектор.

При расчете со стороны источника сигнала на рис. 6.5,а $C = \frac{I}{e \cdot j\omega}$, а вход-

ная емкость транзистора на рис. 6.5,б $C_{\text{вх}} = \frac{I}{e \cdot j\omega} = \frac{\tau}{r_{\text{б}}} + C_{\text{бк}} \cdot (1 + K)$.

7. Реостатный каскад

7.1. Реостатный каскад на биполярном транзисторе

Если к транзистору, включенному с общим эмиттером (рис.7.1) подключить источник сигнала (рис.7.2), ток покоя коллектора изменится.

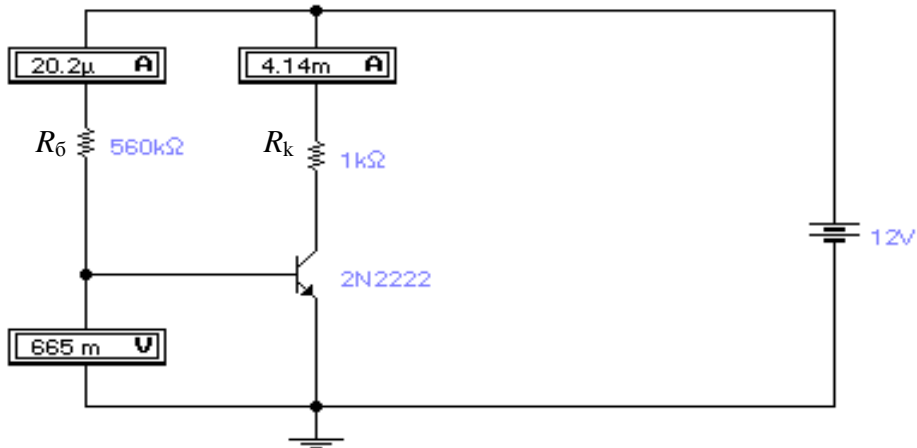


Рис. 7.1 – Ток коллектора до подключения источника сигнала

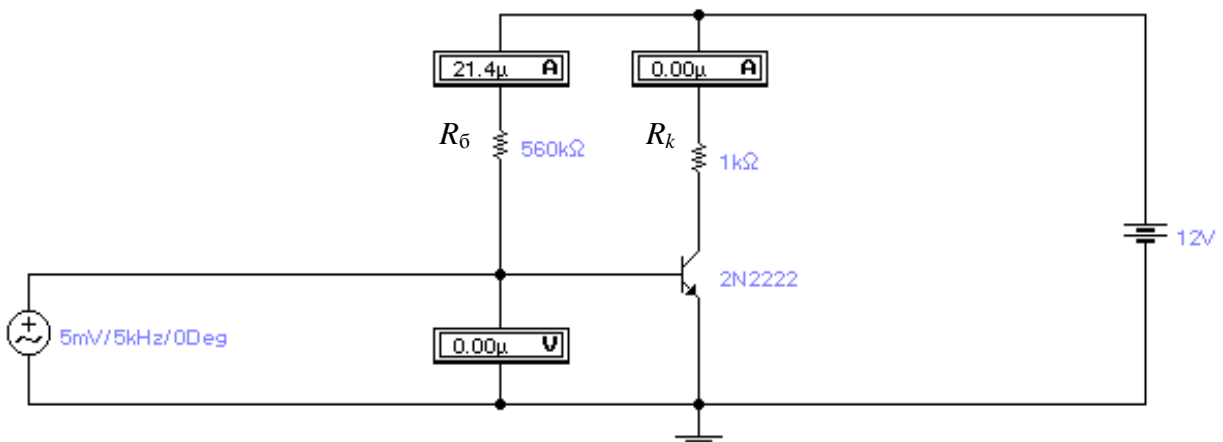


Рис. 7.2 – Каскад на биполярном транзисторе при подключении источника переменного напряжения

Аналогичное явление будет иметь место и при подключении на входе реального генератора переменного напряжения (его внутреннее сопротивление не равно нулю, но обычно невелико и находится в пределах 50-100 Ом) – см. рис. 7.3.

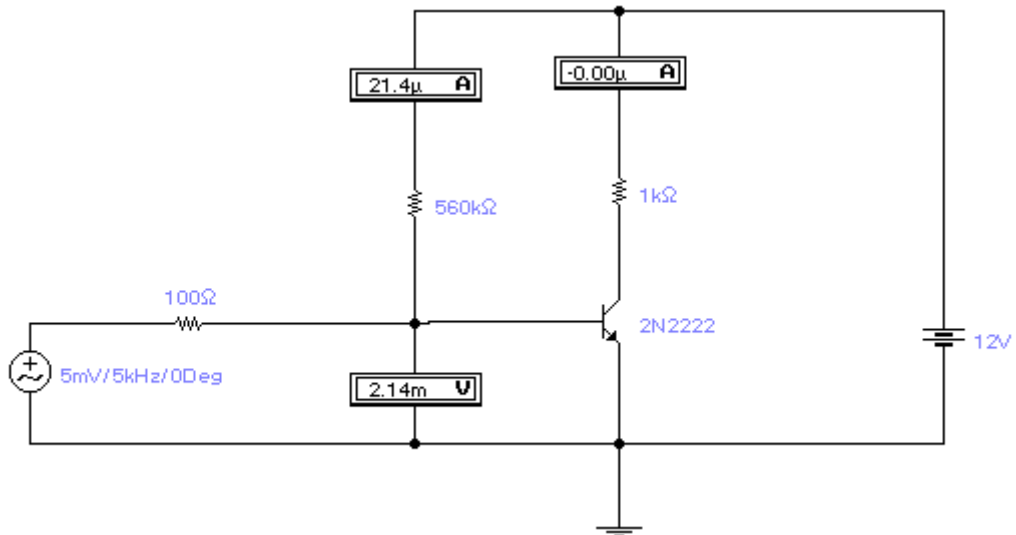


Рис. 7.3 – Каскад на биполярном транзисторе при подключении источника переменного напряжения с внутренним сопротивлением 100 Ом

Входная характеристика транзистора (рис. 7.4) показывает, что чем меньше напряжение между эмиттером и базой, тем меньше ток базы (а, следовательно, и ток коллектора). Если напряжение равно нулю (или близко к нему), ток тоже равен нулю.

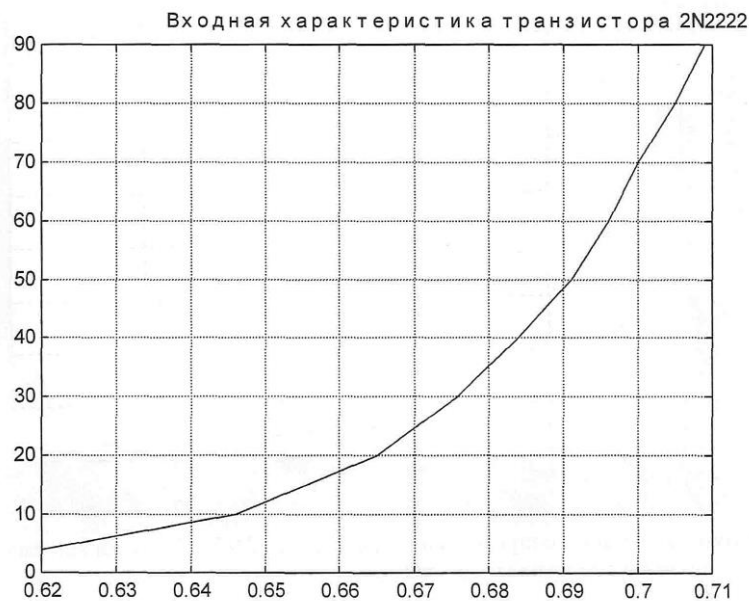


Рис. 7.4 – Входная характеристика транзистора 2N2222 (зависимость тока базы, мА от напряжения на переходе база-эмиттер, В)

При подключении между источником переменного напряжения и базой транзистора разделительного конденсатора (рис. 7.5) режим возвращается в то же состояние, как и на рис. 7.1, поскольку постоянное напряжение на переходе

эмиттер-база в этом случае не связано с входным генератором и определяется только источником питания и сопротивлением в цепи базы: $U_{бэ} = E - I_б R_б$.

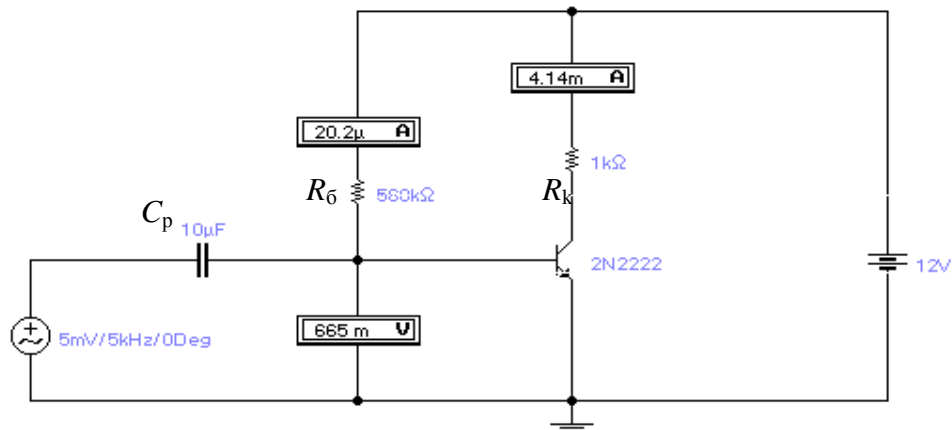


Рис. 7.5 – Каскад на биполярном транзисторе при подключении разделительной емкости между источником переменного напряжения и базой транзистора

Усиленное транзистором переменное напряжение требуется передать нагрузке ($R_н$ на рис. 7.6). Моделирование показывает, что при подключении нагрузки ток через сопротивление $R_к$ увеличивается с 4,14 мА до 7,99 мА.

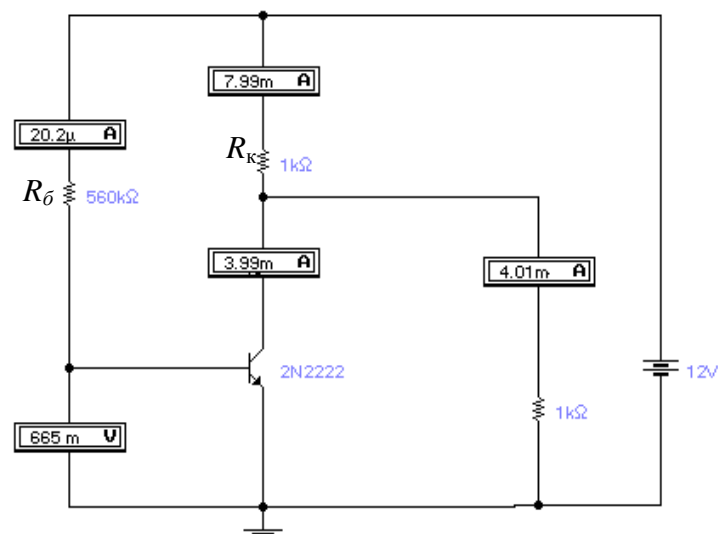


Рис. 7.6 – Реостатный каскад при подключении нагрузки в коллекторную цепь

Это происходит потому, что при наличии нагрузки образуется дополнительная цепь из последовательно включенных $R_к$ и $R_н$, подключенная к источнику питания, что и приводит к увеличению тока через сопротивление $R_к$ (это видно из рис. 7.6). Для восстановления режима работы транзистора разделительная емкость подключается и на выходе транзистора (рис. 7.7).

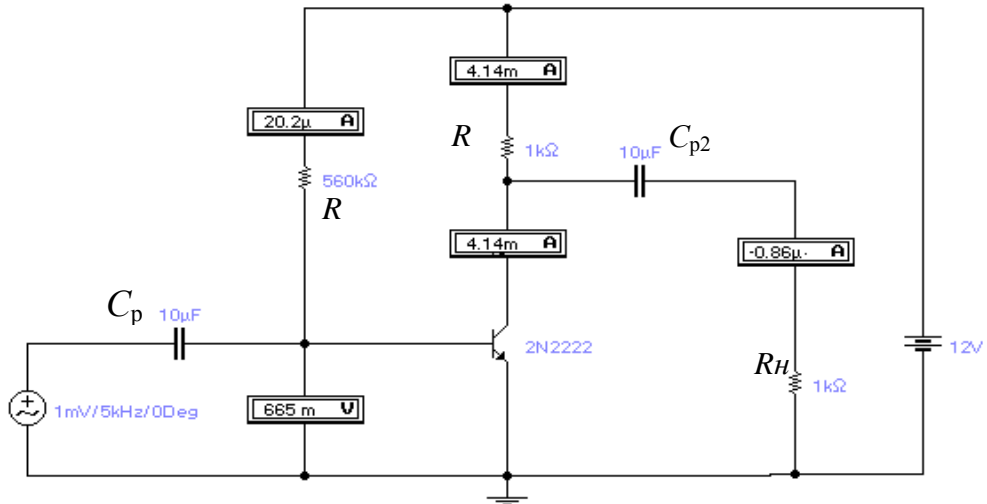


Рис. 7.7 – Реостатный каскад при включении нагрузки в коллекторную цепь через разделительную емкость

Каскад с сопротивлением нагрузки в цепи коллектора и разделительными емкостями на входе и выходе, изображенный на рис. 7.7, имеет несколько названий: *усилитель с RC-связью* или *усилитель на сопротивлениях*, или *реостатный каскад*. Последнее название появилось потому, что транзистор действительно выполняет роль переменного сопротивления, величина которого управляется сигналом. Неточность этого названия только в том, что транзистор выполняет эту функцию и в других схемах (например, в катодном повторителе или каскаде с индуктивной нагрузкой), но к ним это название не отнесли.

Вернемся к анализу каскада. После подключения разделительной емкости эквивалентная схема входной цепи приобретает вид, показанный на рис. 7.8.

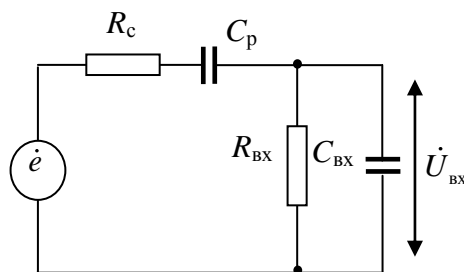


Рис. 7.8 – Эквивалентная схема входной цепи

При этом коэффициент передачи входной цепи

$$\dot{K}_{\text{BX}} = \frac{\frac{R_{\text{BX}}}{1 + j\omega C_{\text{BX}} \cdot R_{\text{BX}}}}{R_c + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{R_{\text{BX}}}{1 + j\omega C_{\text{BX}} \cdot R_{\text{BX}}}} = \frac{R_{\text{BX}}}{R_c + R_{\text{BX}} + j\omega C_{\text{BX}} \cdot R_c \cdot R_{\text{BX}} + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{j\omega C_{\text{BX}} \cdot R_{\text{BX}}}{j\omega C_p}}$$

После деления числителя и знаменателя на действительную часть знаменателя

$$\dot{K}_{\text{BX}} = \frac{\frac{R_{\text{BX}}}{R_c + R_{\text{BX}}}}{1 + j\omega C_{\text{BX}} \cdot \frac{R_c \cdot R_{\text{BX}}}{R_c + R_{\text{BX}}} + \frac{1}{j\omega C_p \cdot (R_c + R_{\text{BX}})} + \frac{j\omega C_{\text{BX}} \cdot R_{\text{BX}}}{j\omega C_p \cdot (R_c + R_{\text{BX}})}} = \frac{K_{\text{BX}_0}}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_{\text{H}}} + j\omega \tau_{\text{B}}},$$

где

$$K_{\text{BX}_0} = \frac{R_{\text{BX}}}{R_c + R_{\text{BX}}}, \tau_{\text{B}} = C_{\text{BX}} \cdot \frac{R_c \cdot R_{\text{BX}}}{R_c + R_{\text{BX}}}, \tau_{\text{H}} = C_p \cdot (R_c + R_{\text{BX}}).$$

Четвертым слагаемым знаменателя можно пренебречь, поскольку $C_{\text{BX}} \ll C_p$.

$$\dot{K}_{\text{BX}} = \frac{K_{\text{BX}_0}}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_{\text{H}}} + j\omega \tau_{\text{B}}}. \quad (7.1)$$

Выражение (7.1) можно преобразовать, вынеся j за скобки.

$$\dot{K}_{\text{BX}} = \frac{K_{\text{BX}_0}}{1 + j\left(\omega \tau_{\text{B}} - \frac{1}{\omega \tau_{\text{H}}}\right)}. \quad (7.2)$$

Из (7.2) видно, что существует резонансная частота, при которой второе слагаемое знаменателя обращается в ноль и $\dot{K}_{\text{BX}} = K_{\text{BX}_0}$. Но резонанс выражен слабо, поскольку только на частотах, далеких от этой частоты «квазирезонанса» (существенно выше и ниже ее), модуль коэффициента передачи начинает заметно меняться (рис. 7.8.).

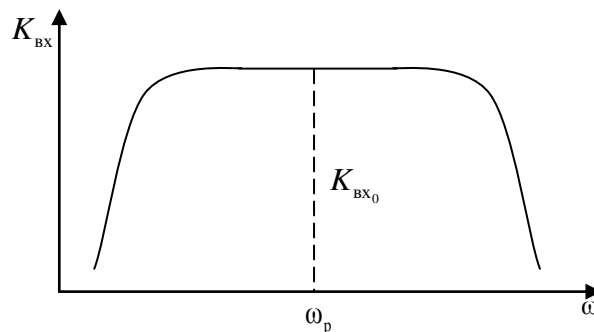


Рис. 7.9 – Частотная характеристика входной цепи

Возвращаясь к выражению (7.1), на частоте квазирезонанса получится:

$$\dot{K}_{\text{вх}} = \frac{K_{\text{вх}0}}{1 + \frac{j\omega C_{\text{вх}} \cdot R_{\text{вх}}}{j\omega C_p \cdot (R_c + R_{\text{вх}})}} = \frac{K_{\text{вх}0}}{1 + \frac{j\omega\tau_{\text{в}}}{j\omega\tau_{\text{н}}}} = \frac{K_{\text{вх}0}}{1 + \frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{н}}}}$$

Очевидно, что $\tau_{\text{н}}$ следует выбирать много больше, чем $\tau_{\text{в}}$, за счет соответствующей емкости разделительного конденсатора C_p .

Если емкость разделительного конденсатора недостаточно велика, ее сопротивление начнет увеличиваться на все более высоких частотах (ближе к частоте квазирезонанса), снижая на этих частотах модуль коэффициента передачи. В результате максимальное значение частотной характеристики сдвигается, не обеспечивая потенциально возможный коэффициент усиления (см. рис. 7.9).

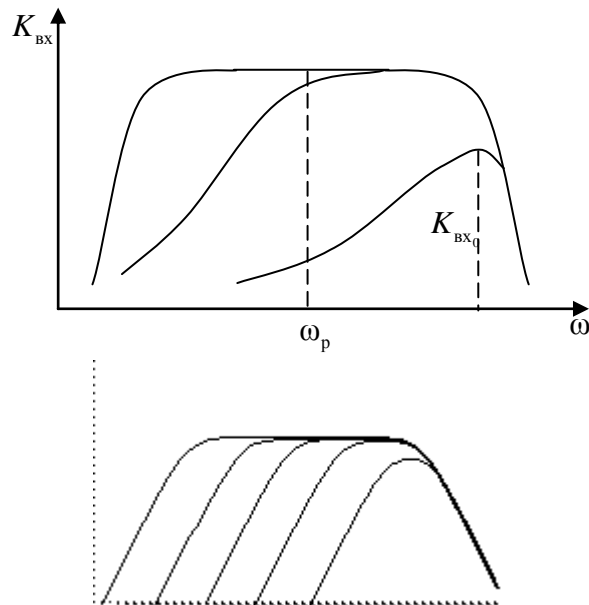


Рис. 7.9 – Влияние изменения $\tau_{\text{н}}$ на АЧХ реостатного каскада

Влияние разделительной емкости на частотную характеристику входной цепи объясняется тем, что при подключении источника сигнала во входной цепи протекает ток, определяемый источником сигнала и параметрами цепи. На верхних и средних частотах сопротивление разделительной емкости мало, ток определяется только резисторами и создает входное напряжение на $R_{\text{вх}}$. По мере уменьшения частоты сопротивление конденсатора растет, ток уменьшается, что приводит к уменьшению входного, а, следовательно, и выходного напряжения (см. характеристику на рис.7,9).

Аналогичное явление наблюдается и при неудачном выборе τ_B (рис. 7.10).

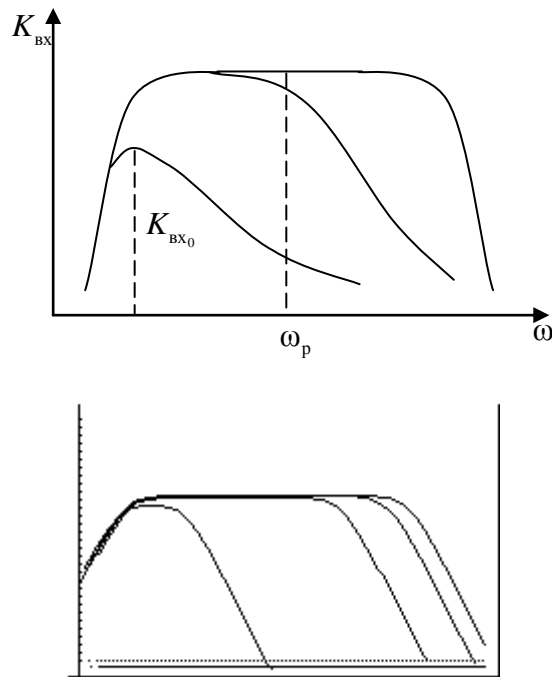


Рис. 7.10 – Влияние изменения τ_B на АЧХ реостатного каскада

На рис. 7.11 приведена эквивалентная схема входной цепи реостатного каскада на биполярном транзисторе на нижних частотах (существенно меньших частоты квазирезонанса)

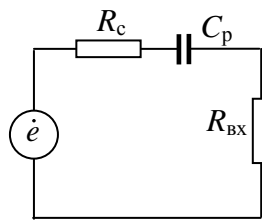


Рис. 7.11 – Эквивалентная схема входной цепи реостатного каскада на нижних частотах

Коэффициент передачи входной цепи на нижних частотах

$$\dot{K}_{\text{BXH}} = \frac{K_{\text{BX0}}}{1 + \frac{j\omega\tau_{\text{H}}}{1}}, \quad \tau_{\text{H}} = C_p \cdot (R_c + R_{\text{BX}}),$$

откуда нижняя граничная частота на уровне 0,7

$$\omega_{\text{H0,7}} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_{\text{H}}},$$

поскольку $K_{\text{вхн}} = \frac{K_{\text{вх0}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_{\text{н}}}\right)^2}} = \frac{K_{\text{вх0}}}{\sqrt{2}} = \frac{K_{\text{вх0}}}{1,4} = 0,7 \cdot K_{\text{вх0}}$.

$\tau_{\text{н}} = C_p \cdot (R_c + R_{\text{вх}})$ - постоянная времени на нижних частотах вычисляется как произведение емкости искажающего конденсатора и суммы сопротивлений от его левой и правой обкладок по отношению к общему проводу.

Кроме уменьшения модуля коэффициента передачи, на нижних частотах появляется положительный фазовый сдвиг (рис. 7.12).

$$\varphi_{\text{н}} = \arctg\left(\frac{1}{\omega \cdot \tau_{\text{н}}}\right).$$

Фазовый сдвиг тем больше, чем ниже частота. В пределе одна разделительная емкость создает фазовый сдвиг 90^0 . Если разделительных емкостей несколько (на входе, на выходе, между каскадами) фазовые сдвиги суммируются (3.2).

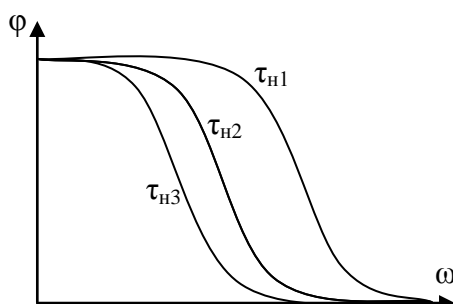


Рис. 7.12 – Фазовая характеристика входной цепи реостатного каскада на нижних частотах при нескольких значениях $\tau_{\text{н}}$

Поведение входной цепи на верхних частотах описывается эквивалентной схемой рис. 7.13.

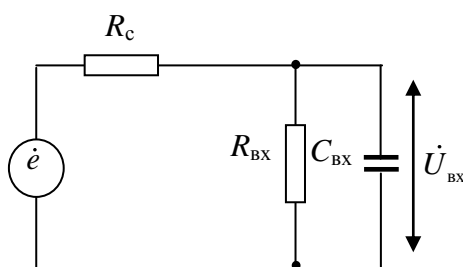


Рис. 7.13 – Эквивалентная схема входной цепи реостатного каскада на верхних частотах

$$\dot{K}_{\text{BX}_B} = \frac{\frac{R_{\text{BX}}}{1 + j\omega C_{\text{BX}} \cdot R_{\text{BX}}}}{R_c + \frac{R_{\text{BX}}}{1 + j\omega C_{\text{BX}} \cdot R_{\text{BX}}}} = \frac{R_{\text{BX}}}{R_c + R_{\text{BX}} + j\omega C_{\text{BX}} \cdot R_c \cdot R_{\text{BX}}} = \frac{R_{\text{BX}}}{R_c + R_{\text{BX}} \cdot \frac{1 + j\omega C_{\text{BX}} \cdot R_c}{1 + j\omega C_{\text{BX}} \cdot R_{\text{BX}}}},$$

$$K_{\text{BX}_B} = \frac{K_{\text{BX}_0}}{1 + j\omega \tau_B}, \quad \tau_B = C_{\text{BX}} \cdot \frac{R_c \cdot R_{\text{BX}}}{R_c + R_{\text{BX}}},$$

$$K_{\text{BX}_B} = \frac{K_{\text{BX}_0}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_B)^2}}, \quad \varphi_B = -\text{arctg}(\omega \tau_B).$$

Из формул видно, что чем больше R_{BX} , тем больше коэффициент передачи входной цепи на средних частотах, но тем уже полоса пропускания.

*Итоги расчета входной цепи реостатного каскада
на биполярном транзисторе*

$$\dot{K}_{\text{BX}_H} = \frac{K_{\text{BX}_0}}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_H}}, \quad K_{\text{BX}_H} = \frac{K_{\text{BX}_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega \tau_H}\right)^2}},$$

$$\varphi_H = -\text{arctg}\left(\frac{1}{\omega \tau_H}\right), \quad \tau_H = C_p \cdot (R_c + R_{\text{BX}}), \quad \omega_{H_{0,7}} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_H}.$$

$$K_{\text{BX}_0} = \frac{R_{\text{BX}}}{R_c + R_{\text{BX}}}, \quad K_{\text{BX}_B} = \frac{K_{\text{BX}_0}}{1 + j\omega \tau_B}, \quad K_{\text{BX}_B} = \frac{K_{\text{BX}_0}}{\sqrt{1 + (\omega \tau_B)^2}},$$

$$\varphi_B = -\text{arctg}(\omega \tau_B), \quad \tau_B = C_{\text{BX}} \cdot \frac{R_c \cdot R_{\text{BX}}}{R_c + R_{\text{BX}}}, \quad \omega_{e_{0,7}} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_e}.$$

Постоянная времени верхних частот определяется произведением искажающей емкости и сопротивления (в данном случае эквивалентного двумсопротивлениям), включенного параллельно:

$$\tau_B = C_{\text{BX}} \cdot \frac{R_c \cdot R_{\text{BX}}}{R_c + R_{\text{BX}}}$$

Перейдем к рассмотрению выходной цепи. На рис. 7.14 показана принципиальная схема реостатного каскада на биполярном транзисторе с подключенными генератором и нагрузкой. Входная цепь этого каскада рассмотрена выше.

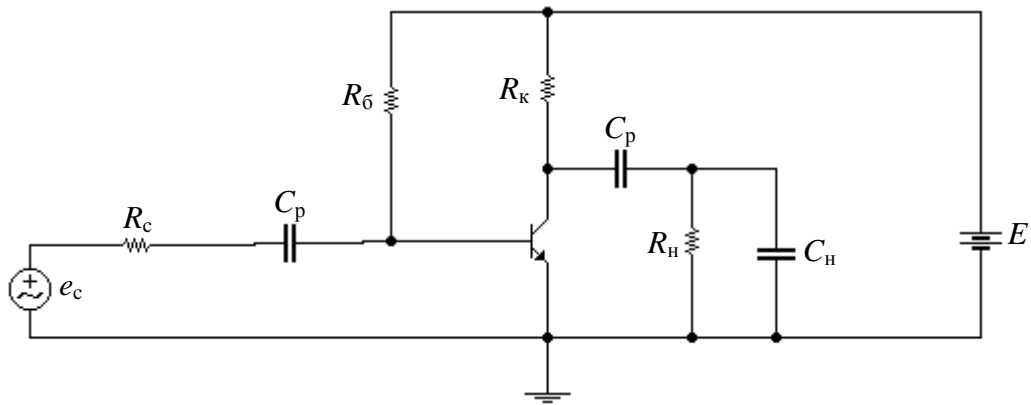


Рис. 7.14 – Принципиальная схема реостатного каскада на биполярном транзисторе

Так же, как и в случае входной цепи, конденсаторы оказывают разное влияние на различных частотах. На нижних частотах сопротивление емкости разделительного конденсатора велико, а оно включено последовательно с нагрузкой. Эквивалентная схема выходной цепи для нижних частот аналогична соответствующей схеме входной цепи (рис. 7.15).

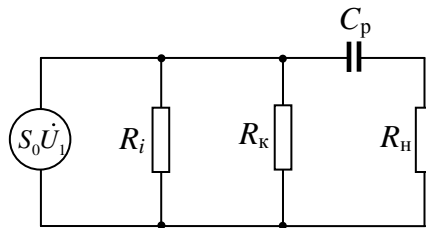


Рис. 7.15 – Эквивалентная схема выходной цепи реостатного каскада на биполярном транзисторе для нижних частот

$$\dot{K}_{\text{ВЫХ}_H} = \frac{K_{\text{ВЫХ}_0}}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_H}}, \quad K_{\text{ВЫХ}_H} = \frac{K_{\text{ВЫХ}_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_H}\right)^2}}, \quad \varphi_H = -\arctg\left(\frac{1}{\omega\tau_H}\right)$$

$$\tau_H = C_p \cdot (R_{ik} + R_H), \quad R_{ik} = \frac{R_i \cdot R_H}{R_i + R_H}, \quad \omega_{H_{0,7}} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_H}.$$

Как и в случае входной цепи, постоянная времени нижних частот вычисляется как произведение емкости искажающего конденсатора и суммы сопротивлений от его левой и правой обкладок по отношению к общему проводу:

$$\tau_H = C_p \cdot (R_{ik} + R_H).$$

Для анализа выходной цепи на верхних частотах воспользуемся соотношениями, полученными в разделе 6:

$$\dot{K} = -\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_H}, Y_{21} = \dot{S} = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau}, Y_{22} = Y_i = g_i + j\omega C_{\text{БК}} \cdot \left(1 + \frac{S_0 \cdot r_{\text{Г}}}{1 + j\omega\tau}\right).$$

Нагрузка – это параллельное включение сопротивления и емкости нагрузки: $Y_H = g_H + j\omega C_H$. При этом коэффициент передачи выходной цепи

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\text{ВЫХ}} &= -\frac{\frac{S_0}{1 + j\omega\tau}}{g_i + j\omega C_{\text{БК}} \cdot \left(1 + \frac{S_0 \cdot r_{\text{Г}}}{1 + j\omega\tau}\right) + g_k + g_H + j\omega C_H} = \\ &= \frac{S_0}{g_i + g_k + g_H + j\omega\tau \cdot (g_i + g_k + g_H) + j\omega C_{\text{БК}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_{\text{Г}}) + j\omega C_H + j\omega\tau \cdot j\omega(C_{\text{БК}} + C_H)} = \\ &= \frac{S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}{1 + j\omega\tau + j\omega C_{\text{БК}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_{\text{Г}}) \cdot R_{\text{ЭКВ}} + j\omega C_H \cdot R_{\text{ЭКВ}} + j\omega\tau \cdot j\omega(C_{\text{БК}} + C_H) \cdot R_{\text{ЭКВ}}} = \\ &= \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B + j\omega C_{\text{БК}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_{\text{Г}}) \cdot R_{\text{ЭКВ}} + j\omega C_H \cdot R_{\text{ЭКВ}} + j\omega\tau \cdot j\omega(C_{\text{БК}} + C_H) \cdot R_{\text{ЭКВ}}} = \\ &= \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B + j\omega\tau \cdot j\omega\tau_{\text{НАГ}}} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} R_{\text{ЭКВ}} &= -\frac{1}{g_i + g_k + g_H}, K_0 = S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}, \\ \tau_B &= \tau + C_{\text{БК}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_{\text{Г}}) \cdot R_{\text{ЭКВ}} + C_H \cdot R_{\text{ЭКВ}} = \tau + \tau_{\text{НАГ}}, \\ \tau_{\text{НАГ}} &= (C_{\text{БК}} + C_H) \cdot R_{\text{ЭКВ}}. \end{aligned}$$

Модуль коэффициента передачи входной цепи $K_{\text{ВЫХ}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}}$.

В выражении $\dot{K}_{\text{ВЫХ}} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B + j\omega\tau \cdot j\omega\tau_{\text{НАГ}}} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}$ не учитывается третье слагаемое знаменателя. Это возможно, поскольку в пределах полосы пропускания (если $\omega\tau_B \ll 1$) произведение составляющих $\omega\tau_B$ слагаемых $\omega\tau_B = \omega\tau + \omega\tau_{\text{НАГ}}$ будет пренебрежимо малым.

*Итог расчета выходной цепи реостатного каскада
на биполярном транзисторе*

$$\dot{K}_{\text{ВЫХ}_H} = \frac{K_{\text{ВЫХ}_0}}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_H}}, \quad K_{\text{ВЫХ}_H} = \frac{K_{\text{ВЫХ}_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau_H}\right)^2}}, \quad \varphi_H = -\arctg\left(\frac{1}{\omega\tau_H}\right),$$

$$\tau_H = C_p \cdot (R_{ik} + R_H), \quad R_{ik} = \frac{R_i \cdot R_H}{R_i + R_H}, \quad \omega_{H0,7} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_H}.$$

$$K_{\text{ВЫХ}_0} = S_0 \cdot R_{ikH}, \quad R_{\text{ЭКВ}} = -\frac{1}{g_i + g_k + g_H},$$

$$K_{\text{ВЫХ}_B} = \frac{K_{\text{ВЫХ}_0}}{1 + j\omega\tau_B}, \quad K_{\text{ВЫХ}_B} = \frac{K_{\text{ВЫХ}_0}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}}, \quad \varphi_B = -\arctg(\omega\tau_B),$$

$$\tau_B = \tau + C_{\text{БК}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_{\text{б}}) \cdot R_{\text{ЭКВ}} + C_H \cdot R_{\text{ЭКВ}}, \quad \omega_{\text{Б}0,7} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_{\text{Б}}}.$$

В отличие от входной цепи, постоянная времени верхних частот выходной цепи имеет три слагаемых; третье, так же как и в случае входной цепи, учитывает влияние искажающей емкости (емкости нагрузки) и сопротивления (в данном случае эквивалентного трем), включенных параллельно; первые два слагаемых учитывают частотные свойства транзистора:

$$\tau_B = \tau + C_{\text{БК}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_{\text{б}}) \cdot R_{\text{ЭКВ}} + C_H \cdot R_{\text{ЭКВ}}.$$

Выбор элементов схемы реостатного каскада

Расчет реостатного каскада начинается с выбора сопротивления в цепи коллектора R_k . Исходными данными для расчета являются необходимое выходное напряжение на заданной нагрузке и верхняя граничная частота амплитудно-частотной характеристики выходной цепи.

Главным параметром является верхняя граничная частота, позволяющая определить допустимую τ_B . Если допустимое изменение усиления на верхней граничной частоте равно -3 дБ, то $\tau_B \leq \frac{1}{2\pi \cdot \omega_{\text{Б}0,7}}$. Если искажающих каскадов

несколько, искажения распределяются между ними и $\tau_B \leq \frac{\sqrt{\left(\frac{K_{\text{ВЫХ}_0}}{K_{\text{ВЫХ}_B}}\right)^2 - 1}}{2\pi \cdot \omega_{e_{0,7}}}$, где

$\frac{K_{\text{ВЫХ}_0}}{K_{\text{ВЫХ}_B}}$ – величина, обратная допустимым частотным искажениям цепи.

Постоянная времени выходной цепи описывается тремя слагаемыми: $\tau_B = \tau + C_{\text{БК}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_6) \cdot R_{\text{ЭКВ}} + C_{\text{Н}} \cdot R_{\text{ЭКВ}}$, два из которых в начале расчета неизвестны, поскольку они определяются не выбранным еще транзистором. Можно положить, что половину искажений создает транзистор, половину – нагрузка. Тогда $R_{\text{ЭКВ}} \leq \frac{0,5\tau_B}{C_{\text{Н}}}$. $R_{\text{ЭКВ}}$ – это параллельное включение $R_{\text{К}}$ и $R_{\text{Н}}$ (влиянием большого выходного сопротивления транзистора на этом этапе можно пренебречь).

Тогда $R_{\text{К}} \leq \frac{R_{\text{ЭКВ}} \cdot R_{\text{Н}}}{R_{\text{ЭКВ}} - R_{\text{Н}}}$. Знак \leq используется вместо знака равенства, поскольку он показывает, в какую сторону следует округлять выбираемые величины, не выходя за допустимые пределы. Выбор $R_{\text{К}}$ меньше расчетного не уменьшает верхнюю граничную частоту.

Выбор $R_{\text{К}}$ может иметь один из трех результатов:

1) нормальный – рассчитанное значение округляется до ближайшего большего номинала и используется в дальнейших расчетах;

2) рассчитанное $R_{\text{К}}$ отрицательно – это может получиться, если $R_{\text{Н}}$ меньше допустимого $R_{\text{ЭКВ}}$; каким бы ни было $R_{\text{К}}$, полоса пропускания будет не менее заданной;

3) рассчитанное $R_{\text{К}}$ положительно, но чрезвычайно (без надобности) велико – это может получиться, если $R_{\text{Н}}$ больше допустимого $R_{\text{ЭКВ}}$, но близко к нему.

В двух последних случаях $R_{\text{К}}$ выбирают без учета заданной верхней граничной частоты (она заведомо обеспечивается), а с тем, чтобы обеспечить максимально возможное усиление. $R_{\text{К}}$ и $R_{\text{Н}}$ включены параллельно, следовательно

чем больше R_k , тем больше $R_{\text{экв}}$ и больше усиление. Однако, увеличение R_k требует большего напряжения питания $E = U_{k0} + i_{k0} \cdot R_k$. Чтобы остаться в разумных пределах, R_k выбирают равным примерно $(2-3) R_H$.

После того, как выбрано R_k и вычислено $R_{\text{экв}}$, вычисляется амплитуда выходного тока, необходимого для получения заданного выходного напряжения

$i_{k\sim} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{экв}}}$. Найденное значение используется для определения необходимого

тока покоя $i_{k0} \approx (1,1-1,2)i_{k\sim}$.

Полученные величины позволяют выбрать транзистор, его рабочую точку и рассчитать параметры транзистора и каскада в рабочей точке. Если результаты удовлетворительны, можно перейти к определению разделительных емкостей на входе и выходе каскада.

Допустимые частотные искажения делятся между цепями обычно пополам (хотя возможны и другие варианты).

$$\tau_H \geq \frac{\sqrt{\left(\frac{K_{\text{вых}0}}{K_{\text{вых}H}}\right)^2 - 1}}{2\pi \cdot \omega_{H0,7}}$$

Для входной цепи $C_p \geq \frac{\tau_H}{R_r + R_{\text{вх}}}$, для выходной $C_p \geq \frac{\tau_H}{R_{\text{ик}} + R_H}$.

7.2. Реостатный каскад на полевом транзисторе

Принципиальная схема двухкаскадного усилителя на полевых транзисторах показана на рис. 7.17.

Сигнал подается на вход первого каскада, нагрузкой которого является входное сопротивление следующего. Поступающее на вход второго каскада напряжение после усиления передается нагрузке. Как было отмечено выше (раздел 3), при последовательном включении четырехполюсников коэффициенты усиления перемножаются, что будет учтено в дальнейшем.

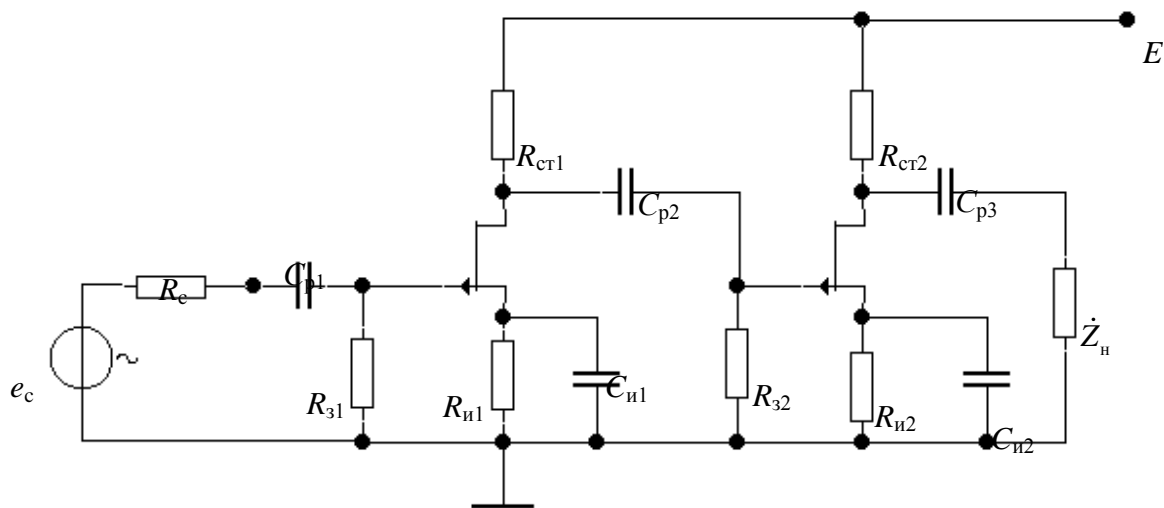


Рис. 7.17 – Двухкаскадный усилитель на полевых транзисторах

Каскады на рис. 7.17 похожи на схему реостатного каскада с эмиттерной стабилизацией (рис. 5.9) – имеют сопротивления в выходной цепи ($R_K - R_{ст}$), RC -цепочки для контакта с общим проводом ($R_3, C_3 - R_{и}, C_{и}$). Разница в подключении затвора (базы). Но эта разница не только внешняя.

У биполярного транзистора напряжения на коллекторе и на базе по отношению к общему проводу одного знака (положительные у $n-p-n$ транзисторов и отрицательные у $p-n-p$). У полевых транзисторов в общем случае ситуация иная – у транзисторов с n -каналом напряжение на стоке положительное, а на затворе отрицательное. В случае p -канала напряжение на стоке и на затворе отрицательное. Как должно быть организовано питание при одном источнике?

На рис.7.17 показаны транзисторы с n -каналом, напряжение на стоке положительное, ток течет от источника питания к общему проводу, создавая положительное напряжение на истоке по отношению к общему проводу. Затвор через сопротивление R_3 имеет потенциал общего провода, в результате напряжение на затворе отрицательное по отношению к истоку (рис. 7.18). Помимо создания необходимого смещения, сопротивление в цепи истока (как при эмиттерной стабилизации биполярного транзистора) стабилизирует выходной ток.

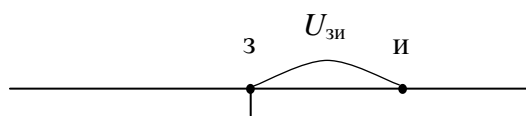


Рис. 7.18 – Напряжение на затворе по отношению к истоку (общему проводу)

Сопротивление в цепи истока выбирается таким, чтобы обеспечить необ-

ходимое смещение: $R_{и} = \frac{|U_{зи}|}{i_{ст}}$.

Если необходимо обеспечить стабилизацию выходного тока и сопротивление в цепи истока получается большим, чем нужно для смещения, лишнее напряжение компенсируется делителем в цепи затвора (рис.7.19).

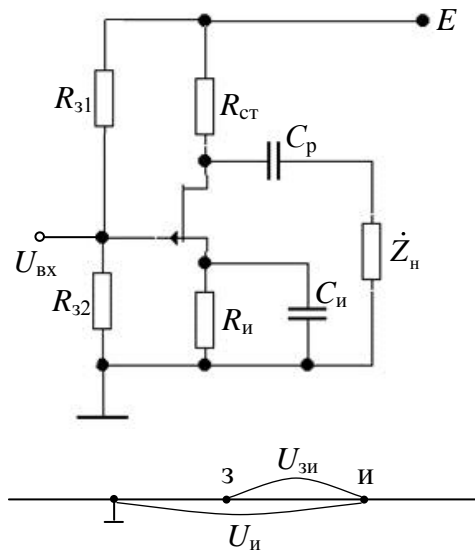


Рис. 7.19 – Напряжение на затворе по отношению к истоку при наличии делителя в цепи затвора

Конденсаторы в цепях истока выполняют ту же роль, что и в каскадах на биполярных транзисторах – устраняют обратную связь.

Эквивалентная схема входной цепи каскада на полевом транзисторе аналогична соответствующей схеме для биполярного (рис. 7.8). Однако, входное сопротивление полевого транзистора значительно больше, чем биполярного. Входная емкость $C_{вх} = C_{зи} + C_{зст} \cdot (1 + K)$. Обычно она значительно меньше, чем у биполярного транзистора. Эквивалентная схема выходной цепи полевого транзистора показана на рис. 7.20.

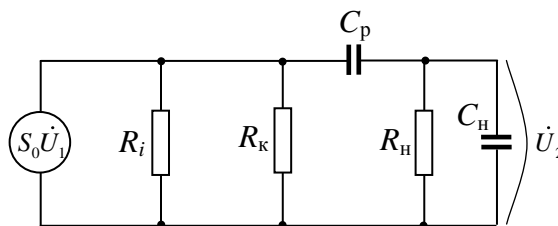


Рис. 7.20 – Эквивалентная схема выходной цепи полевого транзистора

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_1} = \frac{S \cdot R_{\text{icT}} \cdot \frac{R_{\text{H}}}{1 + j\omega \cdot C_{\text{H}} \cdot R_{\text{H}}}}{R_{\text{icT}} + \frac{1}{j\omega \cdot C_{\text{p}}} + \frac{R_{\text{H}}}{1 + j\omega \cdot C_{\text{H}} \cdot R_{\text{H}}}} = \frac{S \cdot R_{\text{icT}} \cdot R_{\text{H}}}{R_{\text{icT}} + R_{\text{H}} + j\omega \cdot C_{\text{H}} \cdot R_{\text{H}} \cdot R_{\text{icT}} + \frac{j\omega \cdot C_{\text{H}}}{j\omega \cdot C_{\text{p}}}}$$

ИЛИ

$$\dot{K} = \frac{S \cdot \frac{R_{\text{H}} \cdot R_{\text{icT}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{icT}}}}{1 + j\omega \cdot C_{\text{H}} \cdot \frac{R_{\text{H}} \cdot R_{\text{icT}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{icT}}} + \frac{1}{j\omega \cdot C_{\text{p}} \cdot (R_{\text{H}} + R_{\text{icT}})}} = \frac{S \cdot R_{\text{эКВ}}}{1 + j\omega \cdot \tau_{\text{B}} + \frac{1}{j\omega \cdot \tau_{\text{H}}}},$$

где $R_{\text{эКВ}} = \frac{R_{\text{H}} \cdot R_{\text{icT}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{icT}}}$, $\tau_{\text{B}} = C_{\text{H}} \cdot \frac{R_{\text{H}} \cdot R_{\text{icT}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{icT}}}$, $\tau_{\text{H}} = C_{\text{p}} \cdot (R_{\text{H}} + R_{\text{icT}})$.

8. Переходная характеристика усилителя

Переходной характеристикой усилителя называют зависимость выходного напряжения от времени, если входной сигнал представляет собой единичное напряжение (рис. 8.1), то есть функцию, описываемую системой уравнений:

$$U_1(t) = 0 \quad t < t_0$$

$$U_1(t) = 1 \quad t \geq t_0$$

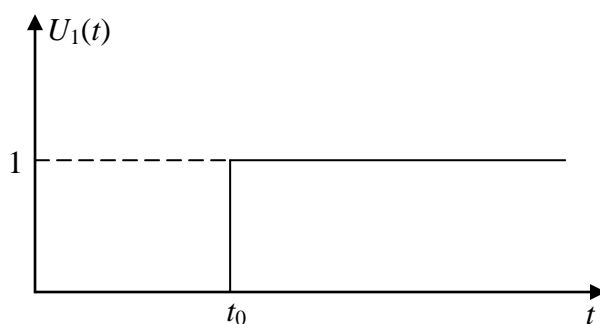


Рис. 8.1 – Единичное входное напряжение

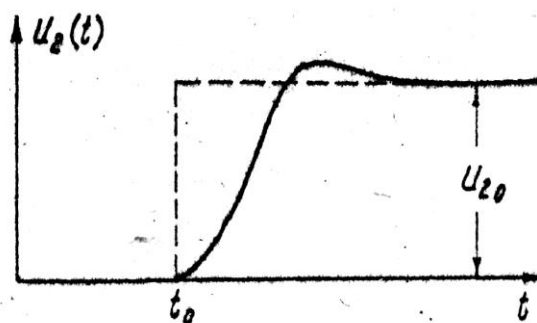
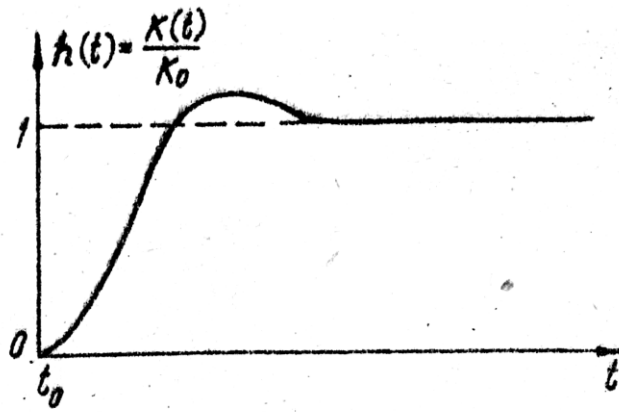


Рис. 8.2 – Переходная характеристика усилителя

На рис. 8.2 штрихами показана идеальная переходная характеристика. U_{20} – установившееся значение выходного напряжения.

Так как входное напряжение имеет единичную амплитуду, ось ординат на рис. 8.2 тождественно совпадает с осью $K(t)$, а U_{20} соответствует коэффициенту передачи усилителя в установившемся режиме K_0 . Для удобства сравнения усилителей с разными K_0 пользуются *нормированной переходной характеристикой* $h(t)$, представляющей собой зависимость нормированного коэффициента передачи усилителя от времени при подаче на его вход единичного напряжения (рис. 8.3).



8.3 – Нормированная переходная характеристика усилителя

Наиболее распространенным воздействием для большинства импульсных усилителей является входное напряжение в виде импульсов, по форме близких к прямоугольным. Такие импульсы можно представить разностью двух единичных функций, сдвинутых на τ (рис.8.4). О реакции усилителя на такой импульс можно судить по реакции усилителя на каждую из единичных функций (рис.8.5).

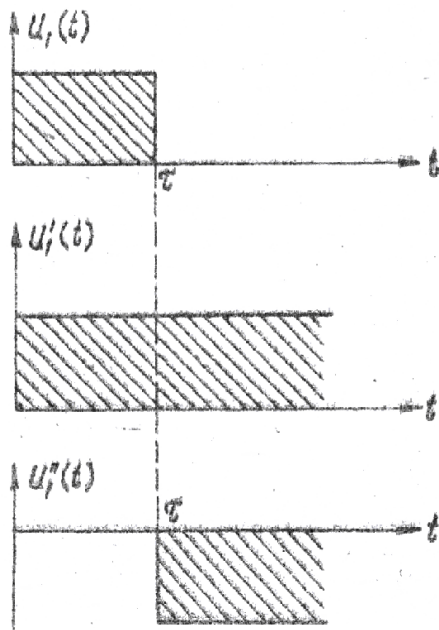


Рис. 8.4 – Импульс как разность единичных функций

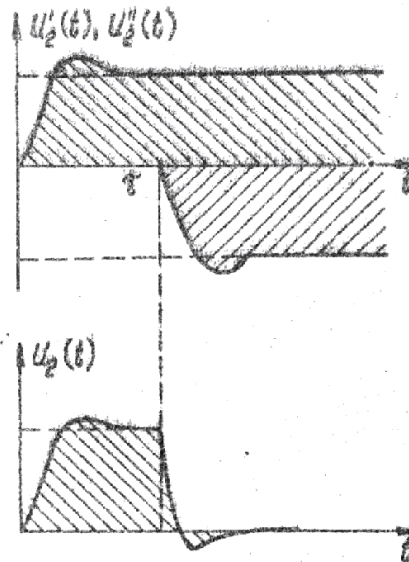


Рис.8.5 – Реакция усилителя на разность единичных функций

Отклонение переходной характеристики от идеальной свидетельствует об искажениях, создаваемых усилителем. Для оценки искажений пользуются локальными параметрами, показанными на рис. 8.6:

Время нарастания t_y – время, в течение которого переходная характеристика нарастает от уровня 0,1 до уровня 0,9 от установившегося значения.

Время запаздывания t_3 – время, в течение которого переходная характеристика нарастает от нуля до половины установившегося значения.

Выброс переходной характеристики δ – максимальное отклонение мгновенного значения переходной характеристики от ее установившегося значения. Выброс измеряется в процентах от установившегося значения.

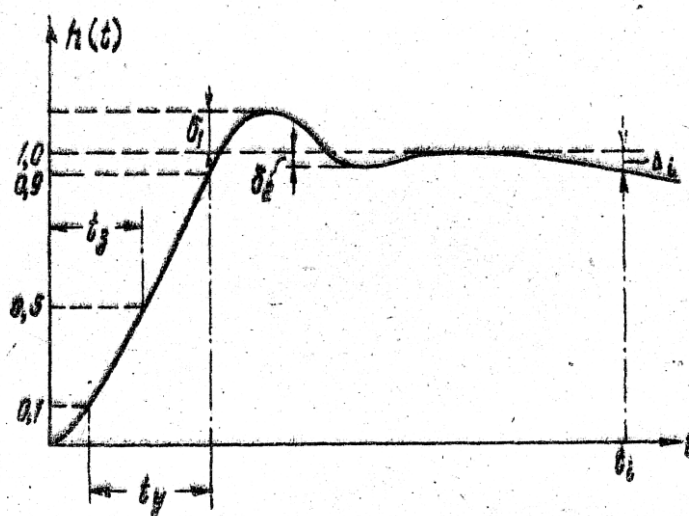


Рис. 8.6 – Переходная характеристика – реакция на единичную функцию

Перечисленные локальные параметры характеризуют искажения импульсного сигнала до установления выходного напряжения, то есть *в области малых времен*.

Импульсные сигналы претерпевают искажения и после установления выходного напряжения. Эти искажения описываются *спадом плоской вершины* импульса Δ – отклонением мгновенного уровня переходной характеристики от установившегося значения в момент времени t_i (обычно он соответствует окончанию входного импульса). Спад измеряется в процентах от установившегося значения и характеризует искажения *в области больших времен*.

При исследовании усилителей интерес представляет либо его частотная характеристика $\dot{K} = K(j\omega)$ (см. раздел 7), либо переходная $h(t)$. Какова связь между ними?

Пусть на вход усилителя подается единичное напряжение $U_1(t) = 1(t)$.

Спектральные функции такого сигнала на входе и выходе усилителя

$$U_1(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(t) \cdot e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2\pi j\omega}, \quad U_2(j\omega) = U_1(j\omega) \cdot K(j\omega) = \frac{K(j\omega)}{2\pi j\omega}.$$

С другой стороны,

$$U_2(t) = K_0 \cdot h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_0 \cdot h(t) \cdot e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2\pi} \cdot K_0 \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cdot e^{-j\omega t} dt,$$

$$\frac{K(j\omega)}{2\pi \cdot j\omega} = \frac{1}{2\pi} \cdot K_0 \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cdot e^{-j\omega t} dt,$$

$$\frac{K(j\omega)}{K_0} = j\omega \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cdot e^{-j\omega t} dt. \quad (8.1)$$

После замены $j\omega$ оператором Лапласа $\frac{K(p)}{K_0} = p \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cdot e^{-pt} dt$ становится

очевидным путь нахождения переходной характеристики по известному коэффициенту передачи:

1. Найти коэффициент передачи исследуемого усилителя $K(j\omega)$.

2. Найти K_0 .

3. Нормировать коэффициент передачи: $\frac{K(j\omega)}{K_0}$.

4. Заменить $j\omega$ оператором Лапласа $\frac{K(p)}{K_0}$.

5. По полученному изображению найти оригинал $h(t)$.

Если в уравнении (8.1) заменить t на t/a , то для сохранения равенства необходимо p заменить на $p'' = p \cdot a$. Отсюда $\frac{K(p \cdot a)}{K_0} = h\left(\frac{t}{a}\right)$. Это выражение

отражает одну из теорем операционного исчисления – теорему подобия.

Если $a \rightarrow 0$, то $\frac{K(0)}{K_0} = h(\infty)$. При $a \rightarrow \infty$ $\frac{K(\infty)}{K_0} = h(0)$.

Из последних выражений следует, что *переходные* процессы в области малых времен (*при исследовании фронта импульса*) определяются *коэффициентом передачи усилителя в области верхних частот*. Переходный процесс в области больших времен (*искажения плоской вершины импульса*) определяются коэффициентом передачи усилителя *на нижних частотах*.

Следовательно, при исследовании искажений фронта импульса следует пользоваться эквивалентной схемой и коэффициентом передачи для верхних частот. При исследовании воспроизведения плоской вершины импульса следует пользоваться эквивалентной схемой и коэффициентом передачи для нижних частот.

В разделе 7 было показано, что

$$K_B(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B},$$

где $\tau_B = C_{BX} \cdot \frac{R_c \cdot R_{BX}}{R_c + R_{BX}}$ для входных цепей полевого и биполярного транзисторов,

$$\tau_B = \tau + C_{\text{БК}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_6) \cdot R_{\text{ЭКВ}} + C_H \cdot R_{\text{ЭКВ}} \quad (R_{\text{ЭКВ}} = -\frac{1}{g_i + g_k + g_H}) \text{ для выходной цепи}$$

биполярного транзистора,

$$\tau_B = C_H \cdot \frac{R_H \cdot R_{\text{ИСТ}}}{R_H + R_{\text{ИСТ}}} \text{ для выходной цепи полевого транзистора;}$$

$$\dot{K}_{\text{НВХ}} = \frac{K_{\text{НВХ}0}}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_H}},$$

где $\dot{K}_{\text{НВХ}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_c}$, $\tau_H = C_p \cdot (R_c + R_{\text{ВХ}})$.

Для малых времен $h(t) = 1 - e^{-t/\tau_B}$ и время нарастания $t_H = 2,2\tau_B$.

Для больших времен $K_H(j\omega) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_H}}$, $h(t) = e^{-t/\tau_H}$

и спад плоской вершины $\Delta = \frac{t}{\tau_H}$.

Расчет элементов реостатного каскада, работающего в качестве усилителя импульсов, отличается от изложенного в разделе 7 только на первом этапе, при определении постоянных времени для верхних и нижних частот:

$$\text{для усилителя гармонических сигналов } \tau_{\text{в}} \leq \frac{\sqrt{\left(\frac{K_{\text{ВЫХ}_0}}{K_{\text{ВЫХ}_\text{в}}}\right)^2 - 1}}{2\pi \cdot \omega_{\text{в}0,7}}, \quad \tau_{\text{н}} \geq \frac{\sqrt{\left(\frac{K_{\text{ВЫХ}_0}}{K_{\text{ВЫХ}_\text{н}}}\right)^2 - 1}}{2\pi \cdot \omega_{\text{н}0,7}};$$

для импульсного усилителя $\tau_{\text{в}} \leq \frac{t_{\text{н}}}{2,2}$, $\tau_{\text{н}} \geq \frac{t_{\text{и}}}{\Delta}$, где $t_{\text{и}}$ длительность усиливаемых импульсов (поскольку спад тем больше, чем длиннее импульс).

Рассмотрим физические процессы, иллюстрирующие приведенный математический анализ.

Область больших времен.

Плоскую вершину импульса искажают разделительные емкости.

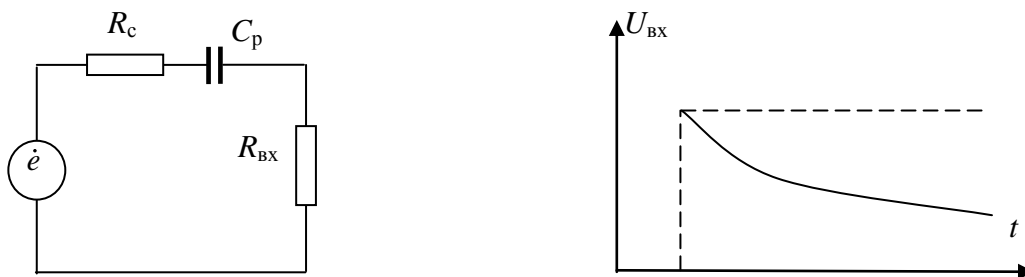


Рис. 8.7 - Эквивалентная схема входной цепи для нижних частот (больших времен) и спад плоской вершины импульса

При подаче импульсного сигнала в первый момент сопротивление емкости равно нулю, во входной цепи протекает ток $i = \frac{e}{R_{\text{с}} + R_{\text{вх}}}$, создающий напряжение на $R_{\text{вх}}$ и заряжающий емкость. По мере заряда емкости ее сопротивление растет, ток во входной цепи уменьшается и уменьшается $U_{\text{вх}}$. Емкость заряжается тем медленнее, чем она больше и чем меньше начальный зарядный ток, о чем и свидетельствует полученное ранее соотношение

$$\Delta = \frac{t}{C_{\text{п}} \cdot (R_{\text{с}} + R_{\text{вх}})}.$$

Область малых времен.

Фронт импульса искажается вследствие заряда входной емкости.

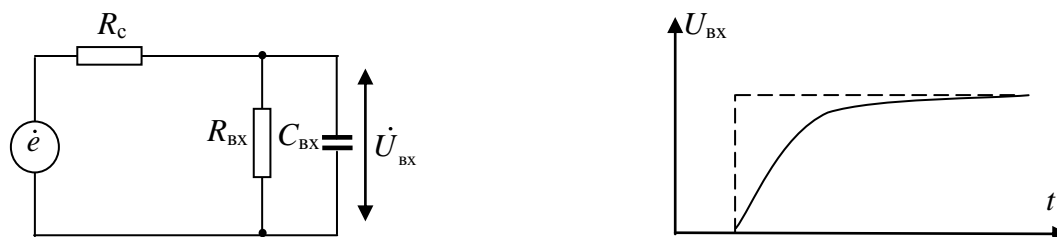


Рис. 8.8 – Эквивалентная схема входной цепи для верхних частот (малых времен) и искажения фронта импульса

При подаче импульсного сигнала в первый момент сопротивление входной емкости равно нулю, и весь ток, минуя нагрузку, проходит через емкость, заряжая ее. По мере заряда сопротивление емкости растет, часть тока ответвляется во входное сопротивление, а скорость заряда емкости снижается. При полном заряде емкости ее сопротивление становится бесконечным, и входное напряжение определяется максимальным током $i = \frac{e}{R_c + R_{bx}}$, проходящим по R_{bx} .

Вывод формул для t_H и Δ .

Для области малых времен

$$h(t) = 1 - e^{-t/\tau_b}; \quad 0,1 = 1 - e^{-t_{0,1}/\tau_b}; \quad 0,9 = 1 - e^{-t_{0,9}/\tau_b}; \quad 0,9 = e^{-t_{0,1}/\tau_b}, \quad 0,1 = e^{-t_{0,9}/\tau_b};$$

$$\ln \frac{0,9}{0,1} = \ln \left(e^{(t_{0,9} - t_{0,1})/\tau_b} \right) = 2,2 = t_H / \tau_b;$$

$$t_H = 2,2 \cdot \tau_b.$$

Для области больших времен

$$h(t) = e^{-t/\tau_H} = 1 - t/\tau_H - \frac{(t/\tau_H)^2}{2!} - \frac{(t/\tau_H)^3}{3!} \approx 1 - t/\tau_H;$$

$$\Delta = \frac{1 - h(t)}{1} = \frac{1 - (1 - t/\tau_H)}{1} = t/\tau_H; \quad \Delta = t/\tau_H.$$

В проведенном анализе отдельно рассмотрены области малых и больших времен, то есть предполагается, что пока заряжается емкость нагрузки, заряд большой разделительной емкости меняется незначительно ($\tau_b \ll \tau_H$). После пе-

реходного процесса в начале импульса выходное напряжение устанавливается на уровне максимального значения, и лишь после этого вследствие заряда разделительной емкости начинается спад вершины импульса – см. рис. 8.9. В случае $\tau_B \gg \tau_H$ заряд емкости нагрузки продолжается до окончания импульса, и спада вершины импульса не происходит – см. рис. 8.10.

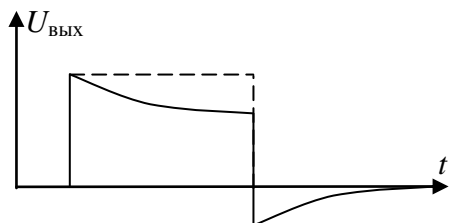


Рис.8.9 – Искажения импульса при $\tau_B \ll \tau_H$

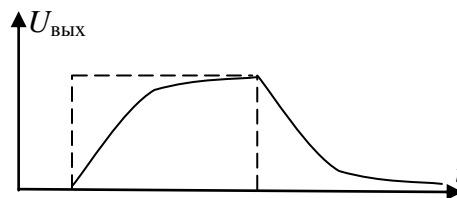


Рис.8.10 – Искажения импульса при $\tau_B \gg \tau_H$

Если τ_B и τ_H соизмеримы, обе емкости заряжаются одновременно, пусть и с разной скоростью, (рис.8.11), выходное напряжение не достигает потенциального максимума (реальное усиление меньше потенциально возможного). Аналогичное явление наблюдается и в усилителе гармонических сигналов (см. рисунки 7.9 и 7.10).

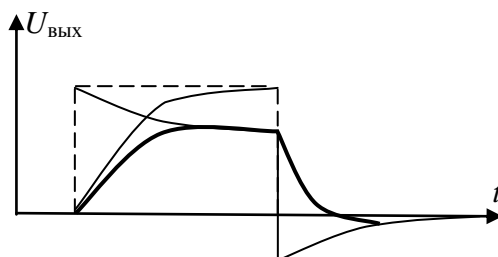


Рис.8.11 – Искажения импульса, если τ_B и τ_H соизмеримы

Ранее было показано, что при последовательном включении каскадов их коэффициенты передачи перемножаются. В случае импульсных усилителей это правило справедливо для коэффициентов усиления. На основе аппроксимации и подобия могут быть получены формулы для определения результирующего времени нарастания и спада для N последовательно включенных каскадов:

$$t_{H_N} = \sqrt{t_{H_1}^2 + t_{H_2}^2 + t_{H_3}^2 + \dots + t_{H_n}^2},$$

$$\Delta_N = \Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_n = \sum_{i=1}^n \Delta_i.$$

9. Динамические характеристики активных элементов

Динамической характеристикой усилительного каскада или усилительного элемента называют зависимость между мгновенными значениями напряжений и токов в его цепях при нагруженной выходной цепи и постоянстве питающих напряжений.

При расчёте энергетических характеристик и нелинейных искажений усилительных каскадов используют четыре вида динамических характеристик:

а) выходная динамическая характеристика – зависимость выходного тока от выходного напряжения, $i_k = f(U_k)$ для биполярных транзисторов и $i_{ст} = f(U_{ст})$ для полевых;

б) входная динамическая характеристика – зависимость входного тока от входного напряжения, $i_в = f(U_в)$ для биполярных транзисторов, для полевых транзисторов эта характеристика не используется;

в) проходная динамическая характеристика – зависимость выходного тока от входного напряжения, $i_k = f(U_в)$ для биполярных транзисторов и $i_{ст} = f(U_з)$ для полевых;

г) сквозная динамическая характеристика – зависимость выходного тока от э.д.с. источника сигнала, $i_k = f(U_э)$ для биполярных транзисторов и $i_{ст} = f(U_э)$ для полевых.

Нагрузка выходной цепи обладает определенной проводимостью для постоянного тока, и через нее подается питание на выходной электрод (коллектор или сток). Это сопротивление нагрузки постоянному току или бесконечно медленным его изменениям обозначим как $R_н$. Соответствующая динамическая характеристика называется динамической характеристикой постоянного тока.

Рассмотрим схему усилителя на биполярном транзисторе (рис. 9.1).

При отсутствии сигнала напряжение на коллекторе определяется напряжением источника питания, сопротивлением нагрузки постоянному току и током коллектора (в схеме на рис.9.1 роль $R_н$ выполняет R_k):

$$U_k = E - i_k \cdot R_н \quad (9.1)$$

Это уравнение *нагрузочной прямой* с осями i_k и U_k (рис. 9.2).

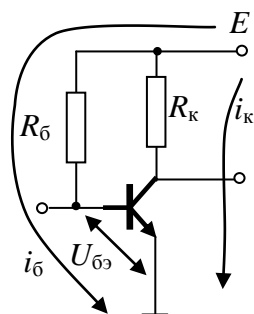


Рис. 9.1 – Усилитель на биполярном транзисторе

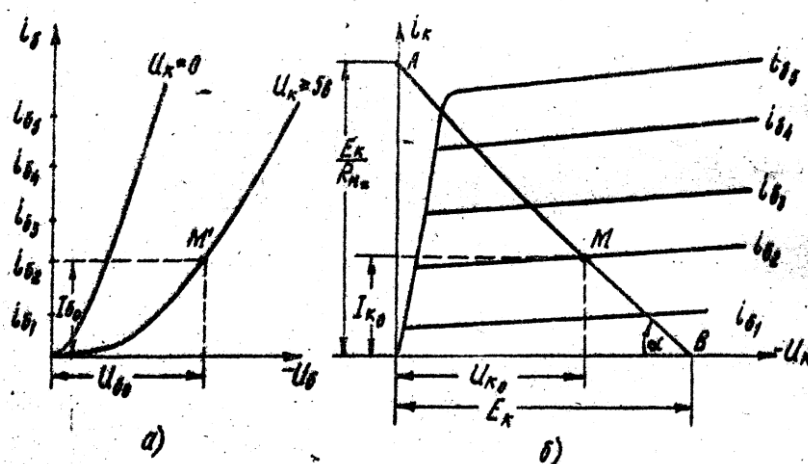


Рис.9.2 – Построение нагрузочной прямой постоянного тока

При изменении напряжения питания нагрузочная прямая перемещается параллельно самой себе (рис.9.3). При изменении сопротивления нагрузки меняется угол наклона нагрузочной прямой (рис.9.4).

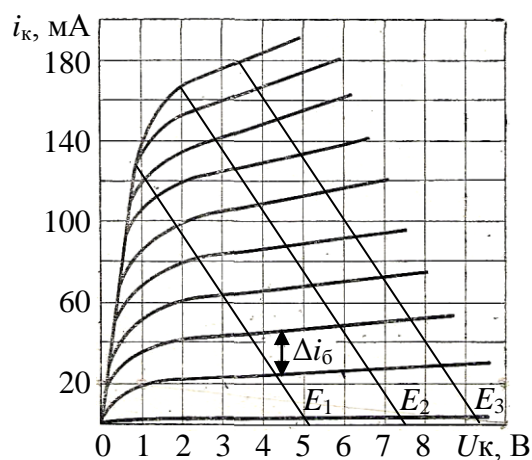


Рис.9.3 – Нагрузочные прямые для разных напряжений источника питания

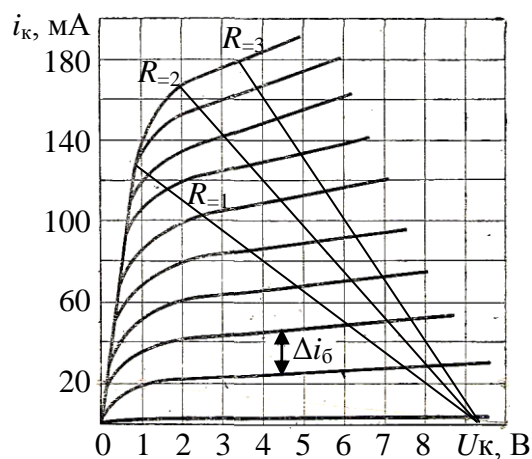


Рис. 9.4 – Нагрузочные прямые для разных сопротивлений нагрузки

При подаче на вход переменного напряжения сигнала мгновенное значение тока (сумма постоянной и переменной составляющих) изменяется из-за изменения тока переменной составляющей, как было показано ранее (см. рис. 1.2). При этом мгновенное значение напряжения на коллекторе $U_k = U_{k0} + \Delta U_k = U_{k0} - i_{k\sim} \cdot R_{\sim}$. Роль R_{\sim} по-прежнему играет R_k .

Построение динамических характеристик переменного тока показано на рисунках 9.5 и 9.6.

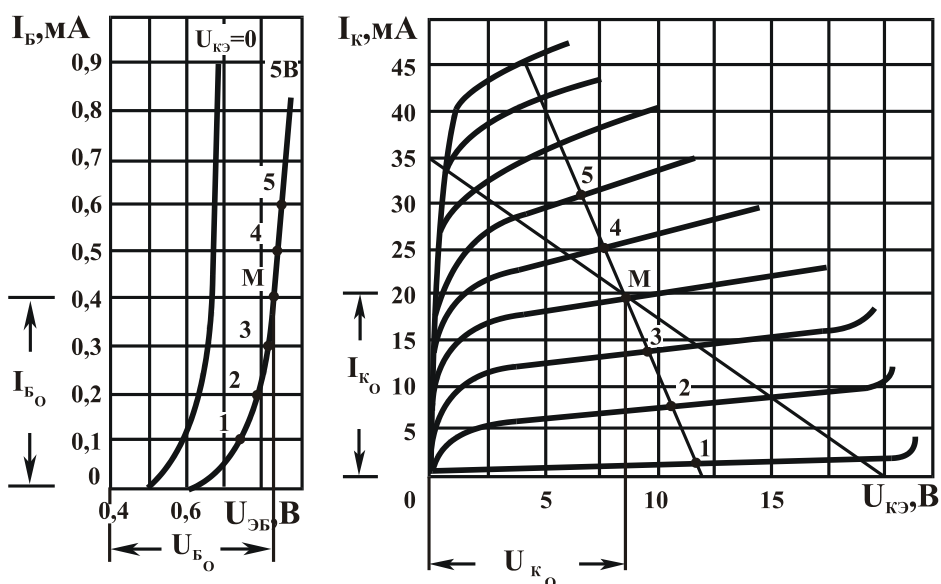


Рис. 9.5 – Нагрузочные прямые для постоянного и переменного токов

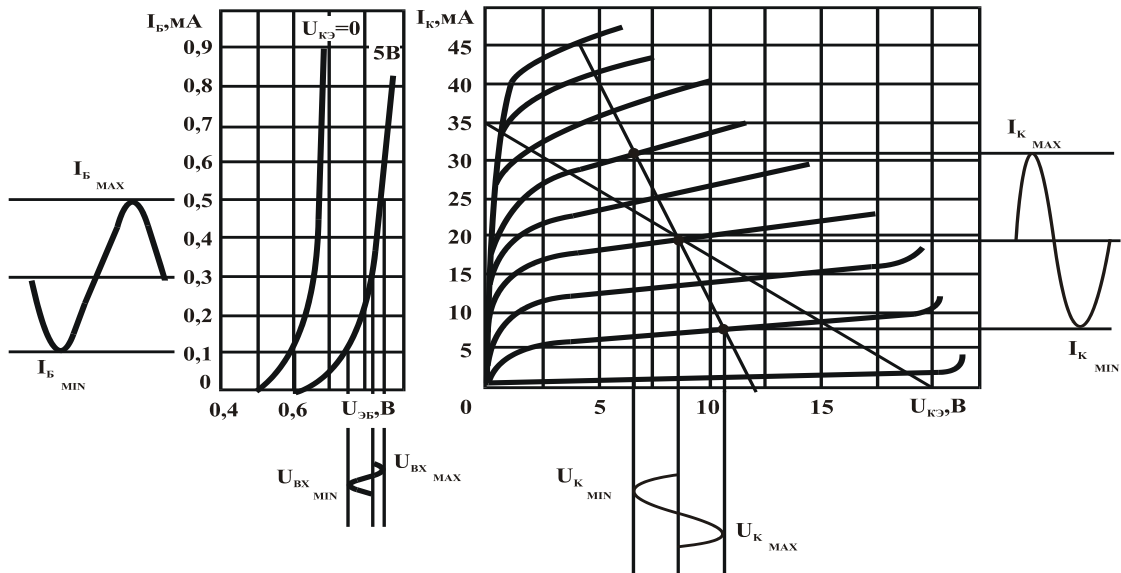


Рис. 9.6 – Токи и напряжения в цепях транзистора

Сопротивление нагрузки (как постоянному, так и переменному току) не всегда определяется только сопротивлением R_k . Следует определить, как протекают соответствующие токи, и какие сопротивления они встречают на своем пути (поскольку нагрузочные характеристики переменного тока строятся для средних частот, сопротивления разделительных емкостей можно считать равными нулю).

Рассмотрим схемы на рисунках 9.7 и 9.8.

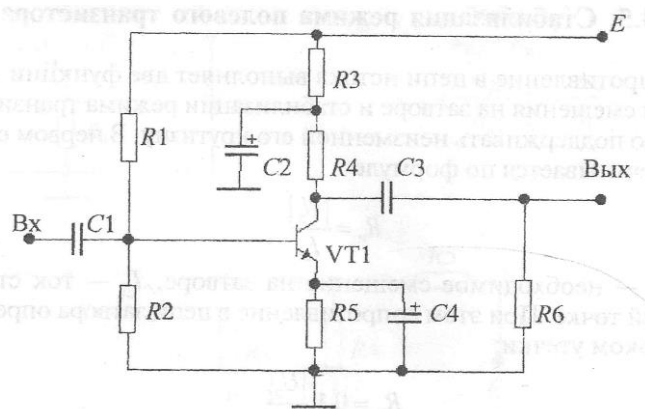


Рис. 9.7 – Принципиальная схема реостатного каскада

В схеме на рис. 9.7

$$U_{к0} = E - I_{к0} \cdot R_3 - I_{к0} \cdot R_4 - I_{к0} \cdot R_5 = E - I_{к0} \cdot (R_3 + R_4 + R_5) \text{ и } R_{\Sigma} = R_3 + R_4 + R_5.$$

Переменный ток коллектора протекает по двум параллельным путям - по R_4 на общий провод, а с общего провода на эмиттер; второй путь - по R_6 на общий провод, а с общего провода на эмиттер. $R \approx R_4 \parallel R_6 = \frac{R_4 \cdot R_6}{R_4 + R_6}$.

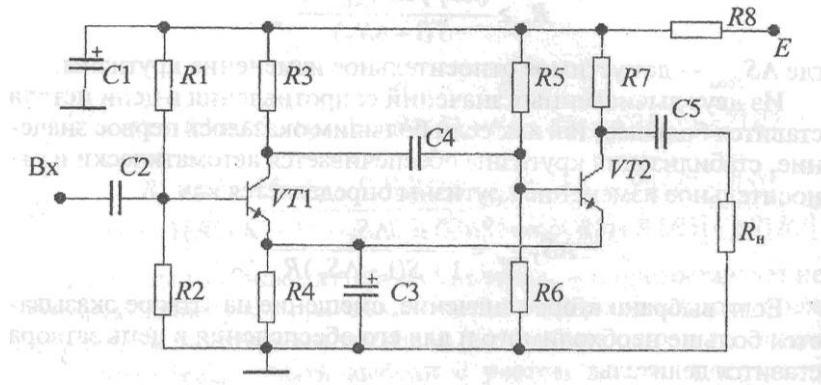


Рис. 9.8 – Принципиальная схема двухкаскадного усилителя

В схеме на рис. 9.8 два транзистора. Ток первого транзистора протекает по R_8 , R_3 и R_4 . По R_4 протекает ток и второго транзистора.

$$U_{к0} = E - I_{к01} \cdot R_3 - (I_{к01} + I_{к02}) \cdot R_4 - (I_{к01} + I_{к02}) \cdot R_8 = \\ = E - I_{к01} \cdot \left(R_3 + \frac{I_{к01} + I_{к02}}{I_{к01}} \cdot R_4 + \frac{I_{к01} + I_{к02}}{I_{к01}} \cdot R_8 \right)$$

и
$$R_{\sim} = R_3 + \frac{I_{к01} + I_{к02}}{I_{к01}} \cdot R_4 + \frac{I_{к01} + I_{к02}}{I_{к01}} \cdot R_8.$$

Переменный ток первого транзистора протекает по двум *параллельным* путям - по R_3 и сопротивлению нагрузки, состоящему из параллельно включенных R_5 , R_6 и входного сопротивления транзистора $R_{вх}$;

$$R_{\sim} = \frac{R_3 \cdot \frac{R_5 \cdot R_{вх}}{R_5 + R_{вх}}}{R_3 + \frac{R_5 \cdot R_{вх}}{R_5 + R_{вх}}}, \quad \text{где } R_{\sim} = \frac{R_5 \cdot R_6}{R_5 + R_6}.$$

Для второго транзистора

$$U_{к0} = E - I_{к02} \cdot R_7 - (I_{к01} + I_{к02}) \cdot R_4 - (I_{к01} + I_{к02}) \cdot R_8 = \\ = E - I_{к02} \cdot \left(R_7 + \frac{I_{к01} + I_{к02}}{I_{к02}} \cdot R_4 + \frac{I_{к01} + I_{к02}}{I_{к02}} \cdot R_8 \right),$$

$$R_{\sim} = R_7 + \frac{I_{к01} + I_{к02}}{I_{к02}} \cdot R_4 + \frac{I_{к01} + I_{к02}}{I_{к02}} \cdot R_8 \quad \text{и} \quad R_{\sim} = \frac{R_7 \cdot R_{н}}{R_7 + R_{н}}.$$

10. Обратные связи в усилителях

10.1. Некоторые вопросы общей теории обратной связи

Явление передачи части энергии усиленного сигнала с выхода усилителя на его вход (или из последующих цепей в предыдущие) называется обратной связью.

Обратные связи вводят для изменения качественных показателей усилителей в желаемом направлении путём включения цепей, обеспечивающих передачу части усиленного сигнала с выхода усилителя на его вход.

Существуют и паразитные обратные связи, присутствующие в усилителе независимо от воли разработчика (например, электромагнитная, электростатическая и гальваническая связь за счёт наличия паразитных индуктивностей, ёмкостей, проводимостей между входом и выходом усилителя). Паразитные обратные связи могут изменять свойства усилителей в нежелательном для разработчика направлении и приводить к самовозбуждению.

Принцип обратной связи иллюстрируется рисунком 10.1.

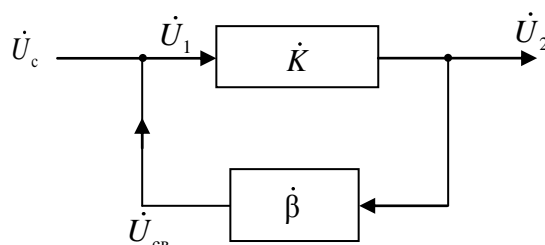


Рис. 10.1 – Принцип обратной связи

В схеме на рис. 10.1 $\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$ – коэффициент передачи усилителя, охваченного обратной связью, $\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{cb}}{\dot{U}_2}$ – коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи, \dot{U}_c – напряжение сигнала, \dot{U}_1 – напряжение на входе усилителя, \dot{U}_2 – напряжение на выходе усилителя, \dot{U}_{cb} – напряжение обратной связи, $\dot{U}_1 = \dot{U}_c \pm \dot{U}_{cb}$.

Коэффициент обратной связи

$$\dot{K}_{\text{св}} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_c} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1 \pm \dot{U}_{\text{св}}} = \frac{\dot{U}_2 / \dot{U}_1}{1 \pm \dot{U}_{\text{св}} / \dot{U}_1} = \frac{\dot{K}}{1 + \dot{K} \cdot \dot{\beta}}. \quad (10.1)$$

За счёт действия напряжения обратной связи \dot{U}_1 отличается от напряжения входного сигнала \dot{U}_c . Усилитель и подключенный к нему четырёхполюсник обратной связи с коэффициентом передачи \dot{K} образуют петлю обратной связи с петлевым усилением $\dot{K}\dot{\beta}$.

Если напряжение сигнала и напряжение обратной связи в фазе, обратную связь называют **положительной**, если в противофазе – **отрицательной**.

Если цепь на выходе организована таким образом, что $\dot{U}_{\text{св}}$ пропорционально выходному напряжению, обратную связь называют **связью по напряжению** (рис. 10.2).

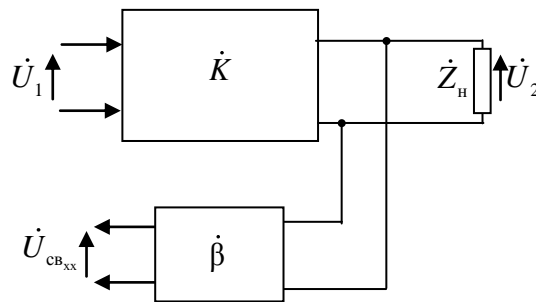


Рис. 10.2 – Обратная связь по напряжению: $\dot{U}_{\text{св,xx}} = \dot{U}_2 \cdot \dot{\beta}_{\text{xx}}$

Если $\dot{U}_{\text{св}}$ пропорционально выходному току, то это обратная **связь по току** (рис. 10.3).

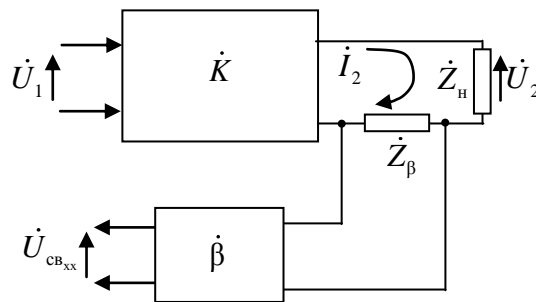


Рис. 10.3 – Обратная связь по току: $\dot{U}_{\text{св,xx}} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{z}_H} \cdot \dot{z}_\beta \cdot \dot{\beta}_{\text{xx}}$

Выделяют также **смешанную обратную связь по выходу** (рис. 10.4).

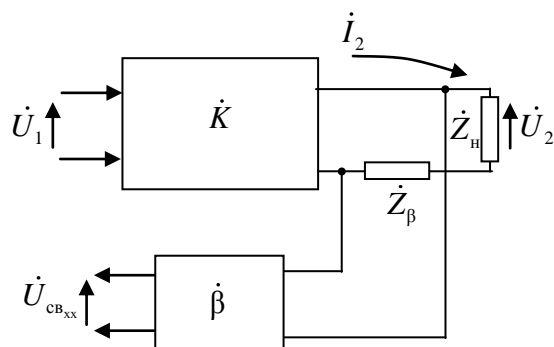


Рис. 10.4 – Смешанная обратная связь по выходу: $\dot{U}_{cb_{xx}} = \left(\frac{\dot{U}_2}{\dot{z}_H} \cdot \dot{z}_\beta + \dot{U}_2 \right) \cdot \dot{\beta}_{xx} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{z}_H} \cdot (\dot{z}_\beta + \dot{z}_H) \cdot \dot{\beta}_{xx}$

В зависимости от способа включения во входную цепь обратная связь бывает **последовательной** (\dot{U}_c и \dot{U}_{cb} включены последовательно) и **параллельной** (\dot{U}_c и \dot{U}_{cb} включены параллельно) – см. рисунки 10.5 и 10.6.

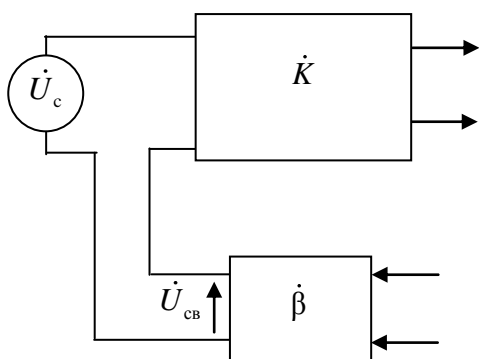


Рис. 10.5 – Последовательная обратная связь

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_c \pm \dot{U}_{cb}$$

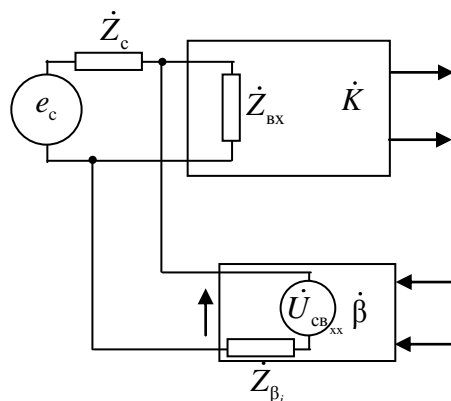


Рис. 10.6 – Параллельная обратная связь

$$\dot{U}_1 = \left(\frac{\dot{E}_c}{\dot{z}_c + \dot{z}_{bx}} \pm \frac{\dot{U}_{cb_{xx}}}{\dot{z}_{\beta_{ix}} + \dot{z}_{bx}} \right) \cdot \dot{z}_{bx}$$

Связь классифицируется в зависимости от числа охватываемых обратной связью каскадов – если каскад сам себе формирует цепь, обратная связь **местная**. Если внутри петли обратной связи имеется несколько каскадов, обратная связь **общая**.

Свойства схем с обратными связями определяются их видом. Так, например, входное сопротивление при введении параллельной отрицательной обратной связи уменьшается, а при введении последовательной – возрастает. Поэто-

му важно уметь определять вид обратной связи по принципиальной схеме, а не только по блок-схеме.

Рассмотрим один из способов определения вида обратной связи.

Известно, что транзистором управляет напряжение между базой и эмиттером. Если к этим электродам подводится только напряжение сигнала, и ничего больше, обратной связи нет. Если подводятся и другие напряжения, следует изучить их происхождение.

На рис. 10.7 изображены два варианта схем усилителей.

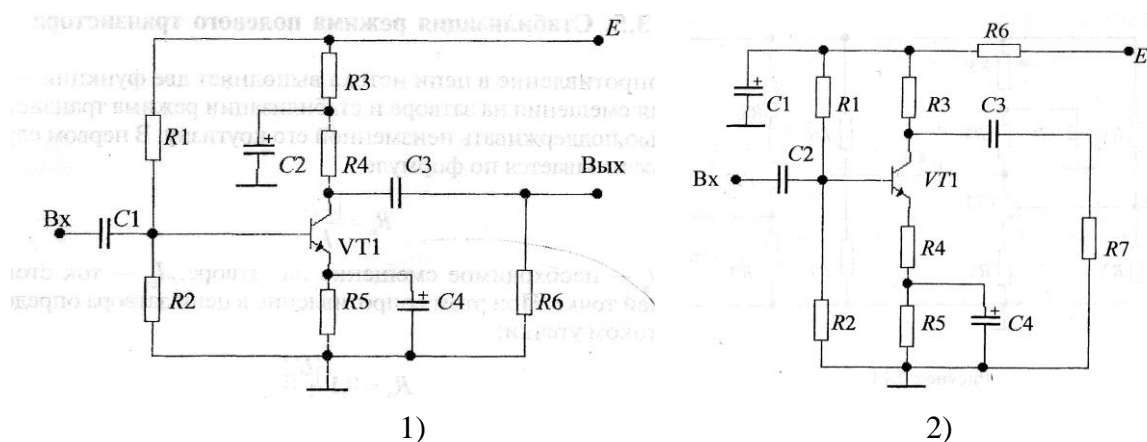


Рис.10.7 – Варианты схем для определения вида обратной связи

В обеих схемах сигнал подается между базой и землей. В первой схеме эмиттер заземлен, и напряжение между базой и эмиттером определяется только сигналом, подводимым к базе.

Во второй схеме напряжение на эмиттере на переменном токе отличается от потенциала земли на величину падения напряжения на резисторе R_4 . Это

напряжение создается выходным током, протекающим по R_4 . Ток $i_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{\frac{R_3 \cdot R_7}{R_3 + R_7}}$

и $U_{\text{св}} = i_{\text{ВЫХ}} \cdot R_4$, откуда видно, что напряжение обратной связи пропорционально выходному току, то есть имеется обратная связь **по току**. Но, с другой стороны,

$U_{\text{св}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{\frac{R_3 \cdot R_7}{R_3 + R_7}} \cdot R_4$, и напряжение обратной связи как будто пропорционально

выходному напряжению. Поскольку по определению

$$\dot{U}_{\text{св}} = \dot{U}_{\text{вых}} \cdot \dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\frac{R_3 \cdot R_7}{R_3 + R_7}} \cdot R_4, \text{ коэффициент передачи четырехполюсника обратной}$$

$$\text{связи в данном случае } \beta = \frac{R_4}{\frac{R_3 \cdot R_7}{R_3 + R_7}}.$$

Полезно использовать правило: *если при мысленном закорачивании нагрузки напряжение обратной связи равно нулю, то обратная связь – по току (если не равно нулю – по напряжению).*

Другое правило: *если напряжение обратной связи снимается с той же точки (с того же электрода), что и выходное напряжение, обратная связь – по напряжению.*

В схеме на рис. 10.7 выходное напряжение снимается с коллектора, а напряжение обратной связи – с эмиттера, поэтому обратная связь – **по току**.

Можно использовать и первое правило. При мысленном закорачивании нагрузки выходной ток по-прежнему протекает по R_4 и создает напряжение обратной связи.

Определение вида обратной связи по входу сводится к следующему. *Если \dot{U}_c и $\dot{U}_{\text{св}}$ подводятся к одному и тому же электроду, они окажутся параллельными (второй электрод из пары база-эмиттер для них общий), следовательно, **обратная связь параллельная**. Если напряжения подводятся к разным электродам (допустим, \dot{U}_c на базу, а $\dot{U}_{\text{св}}$ на эмиттер), со стороны входа они включены последовательно – **обратная связь последовательная**.*

В схеме на рис. 10.7 обратная связь последовательная по току.

Важно определить знак обратной связи – положительная или отрицательная. В схеме на рис. 10.7 при возрастании напряжения на базе (положительная полуволна переменного напряжения) увеличивается выходной ток, увеличивается падение напряжения на R_4 (напряжение на эмиттере тоже увеличивается), а

напряжение между базой и эмиттером будет меньше, чем при R_3 , равном нулю (обратная связь **отрицательная**).

10.2 Влияние обратной связи на качественные показатели усилителя

Влияние обратной связи на коэффициент передачи

Коэффициент передачи:

$$\dot{K}_{\text{св}\mp} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_c} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1 \pm \dot{U}_{\text{св}}} = \frac{\dot{U}_2 / \dot{U}_1}{1 \pm \dot{U}_{\text{св}} / \dot{U}_1} = \frac{\dot{K}}{1 \pm \dot{K}\beta}.$$

Сумма $1 \pm \dot{K}\beta$ называется глубиной обратной связи. Она показывает, во сколько раз меняется коэффициент передачи (далее будет показано, что и не только он). Знак + в выражении для глубины обратной связи соответствует отрицательной обратной связи, так как именно при отрицательной обратной связи $\dot{U}_1 = \dot{U}_c - \dot{U}_{\text{св}}$ (\dot{U}_c и $\dot{U}_{\text{св}}$ в противофазе) и $\dot{U}_c = \dot{U}_1 + \dot{U}_{\text{св}}$.

Влияние обратной связи на нестабильность коэффициента передачи

Под влиянием различного рода факторов (нестабильность питающих напряжений, изменение температуры, старение элементов схемы и т.д., в том числе и изменение частоты) коэффициент передачи усилителя может изменяться. Для удобства сравнения различных усилителей удобно пользоваться относительной нестабильностью коэффициенту передачи: $q = \frac{d\dot{K}}{\dot{K}}$. При введении об-

ратной связи (в дальнейшем ставится знак, соответствующий **отрицательной** обратной связи) $q_{\text{oc}} = \frac{d\dot{K}_{\text{oc}}}{\dot{K}_{\text{oc}}}$.

Рассмотрим случай $\beta = \text{const}$:

$$q_{\text{oc}} = \frac{d\dot{K}_{\text{oc}}}{\dot{K}_{\text{oc}}} = \frac{d \frac{\dot{K}}{1 + \dot{K}\beta}}{\frac{\dot{K}}{1 + \dot{K}\beta}} = \frac{d\dot{K}(1 + \dot{K}\beta) - d\dot{K} \cdot \beta \cdot \dot{K}}{(1 + \dot{K}\beta)^2} = \frac{\dot{K}}{1 + \dot{K}\beta} =$$

$$= \frac{d\dot{K} + d\dot{K} \cdot \dot{K}\beta - d\dot{K} \cdot \dot{K}\beta}{1 + \dot{K}\beta} = \frac{\frac{d\dot{K}}{\dot{K}}}{1 + \dot{K}\beta} = \frac{q}{1 + \dot{K}\beta},$$

$$q_{oc} = \frac{q}{1 + \dot{K}\beta}. \quad (10.2)$$

Если представить, что причиной изменения коэффициента передачи является изменение частоты (рис. 10.8), то уменьшение относительной неустойчивости коэффициента передачи означает расширение полосы пропускания. Другими словами, *обратная связь по напряжению* ($\beta = \text{const}$) *расширяет полосу пропускания*.

Это происходит потому, что при уменьшении на некоторой частоте выходного напряжения уменьшается и напряжение обратной связи; напряжение на входе становится больше по сравнению с сигналами на частотах, где напряжение обратной связи не уменьшалось или уменьшалось в меньшей степени. Так последовательно происходит на всех частотах, и полоса пропускания расширяется.

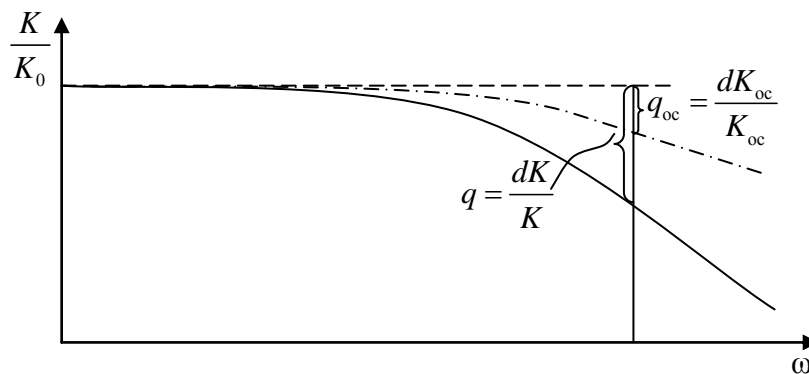


Рис.10.8 – Расширение полосы пропускания при отрицательной обратной связи

При обратной связи по напряжению это происходит автоматически. Нужного эффекта можно добиться и при обратной связи по току, если так же обеспечить увеличение $\dot{U}_1 = \dot{U}_c - \dot{U}_{cb}$ по мере изменения частоты, что и делается в схеме с эмиттерной коррекцией, которая будет рассмотрена в дальнейшем.

А) Последовательная обратная связь (рис. 10.9).

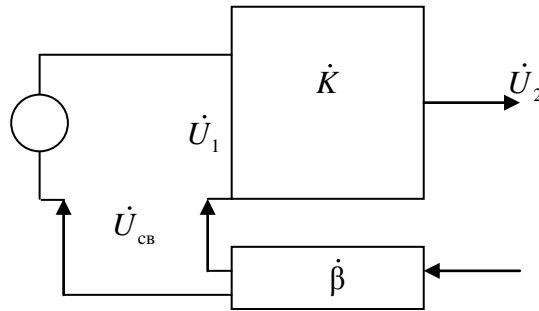


Рис. 10.9 – Входная цепь при последовательной обратной связи

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_c \pm \dot{U}_{cb}.$$

Без обратной связи $\dot{Y}_{BX} = \frac{\dot{I}_{BX}}{\dot{U}_c}$. Чтобы после введения обратной связи входной ток остался прежним (для возможности сравнения), следует увеличить \dot{U}_c , тогда (знак соответствует отрицательной связи)

$$\dot{Y}_{BX_{oc}} = \frac{\dot{I}_{BX}}{\dot{U}_1 + \dot{U}_{cb}} = \frac{\dot{I}_{BX}}{\dot{U}_1 + \dot{U}_1 \cdot \dot{K} \cdot \dot{\beta}} = \frac{\dot{I}_{BX}}{\dot{U}_1 (1 + \dot{K} \cdot \dot{\beta})} \text{ и } \dot{Y}_{BX_{oc}} = \dot{Y}_{BX} / (1 + \dot{K} \cdot \dot{\beta}).$$

$$\dot{Z}_{BX_{oc}} = \dot{Z}_{BX} \cdot (1 + \dot{K} \cdot \dot{\beta}). \quad (10.3)$$

Вариант вывода: $\dot{Z}_{BX_{oc}} = \frac{\dot{U}_c}{\dot{I}_{BX}} = \frac{\dot{U}_1 + \dot{U}_{cb}}{\dot{I}_{BX}} = \frac{\dot{U}_1 + \dot{U}_1 \cdot \dot{K} \cdot \dot{\beta}}{\dot{I}_{BX}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_{BX}} (1 + \dot{K} \cdot \dot{\beta}) = \dot{Z}_{BX} (1 + \dot{K} \cdot \dot{\beta}).$

Б) Параллельная обратная связь (рисунки 10.10 и 10.11).

Источник сигнала создает ток во входной цепи, ток через выходное сопротивление цепи обратной связи и ток, компенсирующий влияние источника напряжения обратной связи:

$$\dot{I}_{c_{oc}} = \dot{U}_1 \cdot \dot{Y}_{BX} + \dot{U}_1 \cdot \dot{Y}_{\beta_i} + \dot{U}_{cb_{xx}} \cdot \dot{Y}_{\beta_i}; \quad \dot{Y}_{BX_{oc}} = \frac{\dot{I}_{c_{oc}}}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{I}_1 + \dot{I}_{\beta_i} + \dot{U}_{cb_{xx}} \cdot \dot{Y}_{\beta_i}}{\dot{U}_1}$$

Так как $\dot{U}_{cb_{xx}} = \dot{U}_1 \cdot \dot{K} \cdot \beta_{xx}$, то $\dot{Y}_{BX_{oc}} = \dot{Y}_{BX} + \dot{Y}_{\beta_i} (1 + \dot{K} \cdot \beta_{xx})$.

Для большей части схем $\beta_{xx} = 1$ и

$$\dot{Y}_{BX_{oc}} = \dot{Y}_{BX} + \dot{Y}_{\beta_i} (1 + \dot{K}). \quad (10.4)$$

$$\dot{i}_2 = \frac{\dot{U}_{2_{xx}}}{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\text{Н}}} = \frac{\dot{U}_1 \cdot \dot{K}_{xx}}{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\text{Н}}} = \frac{\dot{U}_c \cdot \dot{K}_{xx}}{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\text{Н}}},$$

поскольку без обратной связи $\dot{U}_1 = \dot{U}_c$.

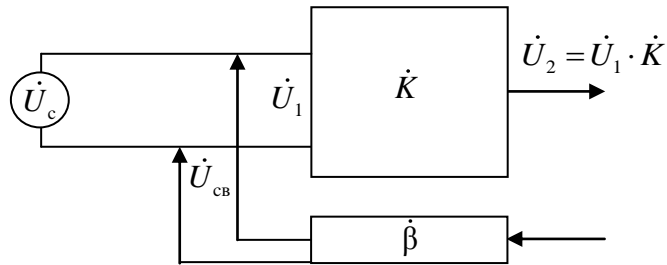


Рисунок 10.10 – Блок-схема входной цепи усилителя с параллельной обратной связью

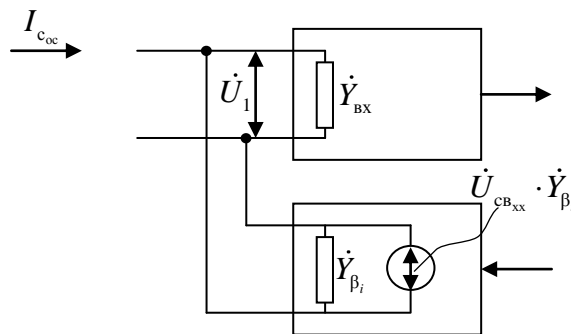


Рисунок 10.11 – Вариант блок-схемы входной цепи усилителя с параллельной обратной связью

$$\dot{Y}_{\text{ВХ}_{\text{OC}}} = \dot{Y}_{\text{ВХ}} + \dot{Y}_{\beta_i} (1 + \dot{K} \cdot \beta_{xx})$$

$$\dot{i}_{2_{\text{OC}}} = \frac{\dot{U}_{2_{xx}}}{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\text{Н}}} = \frac{\dot{U}_1 \cdot \dot{K}_{xx}}{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\text{Н}}} = \frac{(\dot{U}_c - \dot{U}_{\text{CB}}) \cdot \dot{K}_{xx}}{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\text{Н}}},$$

$$\dot{U}_{\text{CB}} = \dot{\beta} \cdot \dot{U}_2 = \dot{\beta} \cdot \dot{i}_2 \cdot \dot{Z}_{\text{Н}}, \text{ при этом}$$

$$\dot{i}_{2_{\text{OC}}} = \frac{\dot{U}_c \cdot \dot{K}_{xx} - \dot{i}_{2_{\text{OC}}} \cdot \dot{Z}_{\text{Н}} \cdot \dot{K}_{xx} \cdot \dot{\beta}}{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\text{Н}}} = \frac{\dot{U}_c \cdot \dot{K}_{xx}}{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\text{Н}} (1 + \dot{K}_{xx} \cdot \dot{\beta})} = \frac{\dot{U}_c \cdot \frac{\dot{K}_{xx}}{(1 + \dot{K}_{xx} \cdot \dot{\beta})}}{\frac{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}}}{(1 + \dot{K}_{xx} \cdot \dot{\beta})} + \dot{Z}_{\text{Н}}}$$

и после сравнения выходных токов усилителей без обратной связи (рис. 10.12)

и при обратной связи по напряжению (рис.10.13)

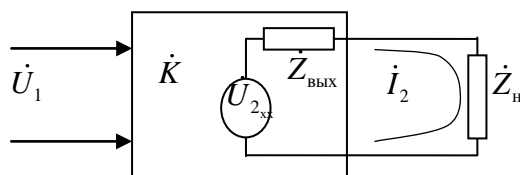


Рис. 10.12 – Выходная цепь усилителя без обратной связи

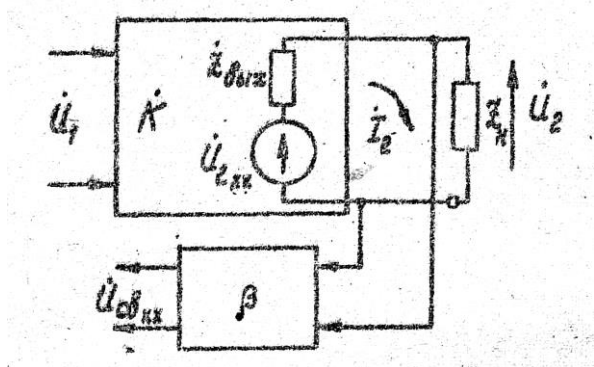


Рис. 10.13 – Выходная цепь при обратной связи по напряжению

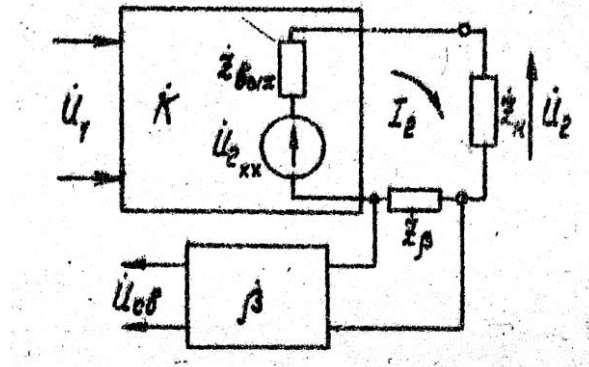


Рис. 10.14 – Выходная цепь при обратной связи по току

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ,oc}} = \frac{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}}}{1 + \dot{K}_{\text{XX}} \cdot \dot{\beta}}; \quad (10.5)$$

$$\dot{i}_{2\text{oc}} = \frac{\dot{U}_{2\text{XX}}}{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\beta} + \dot{Z}_{\text{H}}} = \frac{(\dot{U}_{\text{C}} - \dot{U}_{\text{CB}}) \cdot \dot{K}_{\text{XX}}}{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\beta} + \dot{Z}_{\text{H}}} = \frac{\dot{U}_{\text{C}} \cdot \dot{K}_{\text{XX}} - \dot{i}_{2\text{oc}} \cdot \dot{Z}_{\beta} \cdot \dot{K}_{\text{XX}} \cdot \dot{\beta}}{\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\beta} + \dot{Z}_{\text{H}}}.$$

Поскольку $\dot{K}_{\text{XX}} = \dot{K}_{\text{XX,oc}}$, так как при холостом ходе выходной ток равен нулю и становится равным нулю напряжение обратной связи,

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ,oc}} = \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} + \dot{Z}_{\beta} \cdot (1 + \dot{K}_{\text{XX}} \cdot \dot{\beta}). \quad (10.6)$$

Влияние обратной связи на нелинейность усилительного устройства

В разделе 2 было показано, что нелинейные свойства усилителя можно описать его амплитудной характеристикой – зависимостью выходного напряжения от входного. При введении отрицательной обратной связи для получения того же выходного напряжения на вход необходимо подать большее напряжение: $U_{\text{C}} = U_1 + U_{\text{CB}} = U_1 + \beta \cdot U_2$ (рис. 10.15). После введения отрицательной обратной связи амплитудная характеристика становится более линейной.

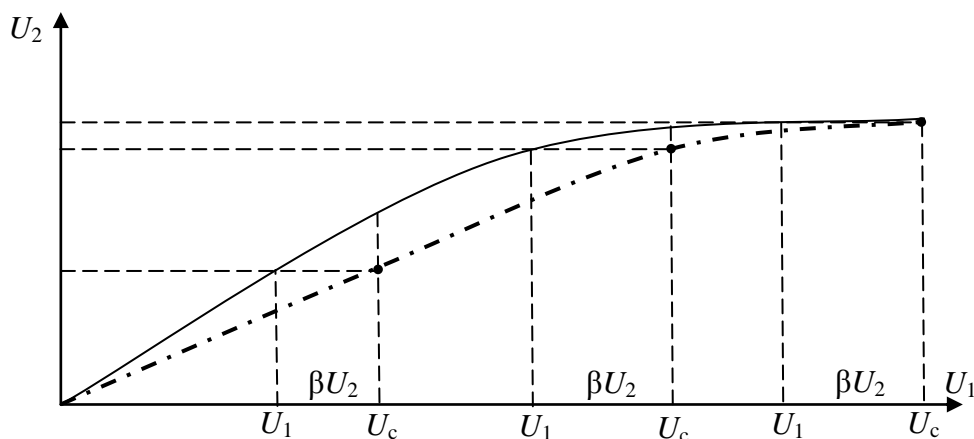


Рис.10.15 – Амплитудные характеристики усилителя и усилителя без обратной связи (сплошная линия) и с обратной связью (штрих-пунктир)

Влияние обратной связи на помехи и шумы

Еще одно свойство обратных связей – способность улучшить качество усиливаемых сигналов. Шумы, возникающие в усилителе, и наводки на его цепи, будучи усиленными, мешают качественному восприятию сигнала. Напряжение обратной связи, снимаемое с выхода, содержит мешающие сигналы. Будучи подано на вход или в предыдущие цепи усилителя в противофазе (отрицательная обратная связь), это напряжение после прохождения через усилитель сложится в противофазе с напряжением помехи, снижая его.

Сложность заключается в обеспечении наиболее выгодных фазовых сдвигов между напряжениями во всем диапазоне усиливаемых и мешающих частот.

10.3. Причины самовозбуждения усилителей с обратной связью и меры обеспечения их устойчивости

Ранее было показано, что коэффициент передачи усилителя $\dot{K}_{\text{св}\mp} = \frac{\dot{K}}{1 \pm \dot{K} \cdot \dot{\beta}}$.

При отрицательной обратной связи модуль коэффициента передачи

$$K_{\text{св}} = \frac{K}{1 + K \cdot \beta}.$$

Если $K\beta = -1$ (связь положительная, петлевое усиление – единица), $K_{\text{св}} = \infty$, и усилитель возбуждается на той частоте, для которой выполнено это

условие. Для возбуждения нет необходимости подавать на вход усилителя сигнал соответствующей частоты. На входе любого усилителя всегда имеется напряжение шумов с непрерывным частотным спектром. Этого малого напряжения достаточно для самовозбуждения.

Теоретически при самовозбуждении амплитуда выходного напряжения достигает бесконечно большого значения. В действительности нарастание выходного напряжения ограничивается нелинейностью амплитудной характеристики усилителя. Самовозбуждающийся усилитель не может усиливать подводимые к его входу сигналы, поскольку он загружен собственными колебаниями.

Модули и фазовые сдвиги коэффициента передачи усилителя и коэффициента передачи цепи обратной связи зависят от частоты. Потому знак обратной связи определяется на какой-то частоте или в некотором диапазоне частот. Обычно этот знак определяется на средних частотах. В рабочем диапазоне частот или за его пределами фазовые сдвиги коэффициента передачи усилителя и цепи обратной связи могут существенно отличаться от соответствующих фазовых сдвигов на средних частотах. При этом обратная связь, отрицательная на средних частотах может перейти в положительную на частотах выше или ниже средних. В этом случае, если глубина обратной связи окажется достаточной ($K\beta=1$), усилитель самовозбуждается.

Для обеспечения устойчивости следует таким образом проектировать цепь обратной связи, чтобы ни на каких частотах не мог возникнуть фазовый сдвиг 180° , превращающий отрицательную обратную связь в положительную.

Один из способов – охватывать обратной связью не больше двух каскадов. При этом, если и возникает опасный фазовый сдвиг, усиления оказывается недостаточно для обеспечения необходимой для возбуждения глубины обратной связи.

Но возможны ситуации, когда не удастся избежать появления положительной обратной связи, например, у многокаскадного усилителя с питанием от источника с ненулевым внутренним сопротивлением (рис. 10. 16).

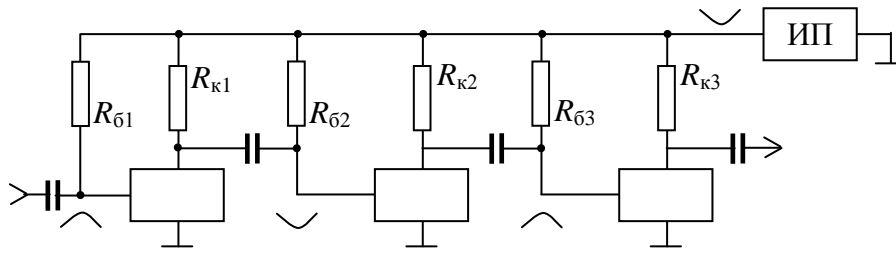


Рис. 10.16 – Многокаскадный усилитель

Переменные составляющие токов всех каскадов протекают по внутреннему сопротивлению источника питания, создавая паразитное напряжение с частотой сигнала:

$$U_{\text{пар}} = (i_{R_{к1}} - i_{R_{к2}} + i_{R_{к3}}) \cdot R_{\text{ип}} \approx i_{R_{к3}} \cdot R_{\text{ип}}$$

Обычно наибольшее влияние оказывает самый большой ток (таким током является ток выходного каскада) – он и определяет полярность паразитной обратной связи. На рис. 10.16 обратная связь на вход второго каскада является положительной – при достаточной глубине она и может привести к самовозбуждению усилителя. Чтобы обеспечить устойчивость, следует принять меры для уменьшения глубины паразитной обратной связи в опасных точках. В схеме рис.10.17 эту задачу помогает решить фильтр в коллекторной цепи второго каскада.

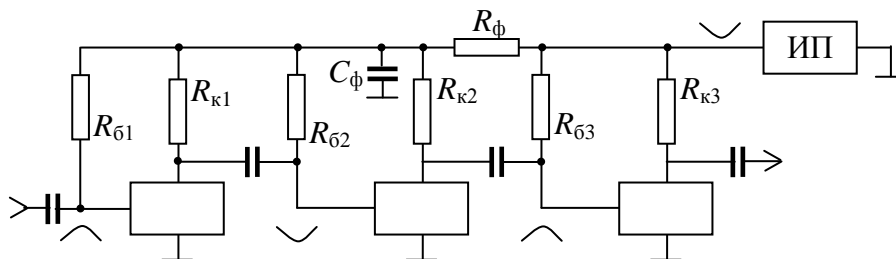


Рис.10.17 – Включение фильтра в цепи паразитной обратной связи

$$\text{Теперь } U_{\text{пар}}^* = U_{\text{пар}} \cdot \frac{1}{R_{\phi} + \frac{1}{j\omega C_{\phi}}} = U_{\text{пар}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_{\phi} R_{\phi}}. \text{ Подбирая необходимые}$$

величины элементов фильтра, можно снизить опасность самовозбуждения.

Существует несколько методов оценки степени устойчивости усилителей. Некоторые из них основаны на определении границы, где наступает самовозбуждение. К их числу относится критерий Найквиста, рассматриваемый ниже. В других случаях считается, что граница допустимых изменений качественных показателей за счёт введения обратной связи должна устанавливаться такой, чтобы отклонение контролируемого параметра (например, неравномерности частотной характеристики усилителя) лежало в допустимых пределах. Такие методы основаны на тех соображениях, что, если качественные показатели устройства с заданными допусками не отвечают техническому заданию, устройство непригодно.

Какой из критериев использовать для оценки устойчивости проектируемого устройства, зависит от конкретной ситуации и жёсткости предъявляемых требований.

Критерий Найквиста

Если точка с координатами 1,0 лежит внутри годографа вектора $\dot{K} \cdot \dot{\beta}$, то усилитель, охваченный обратной связью, неустойчив (рис.10.18,а), если точка с координатами 1,0 лежит вне годографа вектора $\dot{K} \cdot \dot{\beta}$, усилитель устойчив (рис.10.18,б).

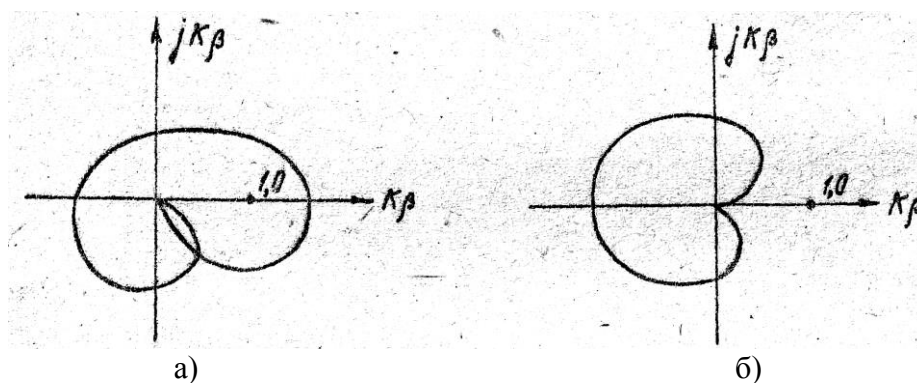


Рис. 10.18 – Критерий Найквиста

Параметром при построении годографа вектора является частота, которую следует менять от 0 до ∞ . Критическая точка с координатами 1,0 в критерии Найквиста соответствует условию самовозбуждения $\dot{K} \cdot \dot{\beta} = 1$. При построении годографа вектора $\dot{K} \cdot \dot{\beta}$ усилитель и четырехполюсник обратной связи счита-

ются линейными. Отсюда возможность при положительной обратной связи $|\dot{K} \cdot \dot{\beta}| > 1$ изменения знака обратной связи (знаменатель в выражении

$\dot{K}_{св} = \frac{\dot{K}}{1 + \dot{K} \cdot \dot{\beta}}$ становится отрицательным). В действительности, при подходе к

самовозбуждению система переходит в нелинейный режим работы, значение петлевого усиления падает и по модулю не превышает единицы.

Из сказанного следует, что для самовозбуждения необходимо совместное выполнение двух условий:

1) фазовый сдвиг петлевого усиления $\dot{K} \cdot \dot{\beta}$ должен достигнуть значения $\pm 180^\circ$ по отношению к фазовому сдвигу на средних частотах или на той частоте, где знак обратной связи был отрицательным;

2) глубина обратной связи должна быть достаточной для самовозбуждения: $K \cdot \beta = 1$. Для обеспечения устойчивости системы следует во всём диапазоне частот иметь запас как по модулю, так и по фазе.

Способы обеспечения устойчивости

Наибольшую опасность устойчивости усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, представляют фазовые сдвиги внутри петли обратной связи. Если фазовый сдвиг не достигает 180° в диапазоне частот от 0 до ∞ , глубина обратной связи может быть достаточно большой, **но** такой, чтобы $K \cdot \beta$ оставалось меньше единицы.

Для недопущения фазовых сдвигов внутри петли обратной связи, достигающих 180° , обратной связью следует охватывать возможно меньшее число каскадов. Фазовые сдвиги коэффициентов передачи каскадов, охватываемых обратной связью, должны быть минимальными.

Реализация указанных условий возможна, если в каждом отдельном случае обратная связь будет вводиться с учетом её целевого назначения. Например, для увеличения входного сопротивления обратную связь следует вводить во входном каскаде, для расширения полосы пропускания обратной связью охватывается самое узкополосное звено и т.д.

11. Схемы с обратными связями

11.1. Схема эмиттерной стабилизации

В рассмотренной ранее (раздел 5, рис. 5.8) схеме эмиттерной стабилизации имеется отрицательная обратная связь на переменном токе – при подаче, допустим, положительной полуволны на базу, ток эмиттера пропорционально возрастает, увеличивая напряжение на эмиттере и уменьшая воздействие (напряжение между базой и эмиттером).

Сопротивление в цепи эмиттера создает отрицательную последовательную обратную связь на постоянном и переменном токе. Обратная связь на постоянном токе стабилизирует рабочую точку. Обратная связь на переменном токе уменьшает коэффициент передачи, что нежелательно. Для устранения этой связи эмиттерное сопротивление шунтируют конденсатором большой емкости (рис.11.1) с тем, чтобы переменное напряжение за счет большой емкости конденсатора и его малого сопротивления переменному току стремилось к нулю. Оно уменьшается, становится соизмеримым с $U_{э6}$, но до нуля не доходит – более того, становится тем больше, чем ниже частота и больше сопротивление конденсатора C_3 . Возникает отрицательная обратная связь на нижних частотах.

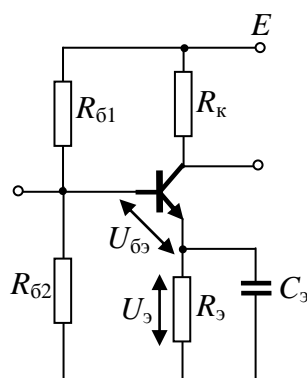


Рис.11.1 – Схема эмиттерной стабилизации

$$K_{oc} = \frac{K_0}{1 + K_0 \cdot \frac{1 + j\omega C_3 \cdot R_3}{R_{эКВ}}} = K_0 \frac{1 + j\omega C_3 \cdot R_3}{1 + S_0 \cdot R_3 + j\omega C_3 \cdot R_3}.$$

Модуль коэффициента передачи

$$|K_{oc}| = K_0 \sqrt{\frac{1 + (\omega C_3 \cdot R_3)^2}{(1 + S_0 \cdot R_3)^2 + (\omega C_3 \cdot R_3)^2}} = K_0 \sqrt{\frac{1 + (\omega \tau_3)^2}{A_3^2 + (\omega \tau_3)^2}},$$

$$\left(\frac{K}{K_0}\right)_{oc} = \sqrt{\frac{1 + (\omega \tau_3)^2}{A_3^2 + (\omega \tau_3)^2}} \quad (11.1)$$

и фазовый сдвиг

$$\varphi_{oc} = \text{arctg} \frac{S_0 \cdot R_3 \cdot \omega C_3 \cdot R_3}{1 + S_0 \cdot R_3 + (\omega C_3 \cdot R_3)^2} = \text{arctg} \frac{(A_3 - 1) \cdot \omega \tau_3}{A_3 + (\omega \tau_3)^2}. \quad (11.2)$$

Емкость, шунтирующая R_3 , создает искажения на нижних частотах (в области больших времен), подобно емкости разделительных конденсаторов. Различие в том, что в случае разделительных конденсаторов коэффициент передачи на нулевой частоте равен нулю – конденсатор «не пропускает» постоянную составляющую. В случае цепочки $R_3 C_3$ на нулевой частоте, где сопротивление емкости равно бесконечности, переменный ток течет по R_3 , создавая обратную связь (выходное напряжение меньше, чем на средних частотах, где U_{cb} равно нулю, но оно имеется).

На рисунках 11.2 и 11.3 показаны характеристики усилителя.

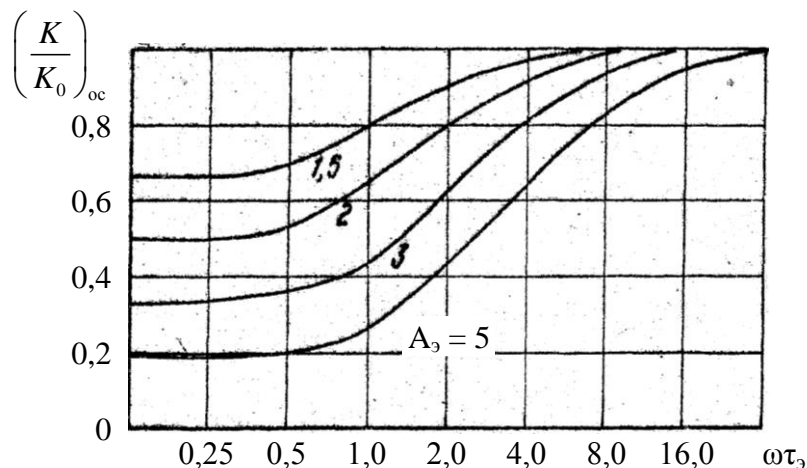


Рис.11.2 – Амплитудно-частотная характеристика

Рис. 11.3 показывает наличие фазового сдвига, который при нескольких искажающих цепях может привести к самовозбуждению на нижних частотах.

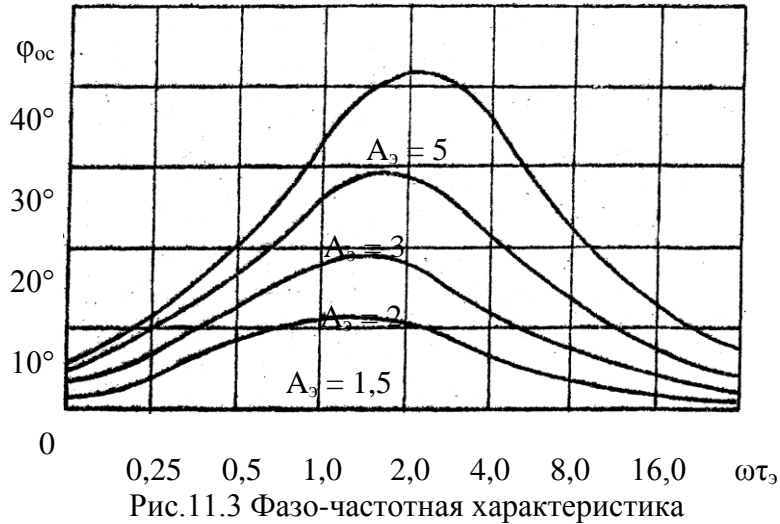


Рис.11.3 Фазо-частотная характеристика

Цепочка C_3R_3 может привести к появлению искажений прямоугольных импульсов – спаду плоской вершины (рис.11.4). При подаче положительной полуволны сигнала и увеличении тока эмиттера конденсатор медленно заряжается (поскольку емкость его велика), разность напряжений сигнала и эмиттера становится меньше – появляется спад.

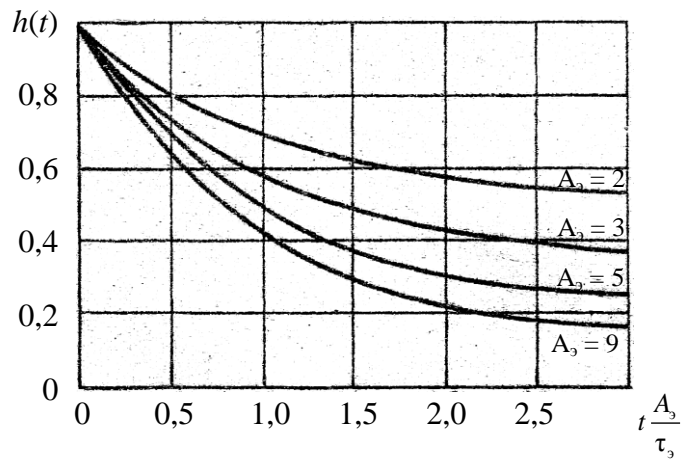


Рис.11.4 – Переходная характеристика в области больших времен

$$h(p)_{oc} = \frac{1 + p \cdot \tau_3}{p \cdot (A_3 + p \cdot \tau_3)}, \quad h(t)_{oc} = \frac{1 + (A_3 - 1) \cdot e^{-\frac{A_3 t}{\tau_3}}}{A_3}. \quad (11.3)$$

Спад плоской вершины тем больше, чем дольше длится импульс:

$$\Delta_3 = (A_3 - 1) \frac{t}{\tau_3} = \frac{S_0 \cdot t}{C_3}.$$

При $t = \infty$ $h(p)_{oc}$ не равно нулю, спад плоской вершины имеет конечное значение $h(t)_{t=\infty} = \frac{1}{A_3}$. Искажения иллюстрируются на рис. 11.5.

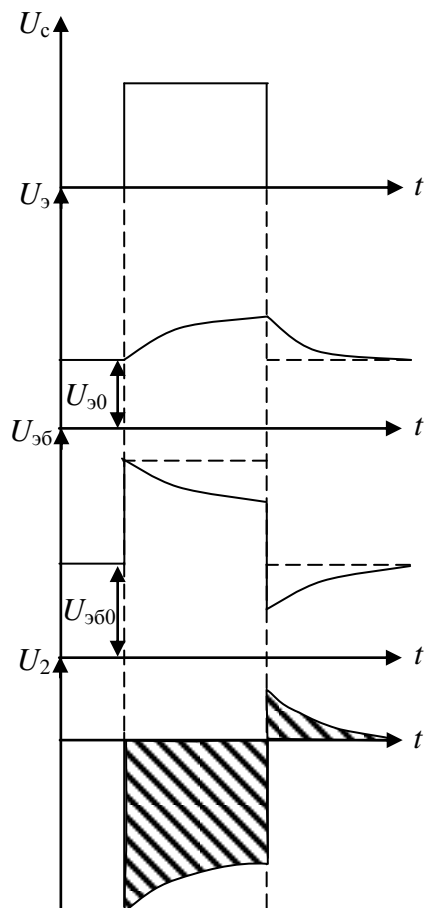


Рис. 11.5 – Эпюры напряжений, иллюстрирующие появление искажений

Приведенные формулы позволяют рассчитать емкость конденсатора, шунтирующего резистор, поставленный для стабилизации рабочей точки. В усилителе гармонических сигналов

$$C_3 \geq \frac{1}{2\pi f_n \cdot R_3} \sqrt{\frac{\left(\frac{K_{oc}}{K_0}\right)^2 \cdot (1 + S_0 \cdot R_3)^2 - 1}{1 - \left(\frac{K_{oc}}{K_0}\right)^2}},$$

в усилителе импульсных сигналов

$$C_3 \geq \frac{S_0 \cdot t}{\Delta_3}$$

В качестве t обычно выступает длительность импульса, поскольку спад максимален в конце импульса.

11.2. Высокочастотная (эмиттерная) коррекция обратной связью

Ранее говорилось, что обратная связь по напряжению расширяет полосу пропускания. Нужного эффекта можно добиться и при обратной связи по току, если обеспечить увеличение $\dot{U}_1 = \dot{U}_c - \dot{U}_{св}$ по мере изменения частоты, что и делается в схеме с эмиттерной коррекцией (рис.11.6)

Основное назначение этой схемы – расширить полосу пропускания, в первую очередь, за счет верхней граничной частоты.

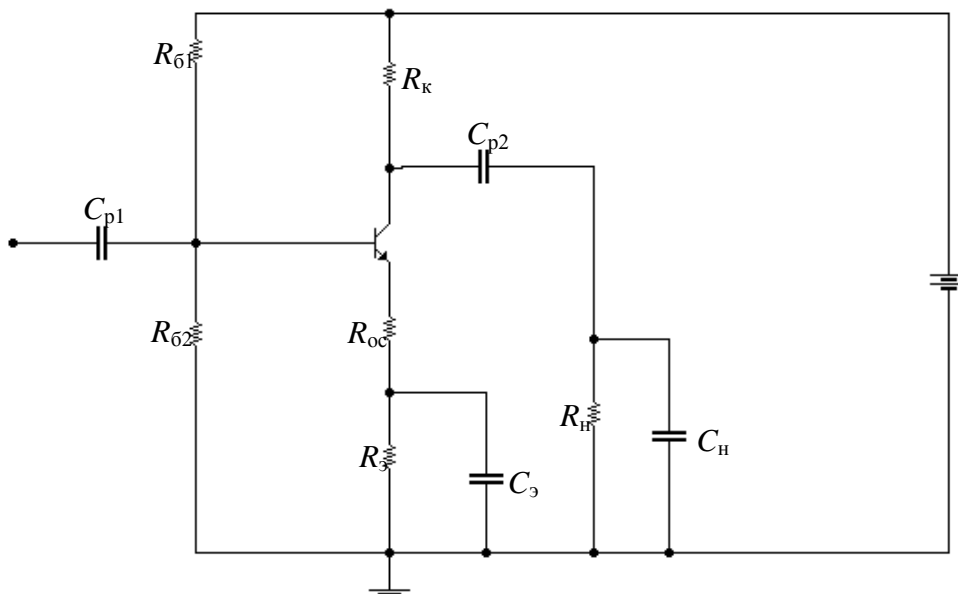


Рис. 11.6 – Принципиальная схема каскада с эмиттерной коррекцией

При подаче на вход положительной полуволны сигнала выходной ток транзистора возрастает, увеличивается падение напряжения на сопротивлении обратной связи $R_{ос}$, напряжение между базой и эмиттером становится меньше подаваемого от источника сигнала (рис. 11.7). Однако, по мере повышения частоты выходной ток становится меньше, меньше становится и напряжение на $R_{ос}$, а напряжение между базой и эмиттером, управляющее выходным током, растет.

Это происходит на частотах, на которых при подаче прежнего напряжения выходное напряжение уменьшилось бы, но увеличившееся напряжение между базой и эмиттером делает выходной ток больше, чем он был бы без этого увеличения, что и приводит к расширению полосы пропускания (рис. 11.8, а).

Отметим, что коррекция частотной характеристики (увеличение верхней граничной частоты) происходит лишь в случае, если транзистор способен отдать в нагрузку ток, пропорциональный увеличившемуся входному напряжению $U_c - U_{Roc}$ – см. рис. 11.8, б.

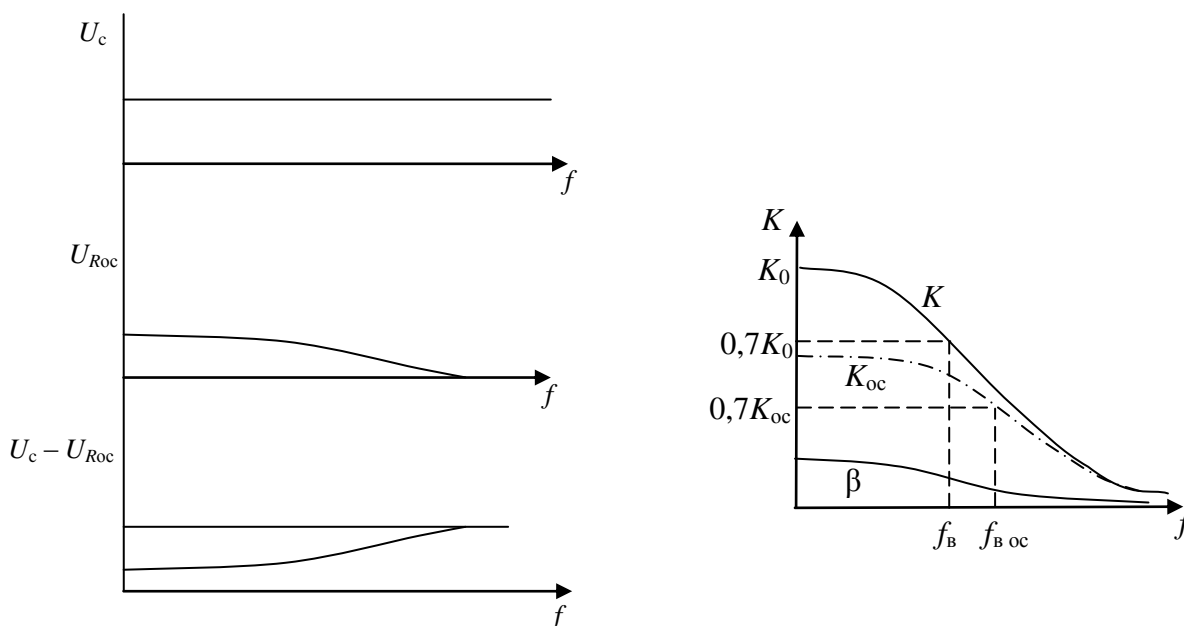


Рис. 11.7 – Частотные зависимости в схеме на рис. 11.6

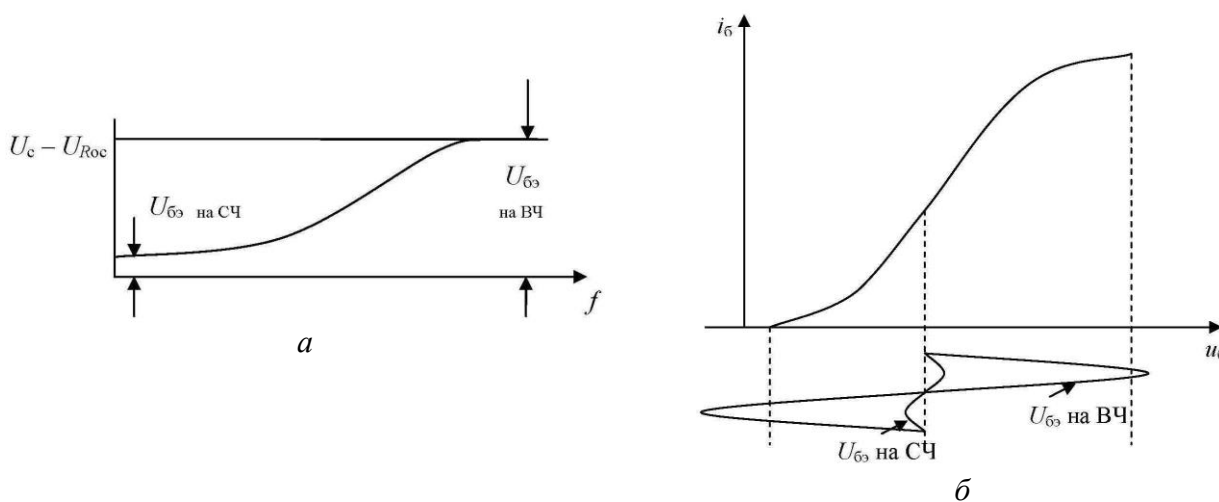


Рис. 11.8 – Иллюстрации к коррекции частотной характеристики:
 а – зависимость от частоты напряжения «база-эмиттер» при глубокой обратной связи,
 б – входная характеристика транзистора при двух значениях входного напряжения

Ниже приводятся соотношения, описывающие сказанное.

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + K \cdot \beta} = \frac{\frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}}{1 + \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B} \cdot \frac{R_{oc}}{\frac{R_{эКВ}}{1 + j\omega R_{эКВ} C_H}}}, \quad (11.1)$$

где $K_0 = S_0 \cdot R_{эКВ}$, $R_{эКВ} = \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H}$, S_0 - крутизна транзистора на средних частотах,

$$\tau_B = \tau + C_{бк} \cdot (1 + S_0 \cdot r_б) \cdot R_{эКВ} + C_H \cdot R_{эКВ}.$$

После умножения числителя и знаменателя на $(1 + j\omega\tau_B)$

$$K_{oc} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B + S_0 \cdot R_{эКВ} \cdot \frac{R_{oc}}{R_{эКВ}} + j\omega R_{эКВ} \cdot C_H \cdot \frac{K_0}{R_{эКВ}} R_{oc}} =$$

$$\frac{\frac{K_0}{1 + S_0 \cdot R_{oc}}}{1 + j\omega \frac{\tau + C_{бк} \cdot (1 + S_0 \cdot r_б) \cdot R_{эКВ}}{1 + S_0 \cdot R_{oc}} + j\omega R_{эКВ} \cdot C_H}$$

На средних частотах коэффициент усиления уменьшается в $(1 + S_0 \cdot R_{oc})$ раз. Во столько же раз уменьшаются искажения, создаваемые транзистором: $\frac{\tau + C_{бк} \cdot (1 + S_0 \cdot r_б) \cdot R_{эКВ}}{1 + S_0 \cdot R_{oc}}$. Искажения, создаваемые нагрузкой, остаются прежними, поскольку она находится вне петли обратной связи. Расширение полосы пропускания в сторону верхних частот происходит, но в меньшее число раз, чем потеря усиления.

Причина заключается в том, что напряжение обратной связи U_{Roc} уменьшается по мере повышения частоты только из-за уменьшения выходного тока транзистора (изменение сопротивления нагрузки по мере возрастания частоты не изменяет глубину обратной связи). Если требуется, чтобы это произошло на частотах, несколько более низких, чем те, на которых ток транзистора уменьшается естественным путем, R_{oc} можно зашунтировать конденсатором небольшой емкости (рис. 11.9). Часть выходного тока будет ответвляться в емкость, и

$U_{R_{oc}}$ будет уменьшаться на тех частотах, на которых еще не уменьшился выходной ток (штриховые кривые на рис. 11.10). При этом может получиться, что на некоторых частотах выходное напряжение станет даже больше, чем на средних частотах (рис. 11.11, б). Причина в том, что на средних частотах обратная связь есть, а при увеличении частоты глубина обратной связи за счет C_{oc} уменьшается больше, чем это необходимо для компенсации завала частотной характеристики на верхних частотах.

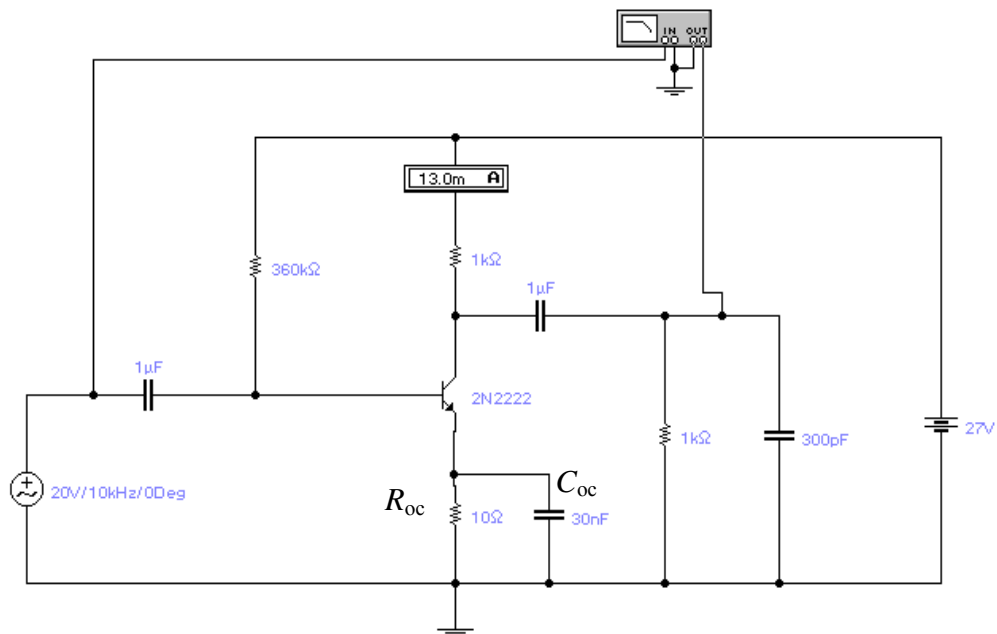


Рис. 11.9 – Принципиальная схема каскада с комплексной обратной связью

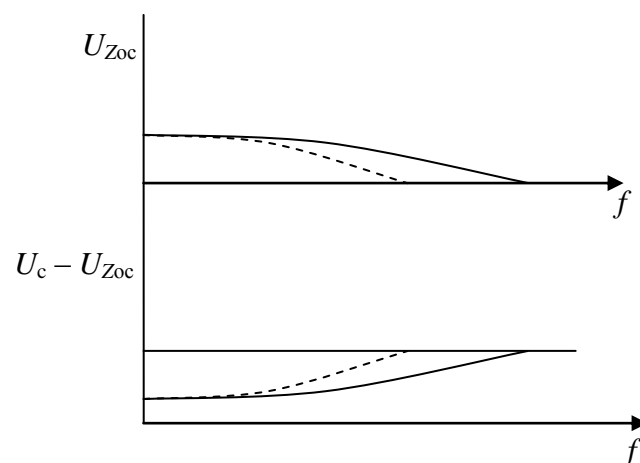
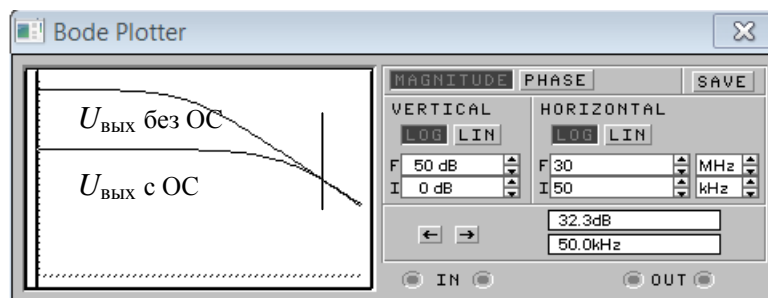
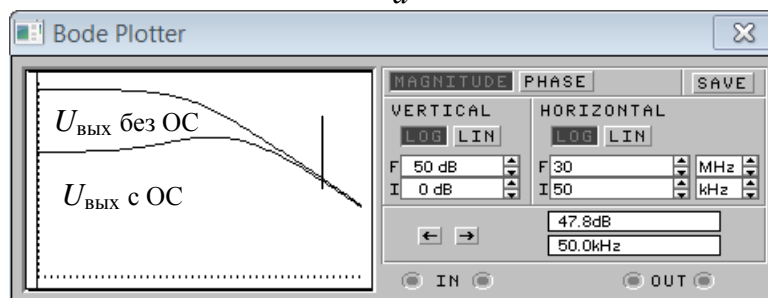


Рис. 11.10 – Частотная зависимость напряжений в схеме на рис. 11.6

На рис. 11.11 показано влияние на частотную характеристику каскада различных видов обратной связи.



a



б

Рис. 11.11 – Частотная зависимость выходного напряжения в схеме на рис. 11.1 без обратной связи, при наличии сопротивления обратной связи (*a*) и при комплексной обратной связи (*б*). На отмеченных и более высоких частотах напряжение обратной связи близко к нулю

При подаче прямоугольного импульса ток на выходе нарастает не сразу, он же используется для заряда емкости корректирующего конденсатора. В результате в области малых времен образуется «пик» сигнала между базой и эмиттером и «пик» выходного тока, что способствует более быстрому заряду емкости нагрузки (рис 11.12). Если этот «пик» длится дольше, чем необходимо для заряда емкости нагрузки, возможно даже появление выброса в области малых времен (рис. 11.13).

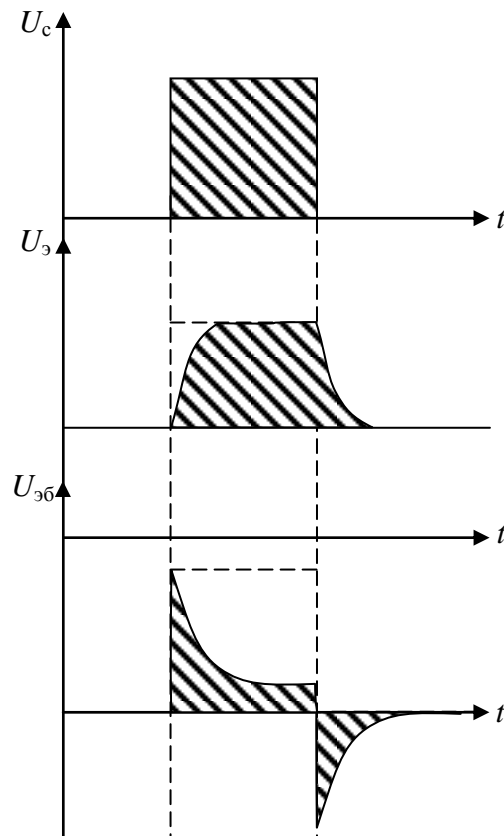


Рис. 11.12 – Особенности коррекции формы импульса в области малых времен

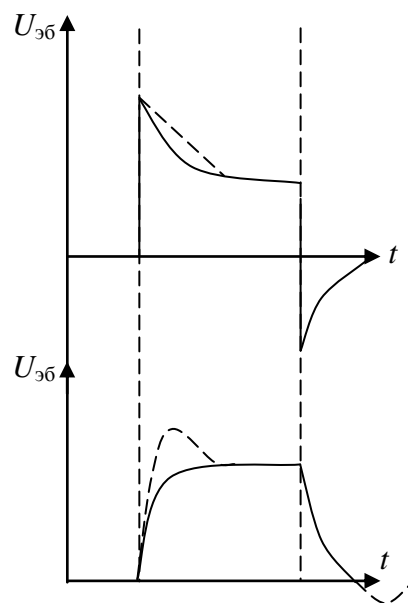


Рис. 11.13 – Появление выброса в передней части импульса

Емкость корректирующего конденсатора выбирается с учетом той частоты, на которой должно начаться уменьшение напряжения обратной связи.

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + K \cdot \beta} = \frac{\frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}}{1 + \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B} \cdot \frac{\frac{R_{oc}}{1 + j\omega R_{oc} C_{oc}}}{\frac{R_{эKB}}{1 + j\omega R_{эKB} C_H}}}}, \quad (11.2)$$

где $K_0 = S_0 \cdot R_{эKB}$, $R_{эKB} = \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H}$, S_0 - крутизна транзистора на средних частотах,

$$\tau_B = \tau + C_{бк} \cdot (1 + S_0 \cdot r_б) \cdot R_{эKB} + C_H \cdot R_{эKB}.$$

Если в (11.2) принять $C_{oc} \cdot R_{oc} = C_H \cdot R_{эKB}$ (это и есть упомянутое выше условие выбора корректирующей емкости), то

$$K_{oc} = \frac{\frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}}{1 + \frac{S_0 \cdot R_{эKB} \cdot R_{oc}}{1 + j\omega\tau_B} \cdot \frac{R_{oc}}{R_{эKB}}} = \frac{K_0}{1 + S_0 \cdot R_{oc} + j\omega\tau_B} = \frac{K_0}{1 + j\omega \frac{\tau_B}{1 + S_0 \cdot R_{oc}}}.$$

На средних частотах коэффициент усиления уменьшается в $(1 + S_0 \cdot R_{oc})$ раз. Во столько же раз уменьшается постоянная времени верхних частот и увеличивается верхняя граничная частота:

$$f_{B07} = \frac{1}{2\pi \cdot \frac{\tau_B}{1 + S_0 \cdot R_{oc}}}.$$

Из изложенного следует, что схема (получившая название каскада с эмиттерной коррекцией) позволяет расширить полосу пропускания в сторону верхних частот (или уменьшить время нарастания).

В разделе 4 рассматривалось входное сопротивление транзистора $R_{вх} = \frac{\Delta U_c}{\Delta I_{вх}}$. Поскольку при введении обратной связи напряжение между базой и эмиттером уменьшается в $(1 + S \cdot R_{рег})$ раз, во столько же раз уменьшается и входной ток, а значит, увеличивается входное сопротивление. Увеличение входного сопротивления расширяет полосу пропускания в сторону нижних частот (см. раздел 2).

В схеме на рис. 11.6 есть еще одна цепь, создающая искажения на нижних частотах – цепь R_3, C_3 . Сопротивление R_3 ставится для стабилизации положения рабочей точки. Но это сопротивление создает обратную связь так же, как и R_{oc} , резко снижая усиление. Чтобы сохранить усиление, сопротивление R_3 шунтируют конденсатором большой емкости, чтобы на средних частотах напряжение обратной связи (падение напряжения на Z_3 при протекании переменного тока) было пренебрежимо мало по сравнению с подаваемым напряжением сигнала: $\dot{U}_{\text{об}} = \dot{U}_c - \dot{U}_{z_3} \approx \dot{U}_c$. Однако, по мере понижения частоты сопротивление конденсатора растет, растет также и \dot{U}_{z_3} , что приводит к уменьшению полосы пропускания на нижних частотах. Обратная связь за счет R_{oc} уменьшает выходной ток и несколько "спасает" нижнюю граничную частоту.

Описанный эффект можно объяснить и иначе. В разделе 2 было показано, что искажения, создаваемые разделительной емкостью, зависят от величины емкости и от суммы сопротивлений справа и слева от нее (2.1). При наличии разделительной емкости роль сопротивления справа играет "земля", а роль сопротивления слева – выходное сопротивление транзистора со стороны эмиттера. Добавление R_{oc} увеличивает выходное сопротивление со стороны эмиттера и расширяет полосу пропускания в сторону нижних частот:

$$f_{\text{н07}} = \frac{1}{2\pi \cdot C_3 \cdot (1/S_0 + R_{oc})}$$

11.3 Эмиттерный повторитель

Еще одним примером каскада с обратной связью является эмиттерный повторитель (рис. 11.14).

Эмиттерный повторитель является каскадом со стопроцентной обратной связью – все выходное напряжение является напряжением обратной связи:

$$\dot{U}_{\text{об}} = \dot{U}_c - \dot{U}_3, \text{ то есть } \dot{U}_1 = \dot{U}_c - \dot{U}_{\text{об}}, \text{ где } \dot{U}_{\text{об}} = \dot{U}_{\text{вых}}.$$

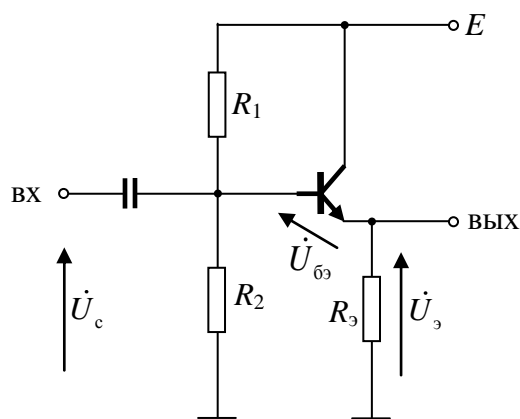


Рис.11.14 – Принципиальная схема эмиттерного повторителя

Сопротивление нагрузки $R_э$ включено в цепь эмиттера. Коллектор по высокой частоте заземлен. Изменение тока эмиттера, вызванное изменением напряжения между базой и эмиттером $\dot{U}_{бэ}$, приводит к изменению выходного напряжения. Фаза выходного сигнала при этом совпадает с фазой напряжения на входе (увеличивается напряжение на базе, увеличивается ток и увеличивается падение напряжения на сопротивлении в цепи эмиттера). Кроме того, коэффициент передачи по напряжению эмиттерного повторителя не превышает единицы. Другими словами, на выходе этого каскада сигнал "повторяется" не только по фазе, но и по амплитуде.

Расширение полосы пропускания на верхних частотах, имеющее место при работе повторителя, поясняется теми же рисунками, что и принцип работы эмиттерной коррекции (рисунки 11.7, 11.8, 11.10-11.13).

$$\dot{U}_э = \dot{I}_э \cdot \dot{Z}_э, \quad \dot{I}_э = \dot{S}(\dot{U}_c - \dot{U}_э).$$

После подстановки $\dot{K}_{повт} = \frac{\dot{U}_э}{\dot{U}_c} = \frac{\dot{S} \cdot \dot{Z}_э}{1 + \dot{S} \cdot \dot{Z}_э}$. Если каскад нагружен на парал-

лельно включенные $R_н$ и $C_н$, то

$$\dot{K}_{повт} = \frac{\frac{S_0}{1 + j\omega\tau} \cdot \frac{R_{эКВ}}{1 + j\omega R_{эКВ} \cdot C_н}}{1 + \frac{S_0}{1 + j\omega\tau} \cdot \frac{R_{эКВ}}{1 + j\omega R_{эКВ} \cdot C_н}} = \frac{S_0 \cdot R_{эКВ}}{(1 + j\omega\tau) \cdot (1 + j\omega R_{эКВ} \cdot C_н) + S_0 \cdot R_{эКВ}} =$$

$$= \frac{S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{\tau + R_{\text{ЭКВ}} \cdot C_{\text{Н}}}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}} + \frac{j\omega\tau \cdot j\omega R_{\text{ЭКВ}} \cdot C_{\text{Н}}}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}}$$

Пренебрегая третьим малым слагаемым в знаменателе, получим:

$$\dot{K}_{\text{повт}} = \frac{K_{0\text{повт}}}{1 + j\omega\tau_{\text{Бповт}}}, \text{ где } K_{0\text{повт}} = \frac{S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}, R_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Н}}}{R_{\text{Э}} + R_{\text{Н}}}, \tau_{\text{Бповт}} = \frac{\tau + R_{\text{ЭКВ}} \cdot C_{\text{Н}}}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}.$$

Полученному значению коэффициента усиления соответствует эквивалентная схема, изображенная на рис. 11.15.

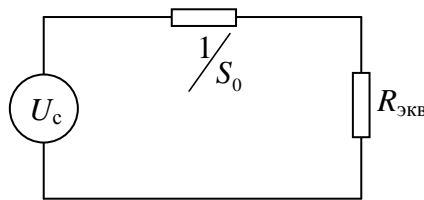


Рис. 11.15 – Эквивалентная схема эмиттерного повторителя для средних частот

Учитывая частотную зависимость крутизны и добавив емкость нагрузки, получаем эквивалентную схему для верхних частот (рис. 11.16).

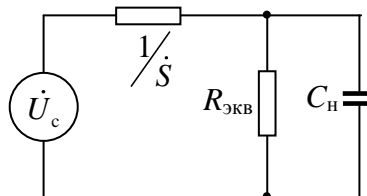


Рис. 11.16 – Эквивалентная схема эмиттерного повторителя для верхних частот

Из нее следует

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\text{повт}} &= \frac{\frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1 + j\omega R_{\text{ЭКВ}} \cdot C_{\text{Н}}}}{\frac{1 + j\omega\tau}{S_0} + \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1 + j\omega R_{\text{ЭКВ}} \cdot C_{\text{Н}}}} = \frac{S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}{(1 + j\omega\tau) \cdot (1 + j\omega R_{\text{ЭКВ}} \cdot C_{\text{Н}}) + S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}} = \\ &= \frac{\frac{S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}}{1 + j\omega \frac{\tau + R_{\text{ЭКВ}} \cdot C_{\text{Н}}}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}} + \frac{j\omega\tau \cdot j\omega R_{\text{ЭКВ}} \cdot C_{\text{Н}}}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}} = \frac{K_{0\text{повт}}}{1 + j\omega\tau_{\text{Бповт}}}, \end{aligned}$$

где $K_{0\text{повт}} = \frac{S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}$, $R_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_3 \cdot R_H}{R_3 + R_H}$, $\tau_{\text{повт}} = \frac{\tau + R_{\text{ЭКВ}} \cdot C_H}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ЭКВ}}}$, что совпадает с полу-

ченным ранее результатом с использованием соотношений общей теории обратной связи.

Для реостатного каскада $\tau_{\text{в}} = \tau + C_{\text{бк}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_{\text{б}}) \cdot R_{\text{ЭКВ}} + C_H \cdot R_{\text{ЭКВ}}$. Помимо того, что постоянная времени, описывающая работу повторителя, меньше в число раз, равное глубине обратной связи, в ней отсутствует второе слагаемое. В реостатном каскаде оно описывало влияние выходного напряжения (напряжения на коллекторе) на вход через емкость $C_{\text{бк}}$. У повторителя переменное напряжение на коллекторе равно нулю и этого влияния нет, о чем и говорит постоянная времени.

Аналогичная ситуация наблюдается и в каскаде с эмиттерной высокочастотной коррекцией:

$$\tau_{\text{вкор}} = \frac{\tau + C_{\text{бк}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_{\text{б}}) \cdot R_{\text{ЭКВ}}}{1 + S_0 \cdot R_{\text{ос}}} + C_H \cdot R_{\text{ЭКВ}}$$

С нагрузкой выход повторителя связан через разделительную емкость (рис.11.17).

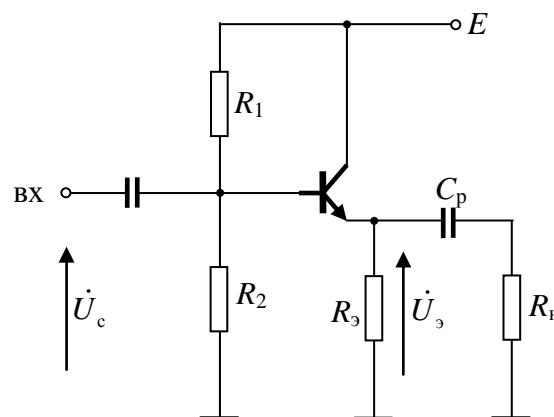


Рис.11.17 – Эмиттерный повторитель с подключенной нагрузкой

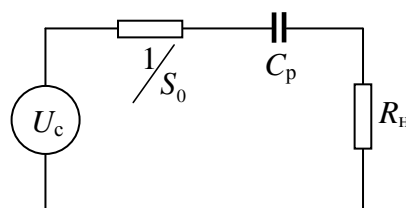


Рис.11.18 – Эквивалентная схема эмиттерного повторителя для нижних частот

На эквивалентной схеме (рис.11.18) не показано сопротивление R_3 , что

допустимо, поскольку оно стоит слева от C_p параллельно $1/S_0$ и $\frac{(1/S_0) \cdot R_3}{(1/S_0) + R_3}$

практически равно $1/S_0$.

$$K_{\text{повт}} = \frac{R_H}{\frac{1}{S_0} + \frac{1}{j\omega C_p} + R_H} = \frac{S_0 \cdot R_H}{1 + S_0 \cdot R_H + \frac{S_0}{j\omega C_p}} = \frac{\frac{S_0 \cdot R_H}{1 + S_0 \cdot R_H}}{1 + \frac{1}{j\omega C_p \cdot \frac{S_0}{1 + S_0 \cdot R_H}}} = \frac{K_{0\text{повт}}}{1 + \frac{1}{j\omega C_p \cdot (\frac{1}{S_0} + R_H)}}$$

Постоянная времени нижних частот равна произведению емкости разделительного конденсатора на сумму сопротивлений слева и справа от него.

Поскольку переход эмиттер-база открыт, более корректно было бы учесть влияние сопротивление источника сигнала на выходное сопротивление повто-

рителя: $R_{\text{вых}} = \frac{R_c}{h_{21} + 1} + \frac{1}{S_0}$. Однако, в силу достаточно больших коэффициентов передачи тока h_{21} и малых сопротивлений генератора R_c первым слагаемым в формуле для $R_{\text{вых}}$ можно пренебречь.

11.4. Фазоинверсные каскады

Примером схем с обратными связями являются фазоинверсные каскады – фазоинверсный каскад с эмиттерной связью и фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой. Название «фазоинверсные» получили схемы, обеспечивающие получение на выходе двух равных и противофазных напряжений.

Рассмотрим, каким образом из одного напряжения получают два равных и противофазных.

В принципе эта задача может быть решена с помощью двух реостатных каскадов и делителя (рис. 11.19).

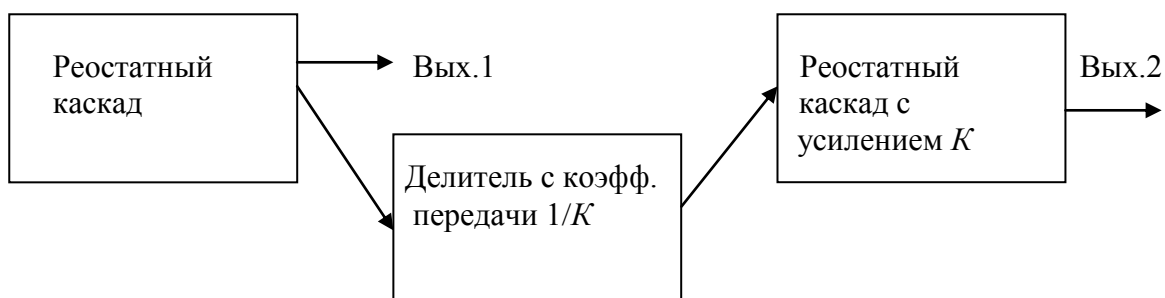


Рис. 11.19 – Способ получения противофазных напряжений

Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой

Два равных и противофазных напряжения можно получить и на одном транзисторе (рис. 11.20).

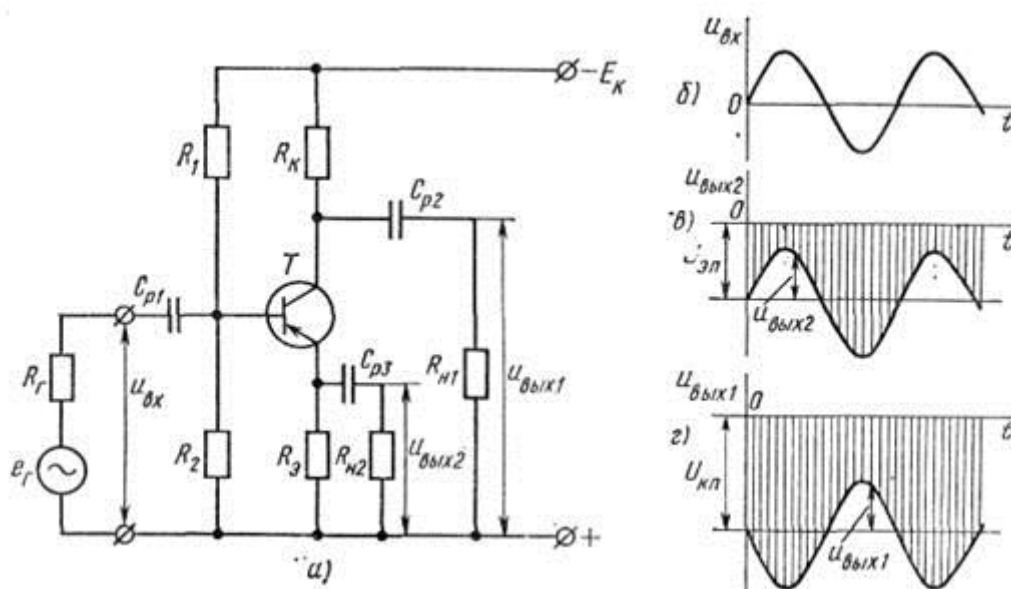


Рис. 11.20 – Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой

Принцип работы каскада поясняет рис. 11.20, б. При подаче на вход положительной полуволны токи коллектора и эмиттера пропорционально возрастают, увеличивается падение напряжения на сопротивлениях в цепи эмиттера – возникает тоже положительная полуволна. Увеличивается падение напряжения на сопротивлениях в коллекторной цепи, а напряжение на коллекторе, соответственно, становится меньше – возникает отрицательная полуволна. Если сопротивления в коллекторной и эмиттерной цепях равны, практически равными будут и напряжения.

Схемы реальных фазоинверсных каскадов, отличающиеся величиной сопротивлений нагрузки, приведены на рисунках 11.21 и 11.22. Осциллограммы и показания приборов свидетельствуют о том, что выходные напряжения противофазны и практически равны, а коэффициент усиления каждого плеча равен единице и практически не зависит от величины сопротивлений нагрузки. Равенство выходных напряжений неудивительно – по сопротивлениям в цепях коллектора и эмиттера протекает один и тот же переменный ток.

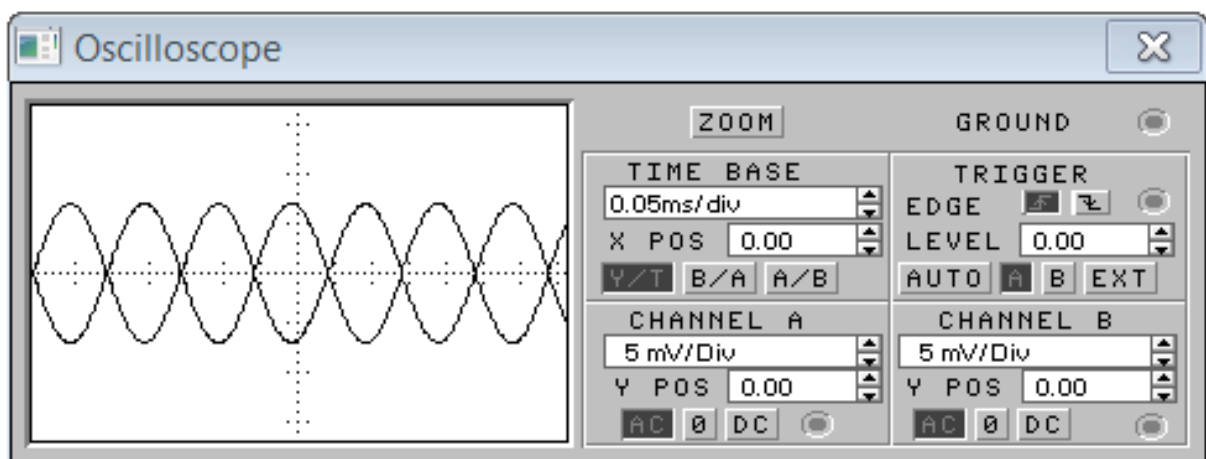
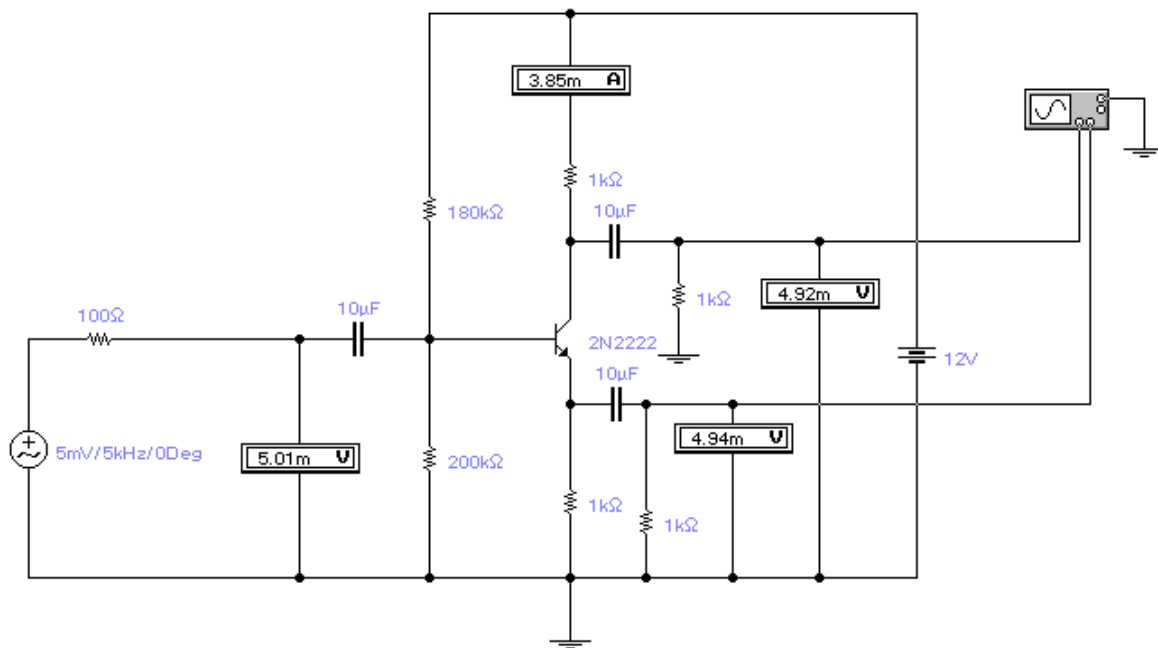


Рис. 11.21 – Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой и сопротивлением нагрузки каждого плеча 1 кОм

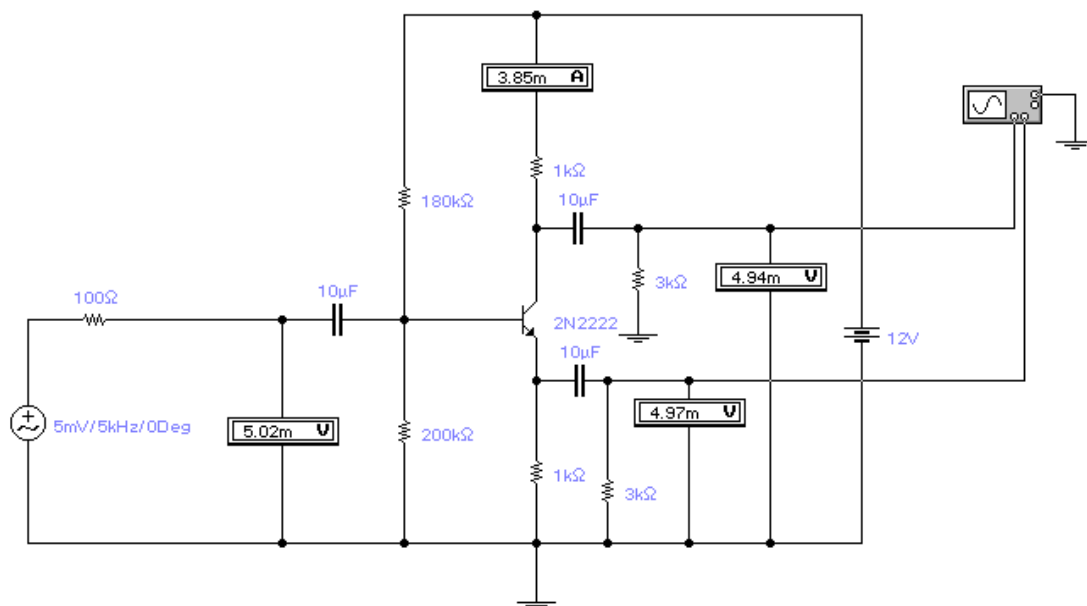


Рис. 11.22 Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой и сопротивлением нагрузки каждого плеча 3 кОм

По нижнему плечу схема работает как эмиттерный повторитель – коэффициент усиления практически равен единице. То же самое и по верхнему плечу,

охваченному глубокой обратной связью: $\dot{K}_{oc} = \frac{\dot{K}}{1 + \dot{K} \cdot \beta}$. На средних частотах

$K_{oc} = \frac{S_0 \cdot R_{кэв}}{1 + S_0 \cdot R_{эв}}$. Поскольку $R_{кэв} = R_{эв}$, коэффициенты усиления плеч одина-

ковы.

Нижние граничные частоты на выходе одинаковы (рисунки 11.23 и 11.24), а верхние граничные частоты различны (рисунки 11.25 и 11.26).

Постоянная времени верхнего плеча такая же, как была получена для каскада с эмиттерной коррекцией: $\tau_v = \frac{\tau + C_{бк} \cdot (1 + S_0 \cdot r_b) \cdot R_{эв}}{1 + S_0 \cdot R_{эв}} + C_H \cdot R_{эв}$, а для ниж-

него плеча совпадает с полученной для эмиттерного повторителя:

$\tau_{в.повт} = \frac{\tau + R_{эв} \cdot C_H}{1 + S_0 \cdot R_{эв}}$. Разница очевидна и понятна.

Более удивительна одинаковость нижних граничных частот – ведь по верхнему плечу имеется обратная связь по току, которая увеличивает выходное сопротивление, а по нижнему плечу – обратная связь по напряжению, умень-

шающая выходное сопротивление. Казалось бы, сопротивления слева от C_{p1} и C_{p2} различны, и различными должны быть также нижние граничные частоты.

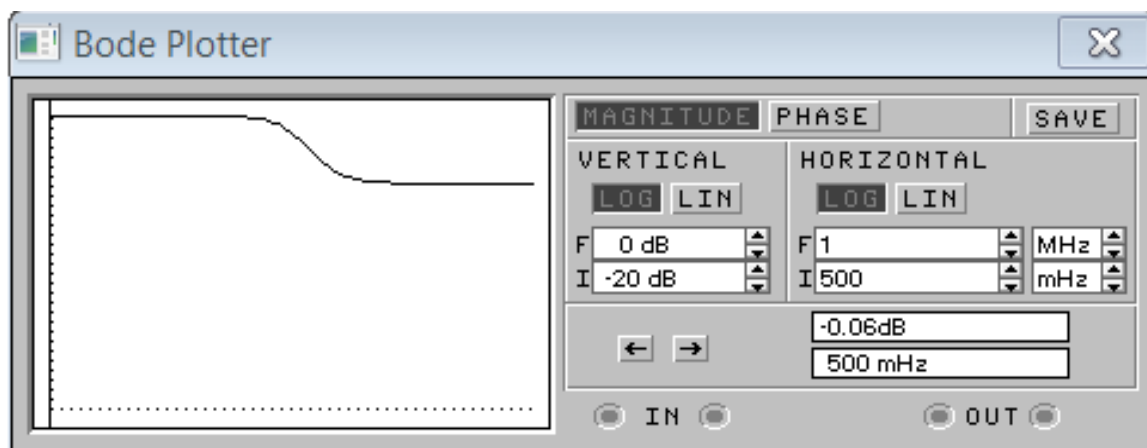
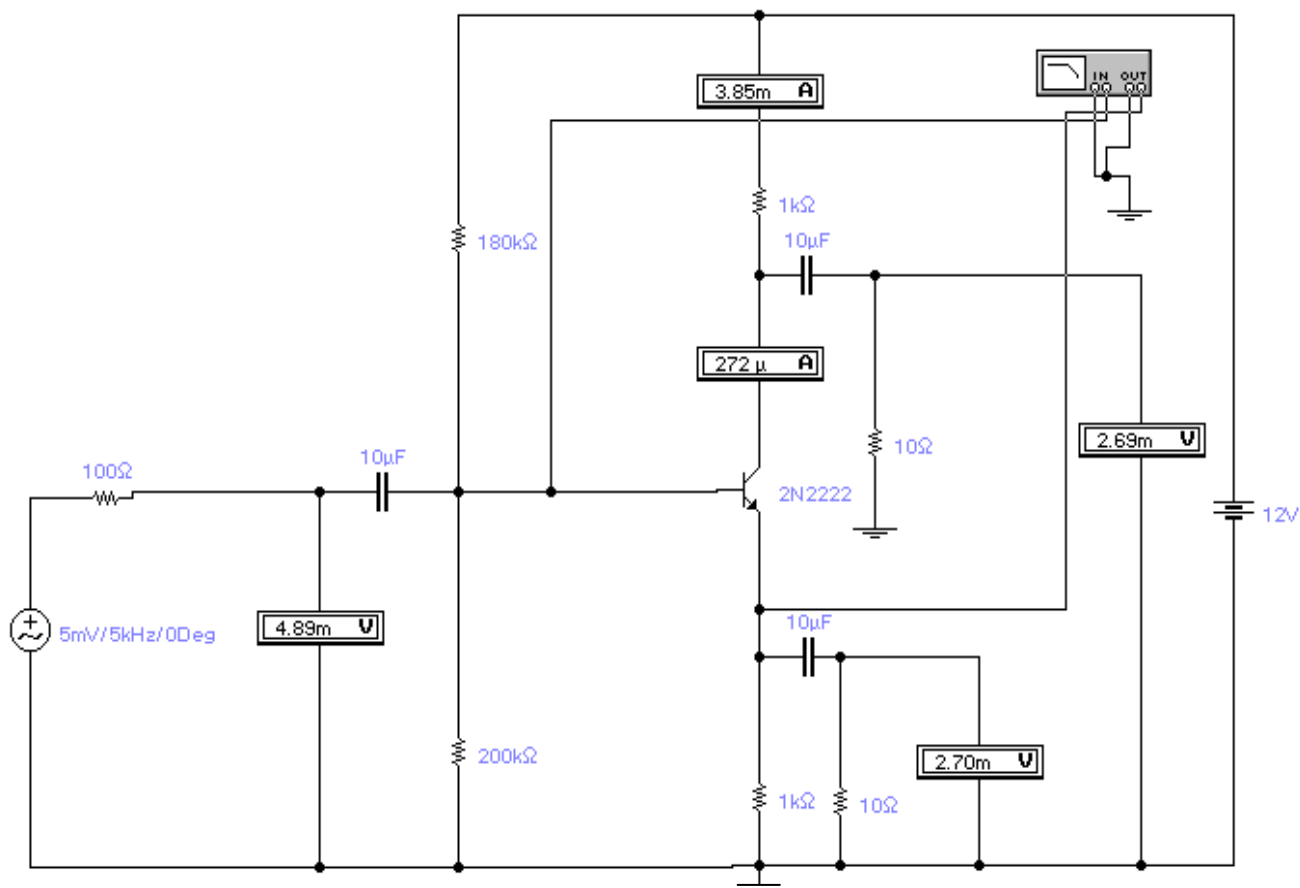


Рис. 11.23 – Схема фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой и зависимость напряжения на эмиттере от частоты

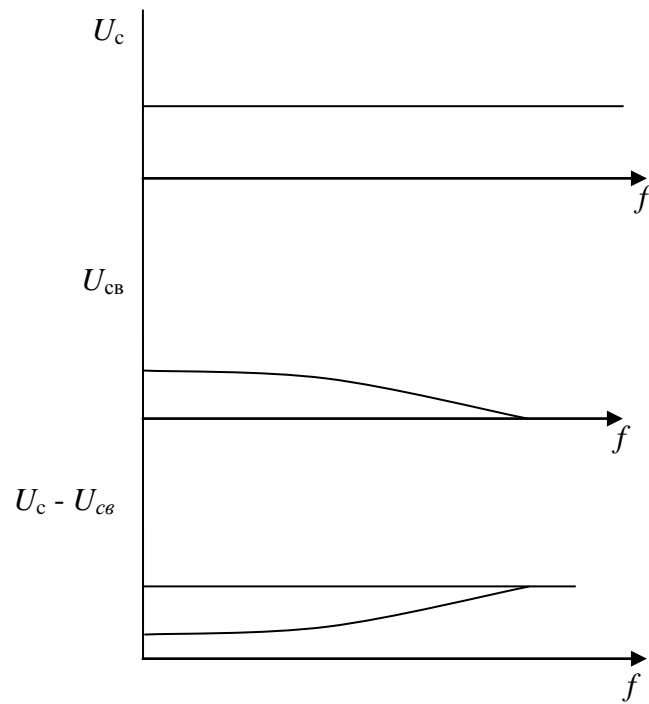


Рис. 11.24 – Зависимость напряжения сигнала, напряжения обратной связи и напряжения между базой и эмиттером от частоты

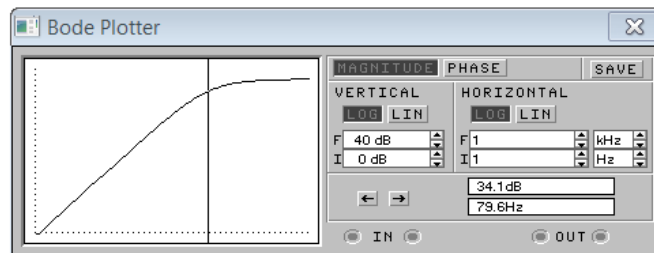
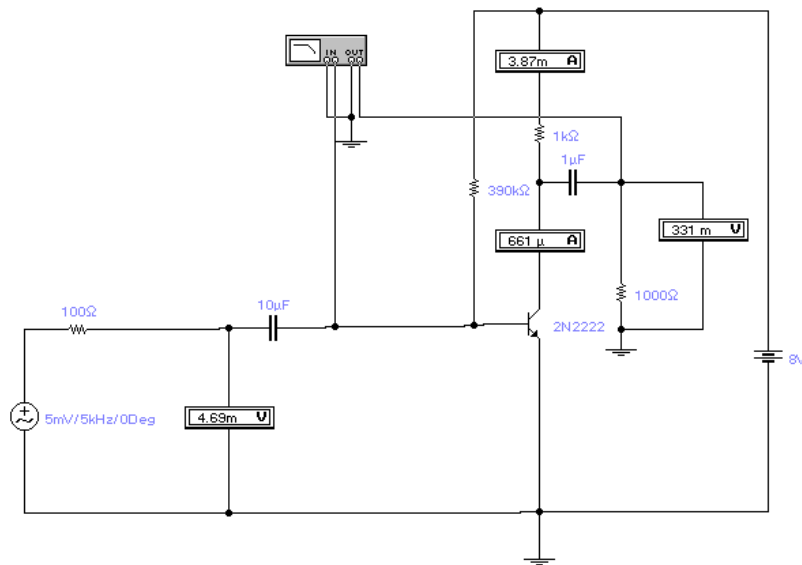


Рис. 11.25 – Зависимость выходного напряжения от частоты без обратной связи

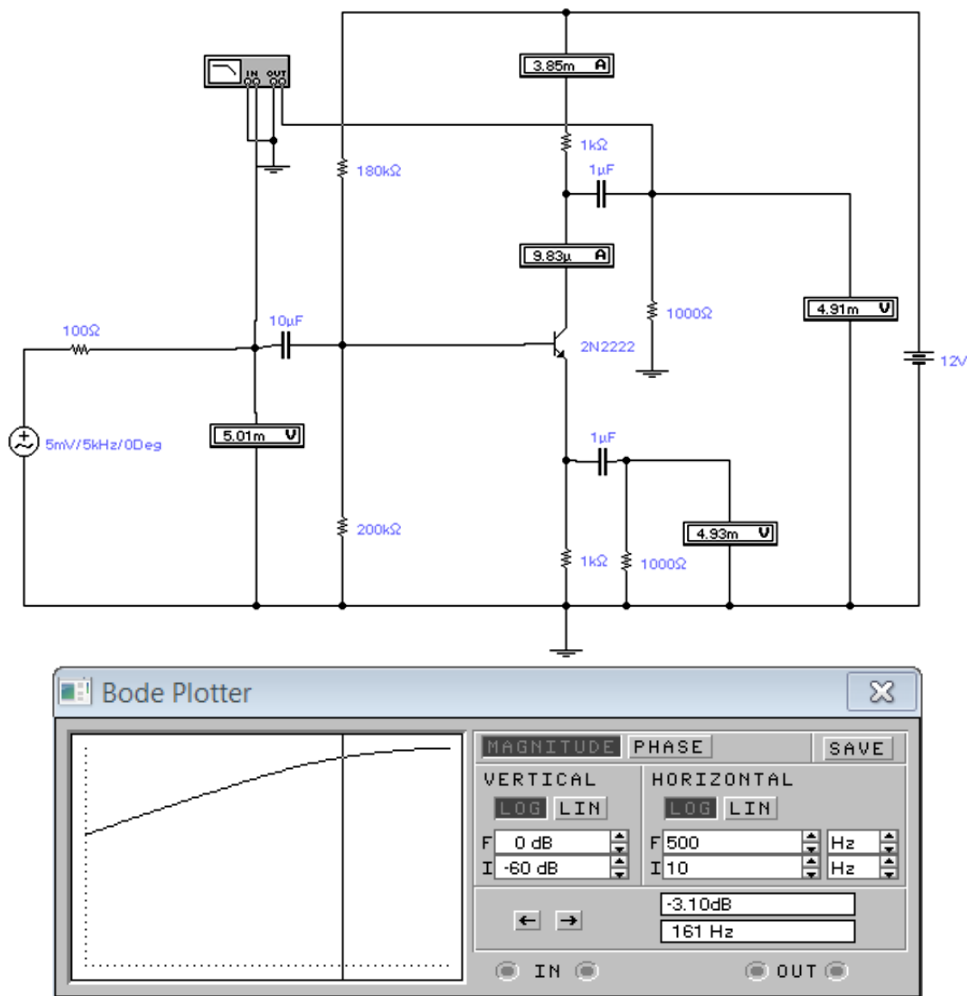


Рис. 11.26 – Зависимость выходного напряжения от частоты при наличии обратной связи

Объясним полученный результат.

Обратная связь, создаваемая группой элементов в цепи эмиттера, является частотно-зависимой – по мере уменьшения частоты общее сопротивление в цепи эмиттера становится больше, и напряжение обратной связи увеличивается (см. рисунки 11.23 и 11.24). Напряжение же между базой и эмиттером, управляющее выходным током, становится меньше. Таким образом, выходной ток на нижних частотах меньше, чем на средних, а далее этот ток (одинаковый в коллекторной и эмиттерной цепях) протекает через нагрузки, создающие дополнительные искажения на нижних частотах.

Если бы напряжение между базой и эмиттером на всех частотах было одинаковым (как в реостатном каскаде на рис. 11.25), нижняя граничная частота была бы равна 80 Гц (в случае, когда R_k равно R_n и равно 1 кОм, C_p равна 1 мкФ):

$$f_H = \frac{1}{2\pi C_p (R_k + R_H)} = \frac{1}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^{-6} (1000 + 1000)} = 80 \text{ Гц}$$

В фазоинверсном каскаде за счет дополнительного уменьшения напряжения между базой и эмиттером по мере понижения частоты нижняя граничная частота при той же нагрузке в два раза выше (рис. 11.26).

Фазоинверсный каскад с эмиттерной связью

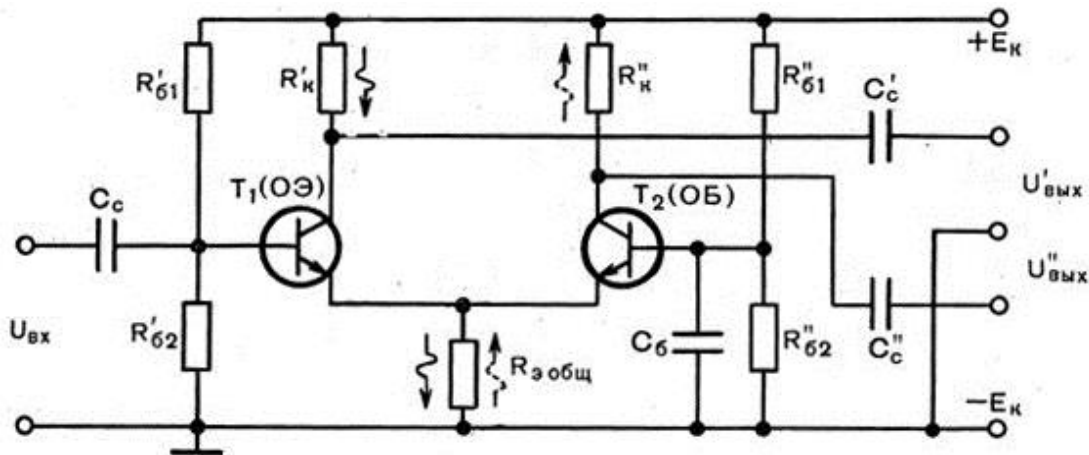


Рис. 11.27 – Фазоинверсный каскад с эмиттерной связью

$$U_{\text{бэ1}} = U_c - U_{\text{св}}, U_{\text{св}} = (i_1 + i_2) \cdot R_3 = (S \cdot U_{\text{бэ1}} - S \cdot U_{\text{св}}) \cdot R_3, U_{\text{св}} = \frac{S \cdot U_{\text{бэ1}} \cdot R_3}{1 + S \cdot R_3},$$

$$U_{\text{бэ1}} = U_c - \frac{S \cdot U_{\text{бэ1}} \cdot R_3}{1 + S \cdot R_3}, U_{\text{бэ1}} \cdot [(1 + S \cdot R_3) + S \cdot R_3] = U_c \cdot (1 + S \cdot R_3) \text{ откуда следует,}$$

$$\text{что } U_{\text{бэ1}} = U_c \cdot \frac{(1 + S \cdot R_3)}{(1 + 2 \cdot S \cdot R_3)}; \text{ поскольку } S \cdot R_3 \gg 1 \text{ } U_{\text{бэ1}} \approx \frac{U_c}{2}, \text{ но и } U_{\text{св}} \approx \frac{U_c}{2}.$$

Из сказанного следует, что в схеме имеется отрицательная обратная связь глубиной 2 (если выполнено условие $S \cdot R_3 \gg 1$). При этом постоянная времени верхних частот каждого плеча определяется так же, как и в каскаде с эмиттерной

$$\text{высокочастотной коррекцией } \tau_{\text{впл}} = \frac{\tau + C_{\text{бк}} \cdot (1 + S_0 \cdot r_6) \cdot R_{\text{экв}}}{2} + R_{\text{экв}} \cdot C_H.$$

Поскольку входное сопротивление входного транзистора возрастает в два раза, искажения входной цепи на нижних частотах будут меньше, чем в соответствующем реостатном каскаде.

У блокировочной емкости C_6 с одной стороны «земля», с другой – входное сопротивление каскада с общей базой, равное $\frac{1}{S}$, для обеспечения нижней граничной частоты второго плеча и симметрии на нижних частотах C_6 выбирается значительно больше емкости разделительного конденсатора на входе.

Можно дать иное объяснение происхождению двух одинаковых и противофазных напряжений на входе транзисторов: сигнал подается между базой и «землей», между базой и «землей» включены последовательно два перехода – переход база-эмиттер первого транзистора и такой же переход второго транзистора (но зашунтированный сопротивлением R_3); если сопротивление R_3 много больше сопротивления перехода (для этого R_3 выбирается из условия $\frac{1}{S} \ll R_3$, то есть $S \cdot R_3 \gg 1$), переходы становятся практически одинаковыми и входной сигнал делится между ними поровну, но один сигнал обращен «волной сигнала» к базе, а другой – к эмиттеру (рис.11.28).

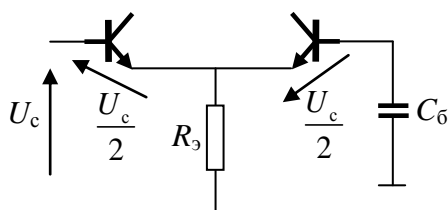


Рис. 11.28 – Распределение напряжения сигнала между переходами

Это объяснение не только показывает происхождение противофазности сигналов, но и поясняет необходимость конденсатора C_6 : если убрать блокировочный конденсатор, сигнал будет делиться между тремя цепочками – двумя переходами и параллельно включенными R_{61}'' и R_{62}'' . Поскольку сопротивления делителя достаточно велики, деление будет не в пользу транзисторов – симметрия сохранится, но из-за уменьшения напряжений на базах уменьшатся выходные напряжения.

12. Регулировки усиления

Рассмотрение схем регулировки усиления необходимо не только для решения основной задачи (изменения коэффициента усиления), но и для того, чтобы установить, какое влияние оказывает регулировка усиления на качественные показатели усилителей, в первую очередь на полосу пропускания.

Коэффициент усиления можно изменять плавно и ступенчато.

Плавная регулировка осуществляется:

- изменением режима активных элементов (транзисторов),
- с помощью пассивных межкаскадных цепей,
- изменением глубины обратной связи.

Каждый из этих способов, помимо изменения коэффициента усиления, изменяет параметры частотных и переходных характеристик схемы (как правило, искажает их). Поэтому, выбирая ту или иную схему для конкретного применения, следует учитывать не только обеспечиваемую ей глубину регулировки усиления, но и искажающие факторы.

12.1. Регулировка усиления изменением режима активных элементов

Этот способ основан на том, что транзистор изменяет свои свойства с изменением режима – в первую очередь изменяются крутизна и входное сопротивление транзистора.

Вспомним, что такое крутизна транзистора и от чего она зависит.

На рис. 12.1 приведена входная характеристика транзистора КТ-324 с обозначенными на ней двумя рабочими точками (*A* и *B*). В соответствующих двух случаях при подаче на вход сигнала одной и той же амплитуды изменения входных (а значит, и выходных) токов будут различными ($\Delta i_{\text{б}}$ на рис. 12.1).

Изменение выходного тока $\Delta i_{\text{к}} = \Delta i_{\text{б}} h_{21}$ (h_{21} -коэффициент усиления тока базы, равный $\Delta i_{\text{к}}/\Delta i_{\text{б}}$) и крутизны $S = \frac{\Delta i_{\text{к}}}{\Delta u_{\text{бэ}}} = \frac{\Delta i_{\text{б}} \cdot h_{21}}{\Delta u_{\text{бэ}}}$ характеризует реакцию транзистора на изменение напряжения между базой и эмиттером. Поскольку в

точке B приращение тока больше, чем в точке A , этому режиму соответствует большая крутизна. Соответствующие точки показаны на рис. 12.2 – большему изменению тока базы соответствует большее изменение тока коллектора, а значит, большая крутизна.

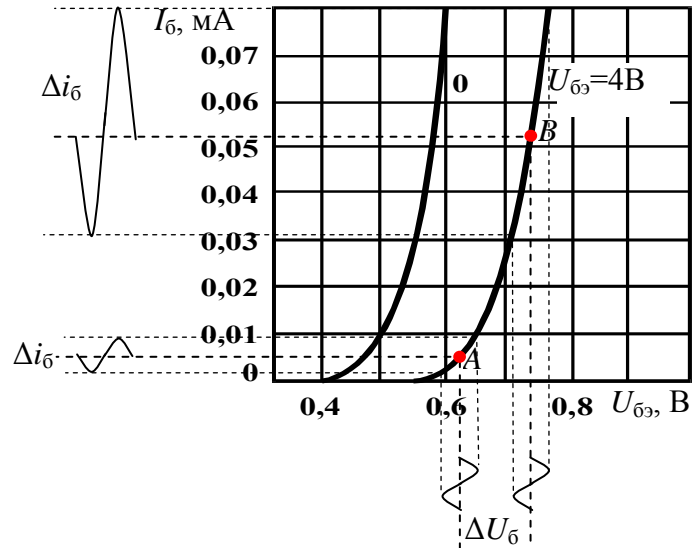


Рис. 12.1 – Входные характеристики транзистора КТ-324

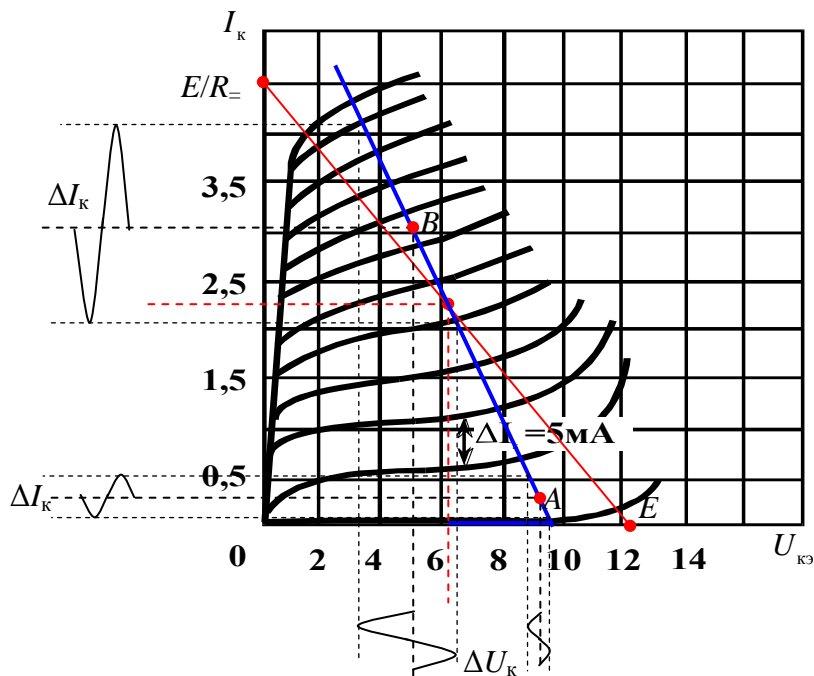


Рис. 12.2 – Выходные характеристики транзистора КТ-324

Другими словами, изменяя режим работы транзистора, можно изменять его крутизну, а, следовательно, и коэффициент усиления.

Однако это не единственные изменения.

На рис. 12.1 видно, что при изменении положения рабочей точки меняется входное сопротивление транзистора $R_{\text{вх}} = \frac{\Delta u_{\text{бэ}}}{\Delta i_{\text{бэ}}}$. Изменение входного сопротивления влечет за собой изменение нижней граничной частоты входной цепи:

$$f_{\text{Н0,7}} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{\text{р}}(R_{\text{ген}} + R_{\text{вх}})}.$$

Изменение коэффициента усиления вызывает изменение входной динамической емкости и, как следствие, верхней граничной частоты входной цепи:

$$f_{\text{В0,7}} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{\text{вх,дин}} \cdot \frac{R_{\text{вх}} \cdot R_{\text{ген}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{ген}}}}.$$

К недостаткам описанной схемы относится также и то, что при малом напряжении смещения (когда имеется большой сигнал и требуется уменьшить усиление) входная характеристика не позволяет подать большой сигнал – может возникнуть его отсечка (см. рис. 12.1).

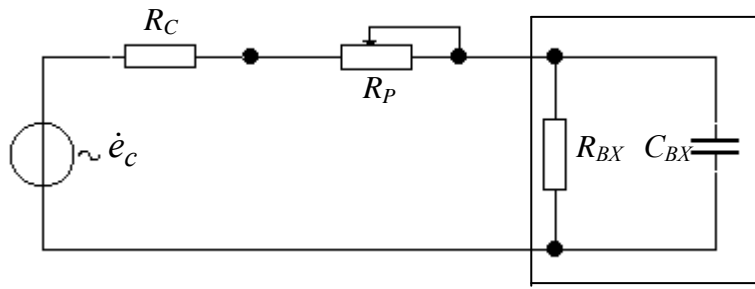
12.2. Регулировка усиления с помощью пассивных межкаскадных цепей

Для регулировки усиления можно использовать две разновидности пассивных цепей (рис. 12.3), каждая из которых имеет достоинства и недостатки.

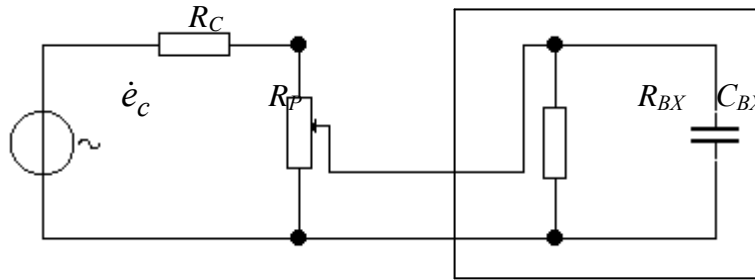
Главное достоинство обеих схем - их простота. Однако, поскольку такие схемы включаются либо между генератором-источником сигнала и усилительным каскадом, либо между каскадами, следует учитывать влияние входной емкости каскада, стоящего после схемы регулировки.

В схеме на рис. 12.3,а изменение коэффициента передачи от источника к нагрузке (в данном случае нагрузкой является вход следующего устройства) происходит за счет изменения входного тока и, как следствие, за счет изменений во входной цепи следующего каскада:

$$I_{\text{вх}} = \frac{e_{\text{с}}}{R_{\text{ген}} + R_{\text{р}} + R_{\text{вх}}}, \quad U_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} \cdot R_{\text{вх}} = \frac{e_{\text{с}} \cdot R_{\text{вх}}}{R_{\text{ген}} + R_{\text{р}} + R_{\text{вх}}} \quad \text{и} \quad K_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{ген}} + R_{\text{р}} + R_{\text{вх}}}.$$



а)



б)

Рис. 12.3 – Схемы регулировки усиления с помощью пассивных цепей

При подключении емкости параллельно R_{BX} через нее протекает часть тока, и при увеличении частоты ток через R_{BX} становится меньше, уменьшая напряжение на выходе. Следовательно, одновременно с изменением коэффициента усиления происходит изменение верхней граничной частоты (рис. 12.4).

$$f_{B07} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{BX} \cdot \frac{R_{BX} \cdot (R_{ген} + R_p)}{R_{BX} + (R_{ген} + R_p)}}$$

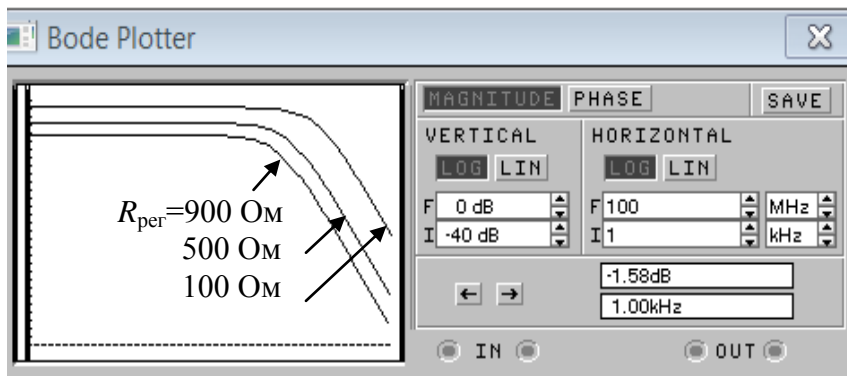


Рис. 12.4 – Частотные характеристики схемы регулировки усиления, показанной на рис. 12.3,а при нескольких значениях регулировочного сопротивления

Несколько иная картина наблюдается в схеме на рис. 12.3.б – параллельно емкости оказываются подключенными сопротивление генератора и верхняя часть R_p' регулировочного потенциометра R_p , а параллельно с ними – $R_{вх}$ и нижняя часть потенциометра R_p'' . В процессе регулировки меняется соотношение между верхней и нижней частями потенциометра. На рис. 12.5 показаны характеристики регулятора при трех положениях движка:

- а) $R_p' = 900 \text{ Ом}$, $R_p'' = 100 \text{ Ом}$ (движок в нижнем положении);
- б) $R_p' = 450 \text{ Ом}$, $R_p'' = 550 \text{ Ом}$ (движок в среднем положении);
- в) $R_p' = 100 \text{ Ом}$, $R_p'' = 900 \text{ Ом}$ (движок в верхнем положении).

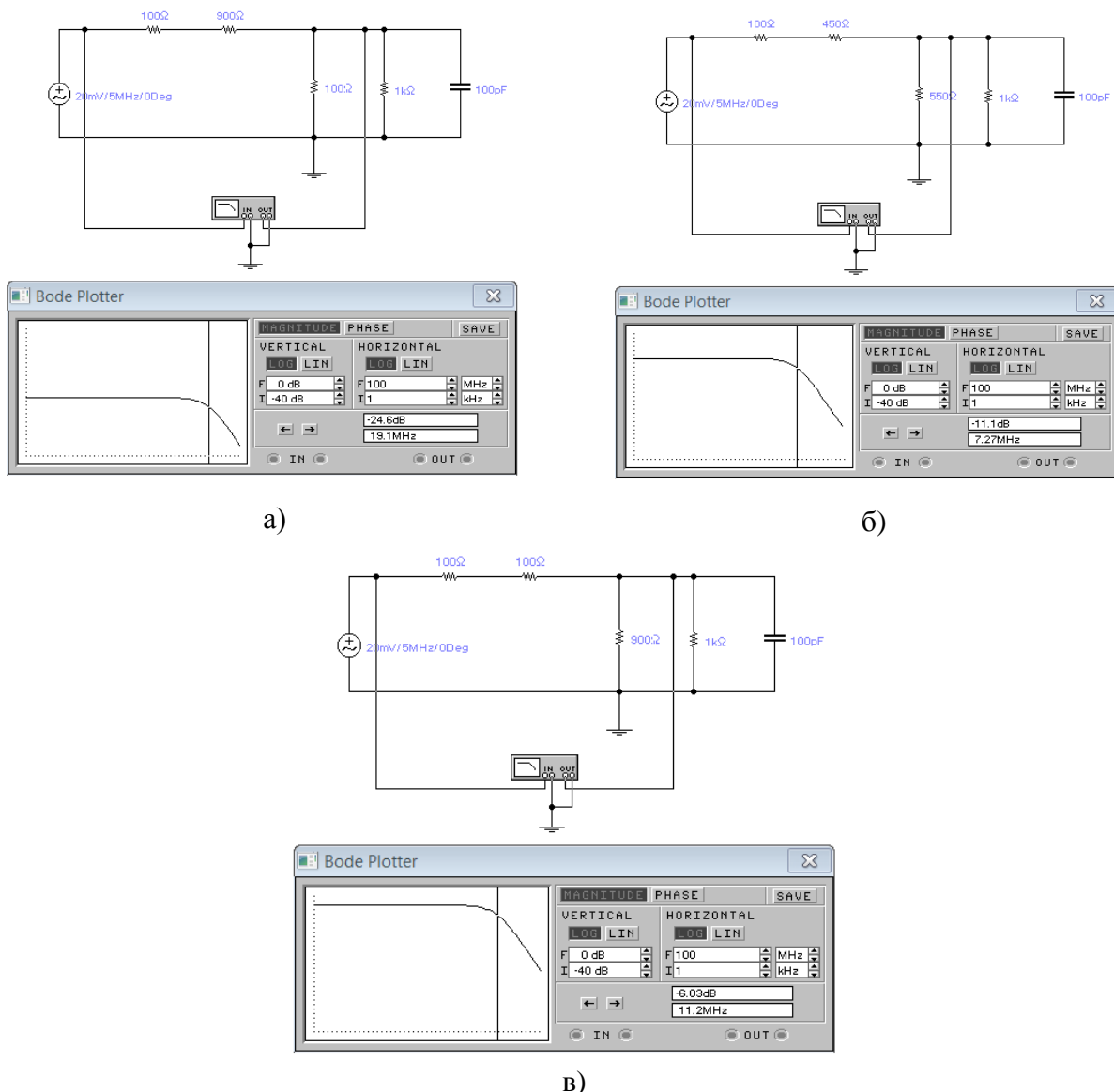


Рис. 12.5 – Частотные характеристики регулятора на рис. 12.3, б при нескольких положениях движка потенциометра

В отличие от схемы на рис. 12.3,а, где по мере перемещения движка потенциометра (допустим, вправо) верхняя граничная частота монотонно уменьшается, в схеме 12.3,б она сначала уменьшается, а затем вновь начинает расти.

Почему это происходит?

В схеме на рис. 12.3,а по мере увеличения R_p уменьшается протекающий в цепи ток, который в одной и той же пропорции распределяется между ветвями $R_{вх}$ и $C_{вх,дин}$.

В схеме на рис. 12.3,б одновременно происходят два процесса – при увеличении R_p' уменьшается ток, но уменьшается и сопротивление R_p'' , на которое приходится большая доля уменьшившегося тока.

Для рассмотренной схемы $K_0 = \frac{R_{вх} \parallel R_p''}{R_{ген} + R_p' + R_{вх} \parallel R_p''}$; в первом случае $K_0 = 0,9$,

во втором 0,5 и в третьем 0,82. На некоторой частоте, на которой сопротивление емкости, допустим, равно 100 Ом, модуль коэффициента усиления стано-

вится равным $K_0 = \frac{R_{вх} \parallel R_p'' \parallel X_C}{R_{ген} + R_p' + R_{вх} \parallel R_p'' \parallel X_C}$. Для первого положения движка K_0

равно 0,48, для второго 0,13 и для третьего 0,31. Относительный коэффициент передачи на рассматриваемой частоте в первом случае составляет 0,52, во втором 0,27 (самое большое уменьшение усиления, самая узкая полоса), в третьем относительное усиление вновь растет до 0,38.

Очевидно, что когда движок находится в нижнем положении ($R_p''=0$), $f_{в07}$ равно бесконечности ($R_{вх}$ закорочено). Правда, и усиление равно нулю. То же будет и в "верхнем" положении движка потенциометра, если $R_{ген}$ равно нулю, но усиление при этом максимально.

Схемы 12.3,а и 12.3,б следует сравнить еще по одному показателю – по возможной глубине регулировки усиления. Во второй схеме выходное напряжение меняется в процессе регулировки от максимума до нуля – динамический диапазон теоретически равен бесконечности. В первой схеме глубина регули-

ровки зависит от соотношения сопротивлений, в число которых входит R_p , а оно определяется требуемой верхней граничной частотой. Если взять, как рассмотрено в вышеприведенном примере, $R_{ген}=100$ Ом, $R_{вх}=10$ кОм и $R_{рег}=1$ кОм, максимальный коэффициент передачи будет равен

$$R_{вх} / (R_{ген} + R_{рег} + R_{рег}) = 0,99;$$

минимальный коэффициент передачи при закороченном R_p равен 0,9, а глубина регулировки всего $0,99/0,9=1,1$ раза.

Формулы позволяют описать явление более точно. Обозначим $R_1=R_{ген}+R_p'$,

$$\text{а } R_2 = \frac{R_p'' \cdot R_{вх}}{R_p'' + R_{вх}}. \text{ Тогда } K = \frac{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_{вх}}}{R_1 + \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_{вх}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j\omega R_1 \cdot R_2 \cdot C_{вх}} \text{ и}$$

$$f_{в0,7} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{вх} \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}.$$

$f_{в0,7}$ минимальна, когда сопротивления равны.

12.3. Регулировка усиления изменением глубины обратной связи

Более удобно реализовать регулировку коэффициента усиления транзистора, включенного с общим эмиттером (реостатный каскад), изменением глубины обратной связи, изменяя сопротивление в цепи эмиттера (рис. 12.6). При этом возможны два варианта схемы – а) и б).

Предпочтение обычно отдается первому варианту, поскольку в нем изменение усиления происходит действительно лишь путем изменения глубины обратной связи. Во второй схеме одновременно с изменением глубины обратной связи происходит изменение режима транзистора, создавая опасность попадания в нелинейную область входной характеристики.

Изменение коэффициента усиления происходит следующим образом. При изменении входного сигнала (допустим, возрастании) увеличивается коллекторный и, соответственно, эмиттерный ток транзистора, увеличивается падение напряжения на регулировочном сопротивлении $R_{рег}$, а напряжение между базой

и эмиттером становится меньше того, которое было подано от источника сигнала.

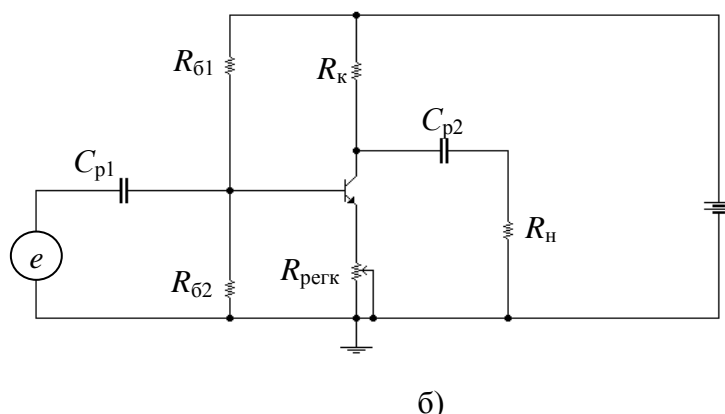
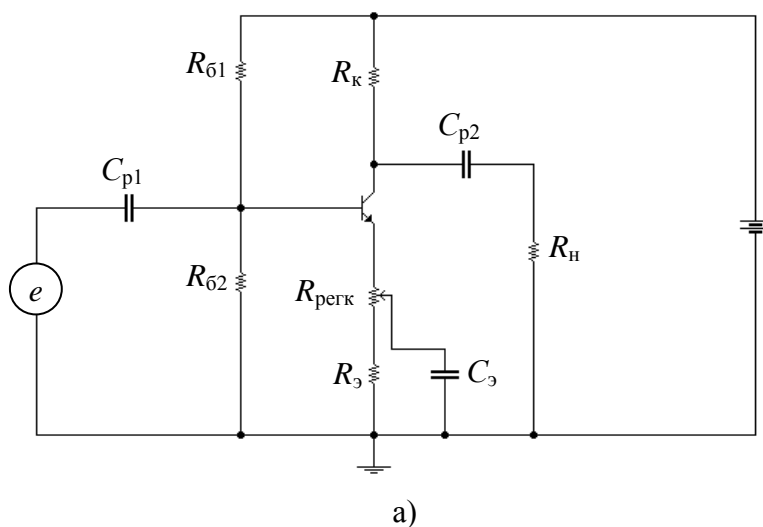


Рис. 12.6 – Схемы регулировки усиления изменением глубины обратной связи

Глубина регулировки зависит от выбора регулирующего сопротивления и крутизны транзистора: $\Delta I_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{бэ}} \cdot S$.

Без обратной связи $\Delta U_{\text{бэ}} = \Delta U_{\text{с}}$ и $\Delta U_{\text{вых}} = \Delta U_{\text{с}} \cdot S \cdot R_{\text{экв}}$; при наличии обратной связи $\Delta U_{\text{бэ}} = \Delta U_{\text{с}} - \Delta U_{R_{\text{рег}}} = \Delta U_{\text{с}} - \Delta U_{\text{бэ}} \cdot S \cdot R_{\text{рег}}$, $\Delta U_{\text{бэ}} = \frac{\Delta U_{\text{с}}}{1 + S \cdot R_{\text{рег}}}$; отсюда

следует, что напряжение между базой и эмиттером, а, следовательно и усиление, уменьшаются в $(1 + S \cdot R_{\text{рег}})$ раз. Если крутизна транзистора равна (0,2-0,5) А/В и требуется изменять усиление, допустим, в 20 раз, $R_{\text{рег}}$ будет равно 455 Ом (номинал 470 Ом) при $S=0,2$ А/В и 38 Ом (номинал 42 Ом) при $S=0,5$ А/В.

К сожалению, как и всякая регулировка, регулировка усиления изменением глубины обратной связи сопровождается изменением частотной характеристики каскада. Верхняя граничная частота изменяется, поскольку глубина обратной связи зависит от частоты (см. раздел 10).

Частотная характеристика изменяется и на нижних частотах. Разница заключается лишь в том, что при эмиттерной коррекции глубина обратной связи на средних и нижних частотах и ее влияние на АЧХ на нижних частотах фиксированы, а в схеме регулировки усиления глубина обратной связи в процессе регулировки изменяется.

В отличие от предыдущей схемы (рис. 12.3), введение регулировки изменением глубины обратной связи не ухудшает, а улучшает частотную характеристику – верхняя граничная частота увеличивается, а нижняя уменьшается.

12.4. Ступенчатая регулировка усиления

При применении схем плавной регулировки и изменении усиления в больших пределах трудно настроиться на точное значение коэффициента передачи. Удобнее разбить регулируемый диапазон на несколько участков, в пределах которых регулирование осуществляется плавно, а диапазоны переключаются ступенчато (рис. 12.7).

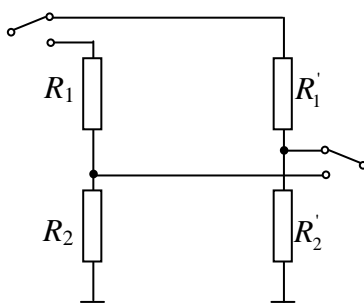


Рис.12.7 – Два звена ступенчатой регулировки усиления

Необходимое ослабление сигнала задается резисторами, причем желательно, чтобы сумма сопротивлений в каждом звене была одной и той же. При этом переключение звеньев не изменяет нагрузку источника сигнала.

Пусть сумма сопротивлений $R_1' + R_2'$ равна 1 кОм и коэффициент деления 1/10. Тогда $R_2' = 100$ Ом, а $R_1' = 900$ Ом. Если коэффициент деления $1/2$, оба сопротивления равны. Однако не следует забывать, что после делителя стоит усилительный каскад, имеющий входное сопротивление и входную емкость (рис. 12.8). Делитель становится частотно зависимым – по мере увеличения частоты сопротивление нижнего плеча становится меньше. Меньше становится и коэффициент деления.

$$\text{В случае } RC \text{ цепочки } Z = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1 + j\omega \cdot R \cdot C} \text{ и общее сопротивление}$$

звена (в нашем случае левого нижнего) уменьшается в $(1 + j\omega \cdot R_2 \cdot C_2)$ раз. Чтобы коэффициент передачи оставался на всех частотах одним и тем же, во столько же раз должно меняться сопротивление верхнего плеча. Это произойдет, если сопротивление верхнего плеча зашунтировать емкостью с условием $(1 + j\omega \cdot R_2 \cdot C_2) = (1 + j\omega \cdot R_1 \cdot C_1)$, $R_2 \cdot C_2 = R_1 \cdot C_1$ (рис.12.9).

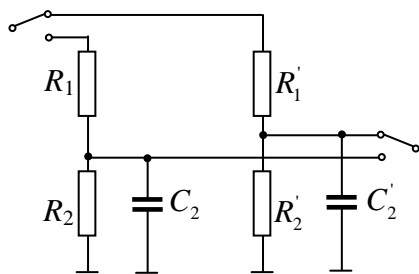


Рис. 12.8 – Ступенчатый регулятор с учетом емкости нагрузки

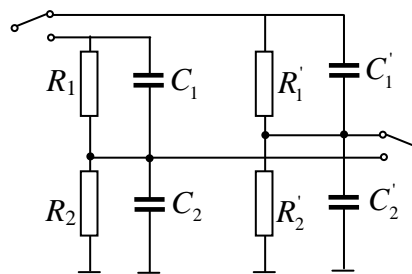


Рис. 12.9 – Частотно-независимая ступенчатая регулировка

Следует, однако, убедиться, что добавляя конденсатор C_1 , мы не увеличиваем входную емкость каскада, стоящего после ступенчатой регулировки.

Пусть $R_2 C_2$ входное сопротивление и входная емкость усилительного каскада. После добавления плеча делителя

$$Z_{\text{вх}} = Z_1 + Z_2 = \frac{R_1}{1 + j\omega \cdot R_1 \cdot C_1} + \frac{R_2}{1 + j\omega \cdot R_2 \cdot C_2} . \quad \text{Если выполнено условие}$$

$R_2 \cdot C_2 = R_1 \cdot C_1$, $Z_{\text{вх}} = \frac{R_1 + R_2}{1 + j\omega \cdot R_2 \cdot C_2}$ и входная емкость каскада при наличии де-

лителя $C_{\text{вх}} = C_2 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ становится даже меньше входной емкости каскада,

причем тем меньше, чем больше ослабляется сигнал. То есть при наличии делителя источник сигнала при любом положении переключателя нагружается на одно и то же сопротивление (сумма сопротивлений звена одна и та же), а нагружающая емкость тем меньше, чем меньше коэффициент деления.

13. Усилители постоянного тока прямого усиления

Усилителем постоянного тока (УПТ) называется схема, способная усиливать сколь угодно медленные электрические колебания, в том числе постоянные токи и напряжения. Если такой усилитель предназначен для усиления мощности или напряжения, то он все равно называется усилителем постоянного тока.

По принципу действия УПТ подразделяются на:

- усилители прямого усиления;
- усилители с преобразованием.

В *усилителях постоянного тока с преобразованием* медленно изменяющийся входной сигнал модулирует колебания несущей частоты, затем колебания несущей усиливаются и после детектирования на выходе получается усиленный сигнал постоянного тока.

Особенностью *усилителей постоянного тока прямого усиления* является наличие между каскадами *гальванической* (непосредственной) *связи*, поскольку в тех случаях, когда требуется обеспечить очень низкую нижнюю граничную частоту усилителя, приходится отказываться от применения разделительных конденсаторов. При этом, к сожалению, возникают проблемы с организацией питания. Так, если последовательно включены два транзистора и каждому нужно, допустим, обеспечить 0,5 В на базу по отношению к эмиттеру, а на коллекторах по 5 В, возникает проблема согласования по постоянному напряжению выхода первого каскада со входом второго.

Можно попробовать включить делитель между каскадами (рис.13.1). Режим будет обеспечен, но усиленный первым каскадом сигнал будет существенно уменьшен делителем (в схеме рис.13.1 примерно в 9 раз).

Более рациональным может оказаться решение, показанное на рис. 13.2, но и в этом случае возникает ряд проблем:

а) если токи покоя каскадов одинаковы, то по мере увеличения номера каскада сопротивления в коллекторных цепях уменьшаются (падает усиление);

б) сопротивления в эмиттерных цепях с каждым каскадом увеличиваются, увеличивая глубину отрицательной обратной связи;

в) с увеличением номера каскада требуется все большее напряжение питания, что не всегда можно обеспечить (напряжение питания не должно превышать предельно допустимое напряжение коллектор-база транзистора), т.е. возможное число каскадов (а, следовательно, и усиление) ограничено.

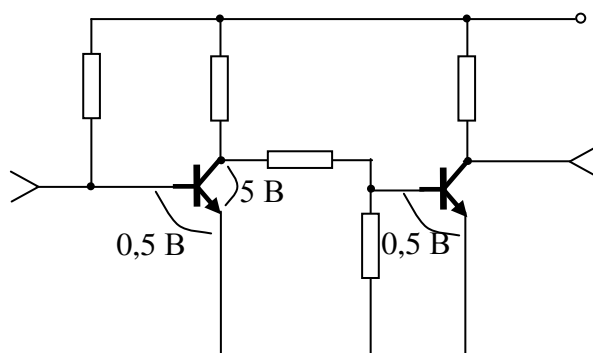


Рис. 13.1 – Усилитель постоянного тока с делителем между каскадами

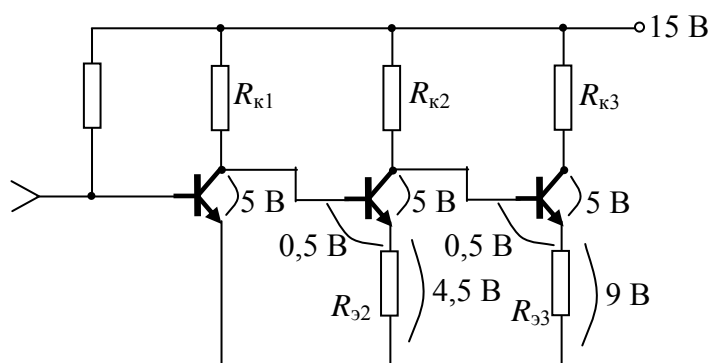


Рис.13.2 – Усилитель постоянного тока с непосредственной связью каскадов

Пусть в схеме на рис.13.2. ток коллектора равен 5 мА и напряжение питания 15 В. Тогда R_k первого каскада следует взять 2 кОм, второго 1,1 кОм и третьего только 200 Ом. При этом $R_э$ в первом каскаде отсутствует, $R_э$ второго каскада 900 Ом и третьего 1800 Ом. Если $K_0 \approx \frac{R_k}{R_э}$, первый каскад усиливает, усиление второго близко к единице (равно 1,2), третий же существенно ослабляет сигнал ($K_0 \approx 0,1$).

Другими словами, уже третий каскад не имеет смысла, а еще один даже не удастся подключить – нет необходимого питания, которое должно быть не меньше 20 В.

Проблему стыковки по режиму может помочь решить применение транзисторов разного типа проводимости (рис. 13.3). Более того, при этом появляется возможность увеличить число каскадов – пара, изображенная на рис. 13.3, может быть повторена несколько раз, поскольку постоянное напряжение на выходе совпадает с тем, что было на входе.

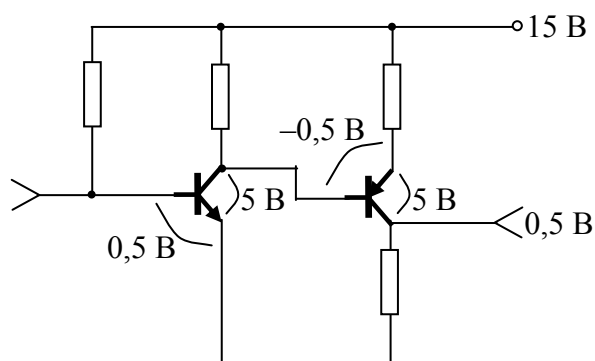


Рис.13.3 – Усилитель постоянного тока с транзисторами разного типа проводимости

Но и в этом случае остается проблема – наличие обратной связи. Устранению ее может помочь замена одиночных транзисторов дифференциальными каскадами (рис.13.4).

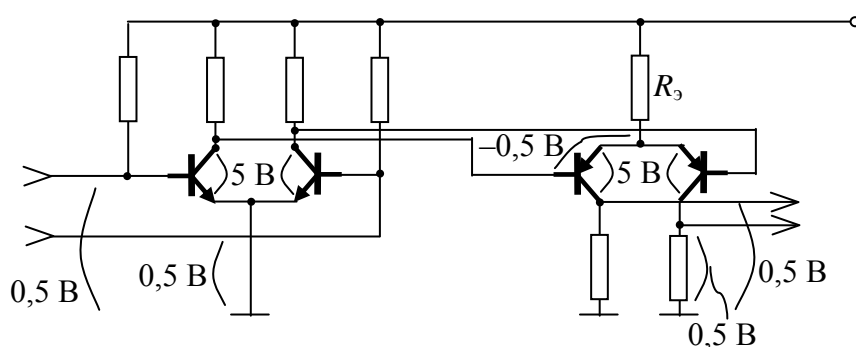


Рис.13.4 – Усилитель постоянного тока с дифференциальными каскадами

Остается еще одна задача – получить напряжения, необходимые для подачи на вход дифференциального каскада. В разделе 11.4 были рассмотрены фазоинверсные каскады. Однако, каскад с разделенной нагрузкой в данном случае неприменим – не получается симметрия по питанию. Каскад с эмиттерной свя-

зью тоже создает проблемы – на рис. 11.27 было показано, что база второго транзистора по переменному току должна иметь потенциал общего провода. При невозможности использовать конденсатор в усилителе постоянного тока базы транзисторов должны быть присоединены к общему проводу. Питание при этом можно организовать, применив двухполярную схему (рис.13.5).

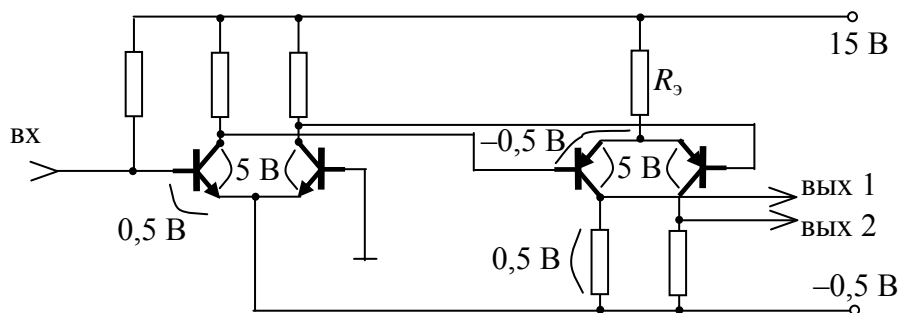


Рис.13.5 – Дифференциальные каскады с двухполярным питанием

Первый каскад на рис. 13.4 не может быть сделан фазоинверсным, поскольку в нем отсутствует сопротивление в цепи эмиттера. Схема на рис.13.6 показывает, что задача может быть решена. А организация питания позволяет повторить пару, сделав первый каскад пары дифференциальным (рис.13.7).

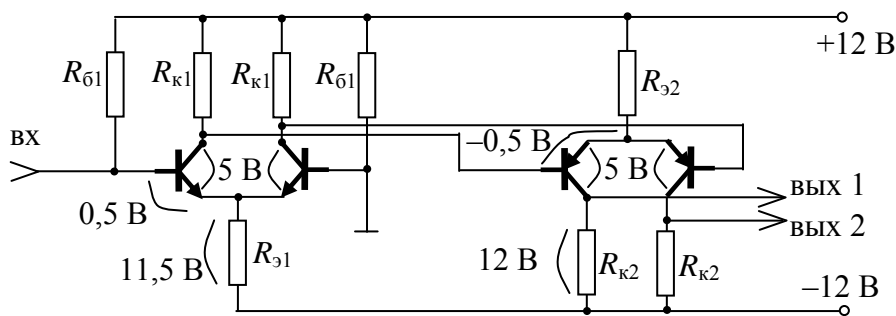


Рис.13.6 – Дифференциальные каскады с симметричным двухполярным питанием

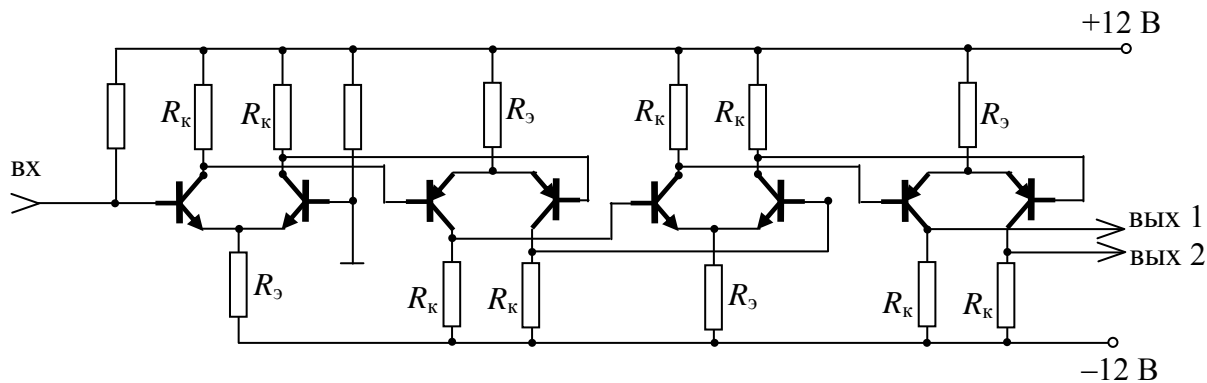


Рис. 13.7 – Усилитель постоянного тока с несимметричным входом и симметричным выходом

Рассматриваемый усилитель, хотя и называется усилителем постоянного тока, имеет конечную полосу пропускания, часто довольно широкую. Это имеет значение, если требуется расширение полосы пропускания в сторону верхних частот. Выше (раздел 11.2) была рассмотрена схема высокочастотной коррекции, но для ее реализации требуется наличие отрицательной обратной связи по току, которая отсутствует в дифференциальных каскадах – переменные составляющие токов транзисторов протекают по R_3 в противоположных направлениях и не создают необходимого напряжения обратной связи. Решением может быть построение эмиттерной цепи корректируемого дифференциального каскада по схеме, изображенной на рис. 13.8. По сопротивлению обратной связи токи текут в противоположных направлениях. В результате противофазные переменные составляющие создают необходимое напряжение обратной связи $(i_{1\sim} - i_{2\sim}) \cdot R_{oc}$, падение напряжения за счет встречно протекающих постоянных составляющих равно нулю. При этом два параллельно подключенных резистора $2R_3$ создают то же смещение, что и R_3 в схемах на рис. 13.6-13.7.

Обратная связь в дифференциальном каскаде может быть сделана частотно-зависимой (рис. 13.10), либо использоваться для регулировки усиления (рис. 13.9).

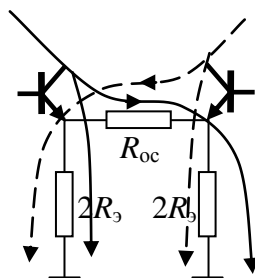


Рис. 13.8 – Формирование напряжения обратной связи

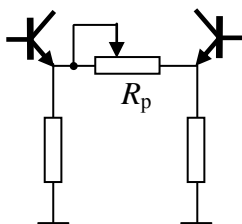


Рис. 13.9 – Регулировка усиления обратной связью

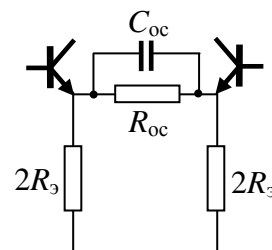


Рис.13.10 – Создание частотно-зависимой обратной связи

14. Операционные усилители

Операционными усилителями (ОУ) обычно называют многокаскадные усилители постоянного тока с дифференциальным входным каскадом, большим усилением и несимметричным выходом, предназначенные для работы с глубокой отрицательной обратной связью. Термин «операционные усилители» возник в 1947 г. от первоначального назначения этих усилителей для выполнения математических операций над непрерывными электрическими сигналами в аналоговых вычислительных машинах (сложение, вычитание, дифференцирование и т. д.). В то время ОУ строили на электронных лампах, и они имели большие размеры и стоимость. Сейчас их производят в виде интегральных микросхем, чаще полупроводниковых (монолитных), поэтому они имеют миниатюрные размеры, низкую стоимость и являются самыми универсальными усилительными узлами радиоэлектронной аппаратуры.

Согласно ГОСТ 2.759–82, на схемах радиоаппаратуры ОУ обозначается прямоугольником, но здесь используется более наглядное обозначение (рис.14.1), наглядно показывающее особенности операционного усилителя – симметричный вход и несимметричный выход.

Поскольку вход усилителя симметричный, а выход несимметричный, выходной сигнал будет в фазе с сигналом на одном из входов (этот вход называется неинвертирующим) и в противофазе на другом (этот вход называется инвертирующим).



Рис.14.1 – Обозначения операционных усилителей:
нижний провод – инвертирующий вход,
верхний провод – неинвертирующий вход

Для полного описания свойств ОУ необходимо задавать десятки параметров. Ниже перечислены свойства идеального операционного усилителя, используемые в дальнейшем:

- симметричный вход,
- несимметричный выход,
- бесконечно большой коэффициент усиления (усиление реального ОУ – сотни тысяч,
- бесконечно большое входное сопротивление,
- выходное сопротивление, равное нулю (выходное сопротивление реального ОУ – десятки Ом).

Поскольку коэффициент усиления ОУ очень велик, то его использование в качестве усилителя возможно лишь при охвате отрицательной обратной связью. При отсутствии обратной связи даже малый шумовой сигнал на входе даст на выходе напряжение, близкое или больше напряжения насыщения. Напряжение обратной связи, естественно, подается на инвертирующий вход. При этом возможны две схемы включения – неинвертирующая (рис.14.2) и инвертирующая (рис.14.3).

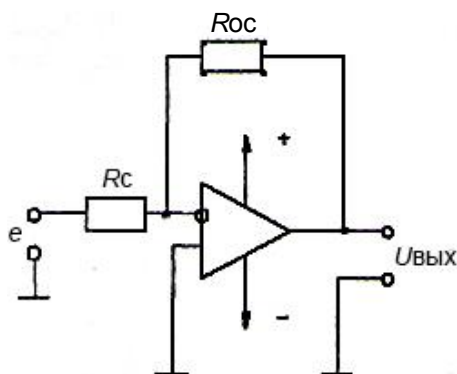


Рис.14.2 – Инвертирующая схема включения ОУ

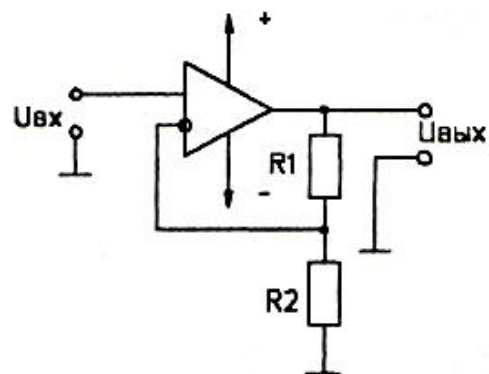


Рис.14.3 – Неинвертирующая схема включения ОУ

Коэффициент усиления инвертирующего усилителя

Поскольку коэффициент усиления ОУ бесконечно велик, напряжение на входных зажимах пренебрежимо мало. В силу малости обозначим его как ε . Эквивалентная схема инвертирующего включения показана на рис. 14.4.

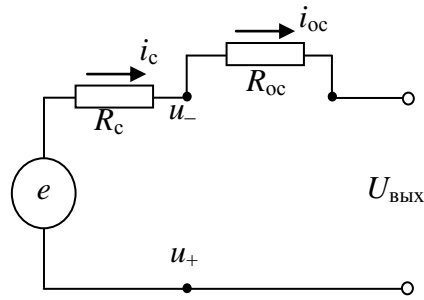


Рис.14.4 – Эквивалентная схема инвертирующего включения

$$i_c = \frac{e - \varepsilon}{R_c} \approx \frac{e}{R_c}, U_{\text{ВЫХ}} = \varepsilon - i_{oc} \cdot R_{oc} \approx -i_{oc} \cdot R_{oc},$$

поскольку входное сопротивление велико и входной ток пренебрежимо мал.

$i_r \approx i_{oc}$. Тогда

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{e}{R_c} \cdot R_{oc} \text{ и } K_{\text{ИНВ}} = -\frac{R_{oc}}{R_c} \quad (14.1)$$

Формулу 14.1 можно получить и другим способом – воспользовавшись изученной ранее теорией обратной связи.

$$K_{oc} = -\frac{K}{1 + K \cdot \beta} \cdot K_{\text{ВХ}} = -\frac{1}{\beta} \cdot K_{\text{ВХ}} = -\frac{R_{oc} + R_c}{R_c} \cdot \frac{R_{oc}}{R_{oc} + R_c} = -\frac{R_{oc}}{R_c}.$$

Коэффициент усиления неинвертирующего усилителя

$$U_+ = e, U_- = U_{\text{ВЫХ}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}, U_+ = U_- + \varepsilon \approx U_- = U_{\text{ВЫХ}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \text{ и}$$

$$K_{\text{НЕИНВ}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}. \quad (14.2)$$

Если при неинвертирующем включении сделать $R_1 = 0$ $R_1 = \infty$ (R_2 при этом может быть любым), коэффициент передачи становится равным единице (рис. 14.5)– сигнал повторяется по амплитуде и по фазе, что соответствует повторителю, но в данном случае операционному.

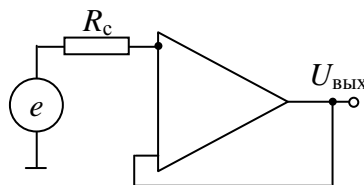


Рис.14.5 Операционный повторитель

Формулы (14.1) и (14.2) показывают, что в случае идеального операционного усилителя коэффициент усиления определяется только внешними цепями (резисторами), сопротивление которых, в отличие от активных элементов, не подвержено влиянию изменения температуры. Это то, о чем мечтал в 1930 году Гарри Блэк, инженер, изобретатель операционного усилителя.

«А думал Гарри о проблеме усилителей, необходимых для использования в телефонных линиях связи на большие расстояния. Во-первых, разброс коэффициентов усиления этих усилителей был слишком велик, хотя эта проблема легко решалась введением регулировки усиления. Во-вторых, даже если усилитель и был правильно настроен на заводе, его коэффициент усиления изменялся в процессе эксплуатации, что приводило либо к снижению уровня громкости сигналов, либо к появлению искажений речи.

Было сделано множество попыток обеспечить стабильность коэффициента усиления, но изменения температуры и напряжения питания, воздействию которых подвергается телефонная линия, вызывали неконтролируемый дрейф коэффициента усиления. Пассивные компоненты обладают намного лучшей стабильностью параметров, чем активные; таким образом, если бы было можно сделать коэффициент усиления зависящим только от пассивных компонентов, то проблема была бы решена».

Однако то, что коэффициент усиления инвертирующего и неинвертирующего усилителей определяется внешними элементами, не означает, что нет ограничений на выбор этих элементов. Одно из ограничений связано со следующим обстоятельством. Коэффициент усиления идеального операционного усилителя бесконечно велик, а возможная максимальная амплитуда выходного напряжения ($U_{\text{Вых, max}}$) ограничена напряжением источника питания. Имея заданный входной сигнал, можно рассчитать максимально доступное усиление

$K_{\text{max}} = \frac{U_{\text{Вых, max}}}{e}$ и, следовательно, наибольшее сопротивление обратной связи

$$R_{\text{oc, max}} = R_c \cdot K_{\text{max}}.$$

Применение операционного усилителя для сложения сигналов

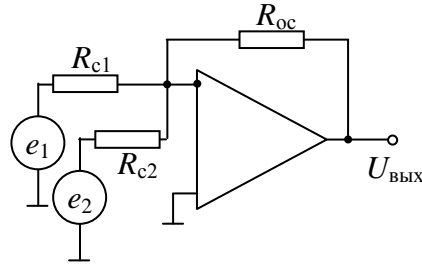


Рис. 14.6 – Сумматор на операционном усилителе

$$i_{R_{c1}} = \frac{e_1 - \varepsilon}{R_{c1}}, \quad i_{R_{c2}} = \frac{e_2 - \varepsilon}{R_{c2}}, \quad i_{oc} = i_{R_{c1}} + i_{R_{c2}},$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = -i_{oc} \cdot R_{oc} = -\left(\frac{e_1}{R_{c1}} \cdot R_{oc} + \frac{e_2}{R_{c2}} \cdot R_{oc}\right)$$

Наличие коэффициентов $\frac{R_{oc}}{R_{c1}}$ при e_1 и $\frac{R_{oc}}{R_{c2}}$ при e_2 позволяет не только суммировать напряжения, но получать сумму с весовыми коэффициентами.

Применение операционного усилителя для вычитания сигналов

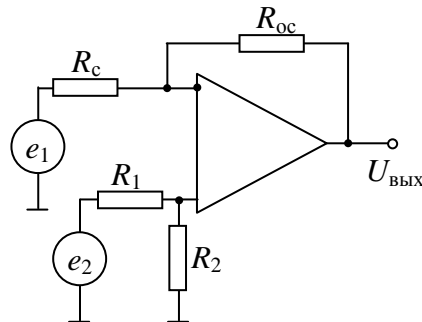


Рис. 14.7 – Вычитающее устройство на операционном усилителе

$$U_{\text{ВЫХ}} = -e_1 \cdot \frac{R_{oc}}{R_{c1}} + e_2 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_{oc} + R_{c1}}{R_{c1}}.$$

$$\text{Если } R_1 = R_{c1} \text{ и } R_2 = R_{oc}, \quad U_{\text{ВЫХ}} = -e_1 \cdot \frac{R_{oc}}{R_{c1}} + e_2 \cdot \frac{R_{oc}}{R_{c1}} = (-e_1 + e_2) \cdot \frac{R_{oc}}{R_{c1}}.$$

ОУ, позволяющий с высокой точностью сравнивать напряжения e_1 и e_2 , - компаратор. Точность повышается, поскольку оценивается не просто разность, а разность, увеличенная в $\frac{R_{oc}}{R_{c1}}$ раз, что важно для аналоговых вычислительных

машин, в которых и начали применяться операционные усилители и которые дали им название операционных.

Применение ОУ для дифференцирования и интегрирования сигналов

Операционные усилители позволяют реализовать не только простейшие арифметические операции (сложение и вычитание), но и более сложные (интегрирование и дифференцирование), выполняя их оперативнее и логичнее, чем в случае цифровых вычислений.

На рис.14.8 показана простейшая дифференцирующая цепь. Для ее реализации на ОУ достаточно включить разделительный конденсатор на входе инвертирующего усилителя (рис.14.9).



Рис. 14.8 – Дифференцирующая цепь

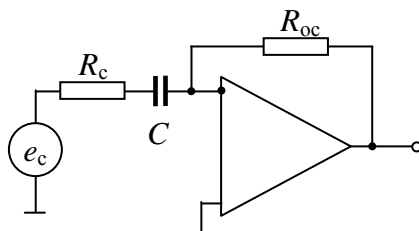


Рис. 14.9 – Дифференцирующий усилитель

На рис.14.10 показана простейшая интегрирующая цепь. Для ее реализации на ОУ достаточно включить конденсатор в цепь обратной связи инвертирующего усилителя (рис.14.11).



Рис.14.10 – Интегрирующая цепь

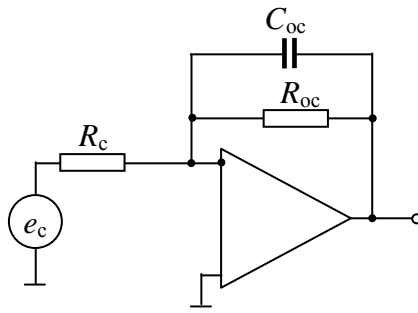


Рис. 14.11 – Интегрирующий усилитель

По аналогии с входной динамической емкостью реостатного каскада можно рассчитать входную емкость инвертирующего усилителя:

$$C_{\text{вх,дин}} = C_{\text{вх}} + C_{\text{oc}} \cdot K_{\text{oc}} \approx C_{\text{oc}} \cdot K_{\text{oc}} = C_{\text{oc}} \cdot \frac{R_{\text{oc}}}{R_c}, \quad (14.3)$$

где $C_{\text{вх}}$ входная емкость самого операционного усилителя. Поскольку входная динамическая емкость в случае идеального операционного усилителя определяется только внешними цепями, реализация желаемой постоянной времени интегрирующей цепи не вызывает затруднений.

\

15. Применение операционных усилителей в усилителях переменного тока

15.1. Диаграмма Бодэ

При исследовании усилителей переменного тока интерес представляет частотная зависимость его параметров. В связи с этим рассмотрим механизм описания этой зависимости, предложенный Хенриком Бодэ (Hendrik Wade Bode). Анализ систем с помощью диаграммы Бодэ (полное название «Логарифмическая амплитудно-фазовая частотная характеристика» - АЛФЧХ) весьма прост и удобен, поэтому находит широкое применение в различных отраслях техники.

Рассмотрим коэффициент передачи некоторой цепи:

$$\dot{K} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}. \quad (15.1)$$

Модуль коэффициента передачи $K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}}$ позволяет найти верхнюю

граничную частоту на уровне 0,7: $\omega_B = \frac{1}{\tau_B}$. При этом выражение для модуля ко-

эффициента передачи может быть записано в виде $K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_B}\right)^2}}$.

Можно выделить два участка частотной характеристики: $\omega < \omega_B$, когда

$K = K_0$, и $\omega > \omega_B$, когда $K \approx \frac{K_0}{\omega/\omega_B}$.

При переходе в логарифмическую шкалу $20\lg K = 20\lg K_0 - 20\lg \frac{\omega}{\omega_B}$. При

удвоении частоты, допустим $\omega = 2\omega_B$ (октава), $20\lg \frac{\omega}{\omega_B} = 6$ дБ, и частотная ха-

рактеристика может быть представлена двумя отрезками прямых (рис. 15.1,а).

Именно в этом виде частотная характеристика получила название «диаграмма Бодэ».

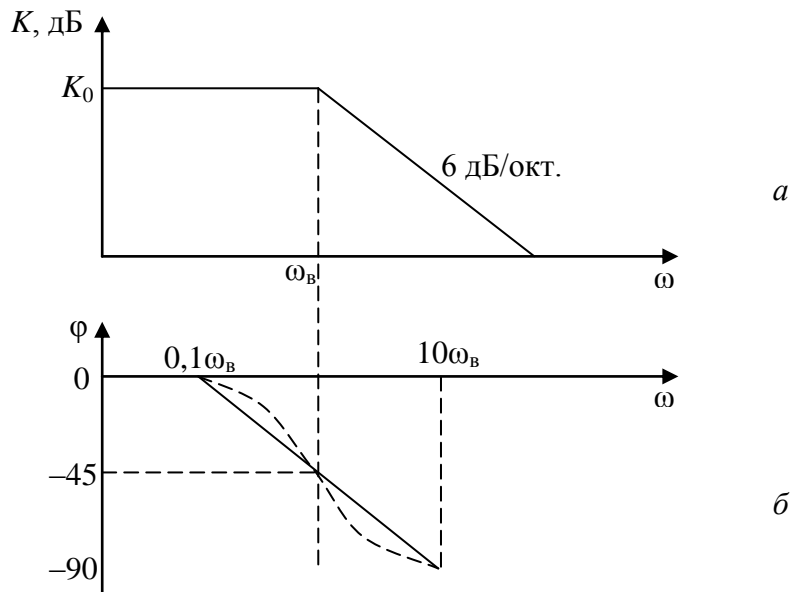


Рис. 15.1 – Частотная и фазовая диаграммы Бодэ

Фазовая характеристика, представленная в том же частотном диапазоне, показана на рис. 15.1,б.

Если $\dot{K} = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_B}$, $\varphi = \arctg \frac{\omega}{\omega_B}$. На частоте $\omega = \omega_B$ фазовый сдвиг равен 45° , на частоте, в 10 раз меньшей, фазовый сдвиг равен нулю и на частоте, в 10 раз большей, -90° (рис. 15.1,б). Фазовая характеристика при этом так же, как и частотная, аппроксимируется отрезками прямых. Погрешность аппроксимации 6%.

При наличии двух искажающих цепей

$$\dot{K} = \frac{K_{0_1}}{1 + j\omega\tau_{B_1}} \cdot \frac{K_{0_2}}{1 + j\omega\tau_{B_2}} = \dot{K} = \frac{K_0}{(1 + j\omega\tau_{B_1}) \cdot (1 + j\omega\tau_{B_2})}$$

$$K = \frac{K_0}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{\epsilon_1}}\right)^2\right] \cdot \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{\epsilon_2}}\right)^2\right]}}, \quad 20\lg K = 20\lg K_0 - 20\lg \frac{\omega}{\omega_{\epsilon_1}} - 20\lg \frac{\omega}{\omega_{\epsilon_2}}$$

Каждый полюс ($\omega_{\epsilon_1}, \omega_{\epsilon_2}$) увеличивает крутизну спада частотной характеристики (рис.15.2,а). Каждый полюс дает максимальный фазовый сдвиг 90° . Поскольку при последовательном включении цепей фазовые сдвиги суммируются, максимальный фазовый сдвиг двух полюсов равен 180° (рис.15.2,б).

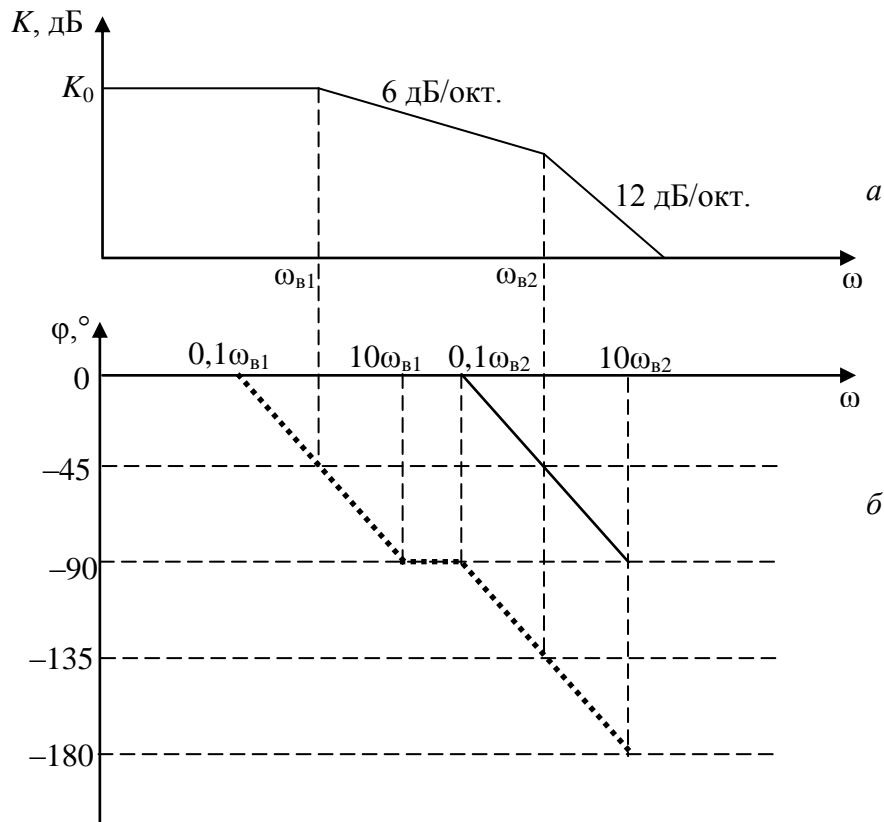


Рис. 15.2 – Частотная и фазовая диаграммы Бодэ двухполюсной системы

15.2. Фильтр верхних частот

Выше было отмечено, что операционный усилитель является усилителем постоянного тока. Об этом же свидетельствуют приведенные примеры применения. Остается выяснить, как поведет себя операционный усилитель в усилителе переменного тока.

Рассмотрим с этой точки зрения приведенную ранее схему дифференцирующего усилителя (рис.15.3)

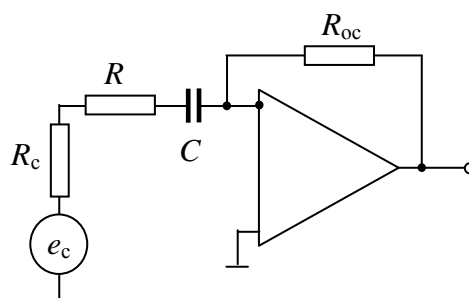


Рис. 15.3 – Дифференцирующий усилитель

$$K = \frac{R_{oc}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_{oc} / R_1}{1 + \frac{1}{j\omega C R_1}}, \text{ где } R_1 = R_c + R. \text{ Постоянная времени нижних частот,}$$

ограничивающая нижнюю граничную частоту,

$$\tau_n = C \cdot R_1, \quad K = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_n}}. \quad (15.2)$$

Выражение 15.2, равно как и диаграмма Бодэ на рис. 15.4, показывает, что схема на операционном усилителе, помимо усиления, формирует частотную характеристику - является активным фильтром.

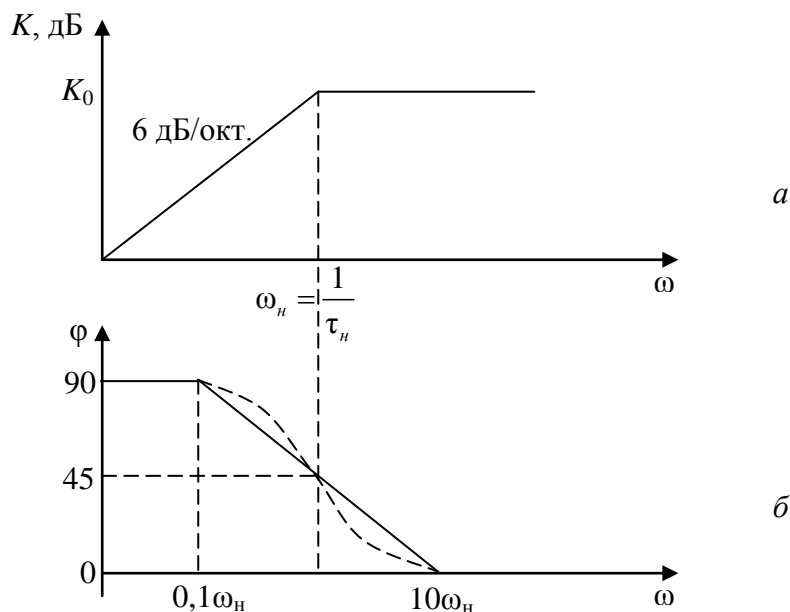


Рис. 15.4 – Диаграммы Бодэ фильтра верхних частот рис.15.3

При изучении реостатного каскада на транзисторах было показано, что постоянная времени нижних частот определяется произведением емкости разделительного конденсатора на сумму сопротивлений справа и слева от него. В настоящем рассмотрении участвует только одно слагаемое – сопротивление слева. Справа находится сопротивление усилительного каскада, охваченного глубокой параллельной обратной связью:

$$\frac{1}{R_{BX_{oc}}} = \frac{1}{R_{BX}} + \frac{1 + K \cdot \beta_{xx}}{R_{oc}}.$$

Поскольку коэффициент усиления ОУ по определению стремится к бесконечности, $R_{вх_{oc}}$ определяется параллельным включением $R_{вх}$ и нуля, т.е. сопротивление, стоящее справа от разделительной емкости равно нулю.

Дополнительное сопротивление R ставится при необходимости подобрать нужную величину постоянной времени. Если такая необходимость отсутствует, дополнительное сопротивление можно не ставить.

Если малое входное сопротивление не устраивает, частотную характеристику на нижних частотах можно сформировать при неинвертирующем включении усилителя (рис. 15.5).

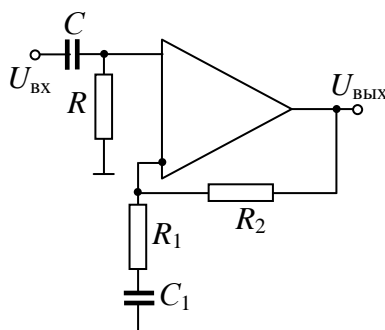


Рис. 15.5 – Неинвертирующий фильтр верхних частот

$R_{вх}^* = R_{вх} \parallel R \approx R$, поскольку входное сопротивление операционного усилителя стремится к бесконечности; $\tau_n = C \cdot (R_c + R)$.

Далее сигнал проходит через неинвертирующий усилитель и вновь испытывает искажения нижних частот.

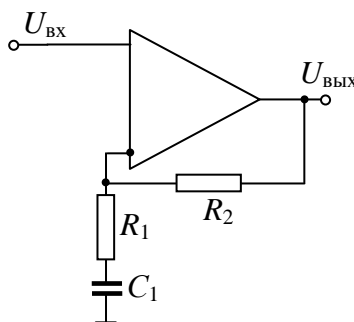


Рис.15.6 Вариант схемы рис. 15.5

$$\dot{K}_{oc} = \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = 1 + \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = 1 + \frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 \cdot R_1}}. \quad (15.3)$$

Если $R_2/R_1 > 10$, первым слагаемым в 15.3 можно пренебречь, и

$$\dot{K}_{oc} \approx \frac{R_2/R_1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 \cdot R_1}}.$$

Диаграмма Бодэ позволяет выполнить более корректный и более наглядный

анализ выражения $\dot{K}_{oc} = \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}$.

$$\dot{K}_{oc} = \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{1 + \frac{1}{j\omega C_1 \cdot (R_1 + R_2)}}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 \cdot R_1}}, \quad K_{0oc} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \text{ и диаграмма}$$

Бодэ принимает вид, показанный на рис. 15.7.

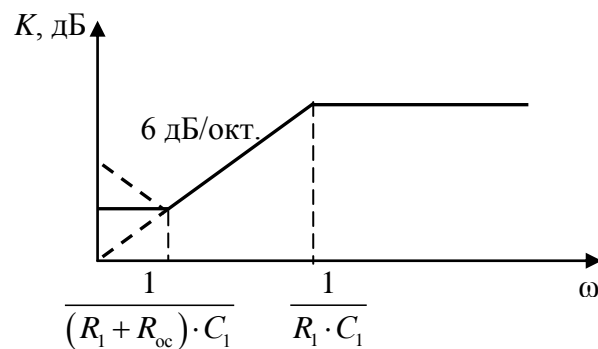


Рис. 15.7 – Диаграмма Бодэ K_{oc} для схемы рис. 15.5

Пока $C_1 \cdot (R_1 + R_2) \gg j\omega C_1 \cdot R$, коэффициент передачи уменьшается со скоростью

6 дБ/окт. При дальнейшем уменьшении частоты нуль $\frac{1}{C_1 \cdot (R_1 + R_2)}$ компенсиру-

ет влияние полюса $\frac{1}{C_1 \cdot R_1}$.

15.3. Полосовой активный фильтр

В предыдущем разделе было показано, что дифференцирующий операционный усилитель может использоваться как фильтр верхних частот. Модуль коэффициента передачи при удвоении частоты уменьшается на 6 дБ. Этой крутизне спада АЧХ соответствуют фильтры первого порядка.

Целесообразно с этой же точки зрения рассмотреть интегрирующий операционный усилитель, схема которого приведена на рис. 15.8.

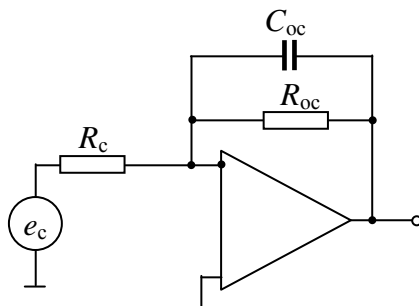


Рис. 15.8 – Интегрирующий операционный усилитель

$$\dot{K}_{oc} = \frac{\frac{R_{oc}}{1 + j\omega C_{oc} \cdot R_{oc}}}{R_c + \frac{R_{oc}}{1 + j\omega C_{oc} \cdot R_{oc}}} = \frac{R_{oc}}{R_c + R_{oc} + j\omega C_{oc} \cdot R_{oc} \cdot R_1} = \frac{\frac{R_{oc}}{R_c + R_{oc}}}{1 + j\omega C_{oc} \cdot \frac{R_{oc} \cdot R_1}{R_{oc} + R_1}} = \frac{K_0}{1 + j\omega \tau_B},$$

$$\omega_B = \frac{1}{\tau_B}.$$

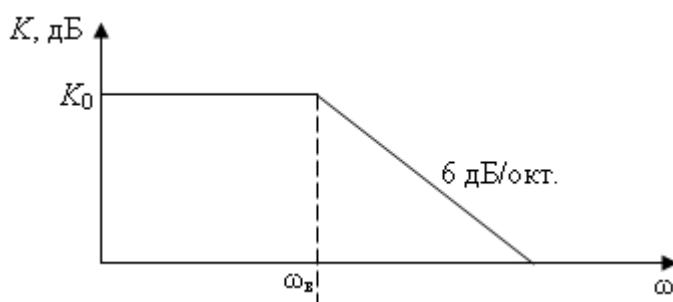


Рис. 15.9 – Диаграмма Бодэ фильтра нижних частот

При наличии конденсаторов на входе и в цепи обратной связи (рис. 15.10) полоса ограничивается сверху (емкостью C_{oc}) и снизу (емкостью C).

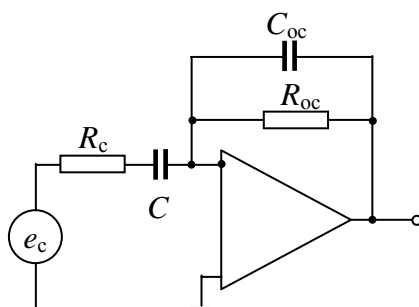


Рис. 15.10 – Вариант интегрирующего ОУ

$$\dot{K}_{oc} = \frac{\frac{R_{oc}}{1 + j\omega C_{oc} \cdot R_{oc}}}{R_c + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_{oc}/R_c}{(1 + j\omega C_{oc} \cdot R_{oc}) \cdot \left(1 + \frac{1}{j\omega C \cdot R}\right)} = \frac{R_{oc}/R_c}{1 + \frac{C_{oc} \cdot R_{oc}}{C \cdot R_c} + j \left(\omega C_{oc} \cdot R_{oc} - \frac{1}{\omega C \cdot R_c} \right)}$$

Усиление максимально при $\omega C_{oc} \cdot R_{oc} - \frac{1}{\omega C \cdot R_c} = 0$ (см. рис. 15.11). При этом

$$\frac{K_0}{K_{0\max}} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_{oc}}{\tau_c}}$$

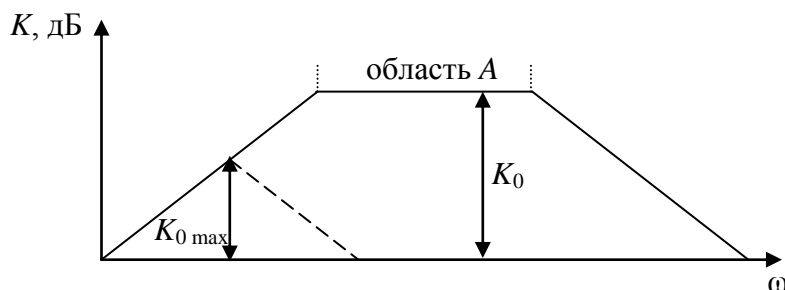


Рис. 15.11 – Диаграмма Бодэ полосового фильтра

Если $\tau_{oc} \ll \tau_c$, $K_{0\max} = K_0$ и потери усиления не происходит (область А на рис. 15.11).

Допустим $\frac{K_0}{K_{0\max}} = 0,95$, тогда $\frac{\tau_{oc}}{\tau_c} = \frac{\frac{K_0}{K_{0\max}}}{1 - \frac{K_0}{K_{0\max}}} = \frac{0,95}{1 - 0,95} = 19$, то есть если посто-

янные времена входной цепи и цепи обратной связи отличаются в 19 раз, потенциально возможное усиление не достигается (рис. 15.12).

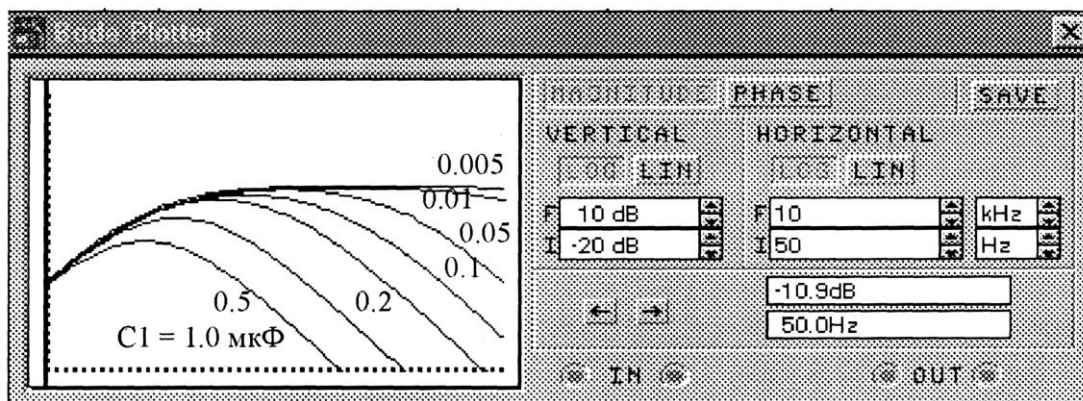


Рис. 15.12 – Влияние изменения $C1$

$R_c = R_{oc} = 2 \text{ кОм}$, $C = 1 \text{ мкФ}$ (на графике $C1$),

C_{oc} изменяется, чтобы менять соотношение τ_{oc} / τ_c

$C_{oc}, \text{ нФ}$	1000	500	200	100	50	10	5	2
τ_{oc} / τ_c	1/1	1/2	1/5	1/10	1/20	1/100	1/200	1/500
K_{0max}	0,5	0,67	0,83	0,909	0,952	0,99	0,995	0,999

15.4. Учет влияния входных токов и начального смещения нуля

До сих пор в рассмотрении участвовал идеальный операционный усилитель, входное сопротивление которого бесконечно и входные токи равны нулю. Входные токи реального операционного усилителя малы, но конечны (рис.5.13).

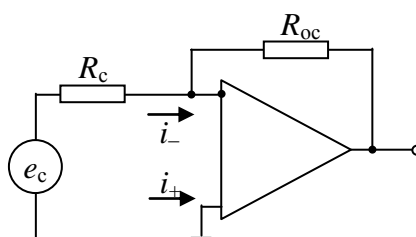


Рис. 15.13 – Входные токи неидеального ОУ

Ток i_- создает на входе напряжение $U_- = i_- \cdot R_c$, которое после усиления создает на выходе напряжение $i_- \cdot R_c \cdot \frac{R_{oc}}{R_c} = i_- \cdot R_{oc}$. Это напряжение паразитное, из чего следует *ограничение на выбор сопротивления обратной связи.*

Вход операционного усилителя дифференциальный, поэтому есть возможность компенсировать возникающее паразитное напряжение напряжением на неинвертирующем входе (рис.5.14).

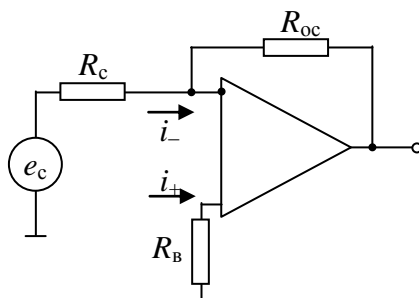


Рис. 15.14 – Место сопротивления, компенсирующего влияние входных токов

Это напряжение создается на сопротивлении R_B . При этом результат суммарного воздействия токов инвертирующего и неинвертирующего входов

$$U = -i_- \cdot R_{oc} + i_+ \cdot R_B \cdot \frac{R_{oc} + R_c}{R_c}.$$

Если входные токи инвертирующего и неинвертирующего входов равны, паразитное напряжение равно нулю при $R_B = \frac{R_{oc} \cdot R_c}{R_{oc} + R_c}$.

Даже если токи не равны, R_B позволяет снизить влияние паразитного воздействия:

$$U = -i_- \cdot R_{oc} + i_+ \cdot \frac{R_{oc} \cdot R_c}{R_{oc} + R_c} \cdot \frac{R_{oc} + R_c}{R_c} = (-i_- + i_+) \cdot R_{oc}.$$

Более того, полученное выражение вновь накладывает ограничение на возможное сопротивление обратной связи, что означает ограничение на возможный максимальный коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{R_{oc}}{R_c}.$$

На рис. 15.15 показаны амплитудные характеристики идеального и реального операционных усилителей.

Передаточная характеристика идеального операционного усилителя должна проходить через нулевую точку. Однако, как показано на рис. 15.15 штриховой линией, для реальных операционных усилителей эта характеристика несколько сдвинута. Для того, чтобы сделать выходное напряжение равным нулю, необходимо подать на вход операционного усилителя некоторую разность напряжений. Эта разность называется *напряжением смещения нуля*. Оно со-

ставляет обычно несколько милливольт и во многих случаях может не приниматься во внимание. Когда этой величиной пренебречь нельзя, она может быть сведена к нулю подачей дополнительного напряжения смещения (рис. 15.16).

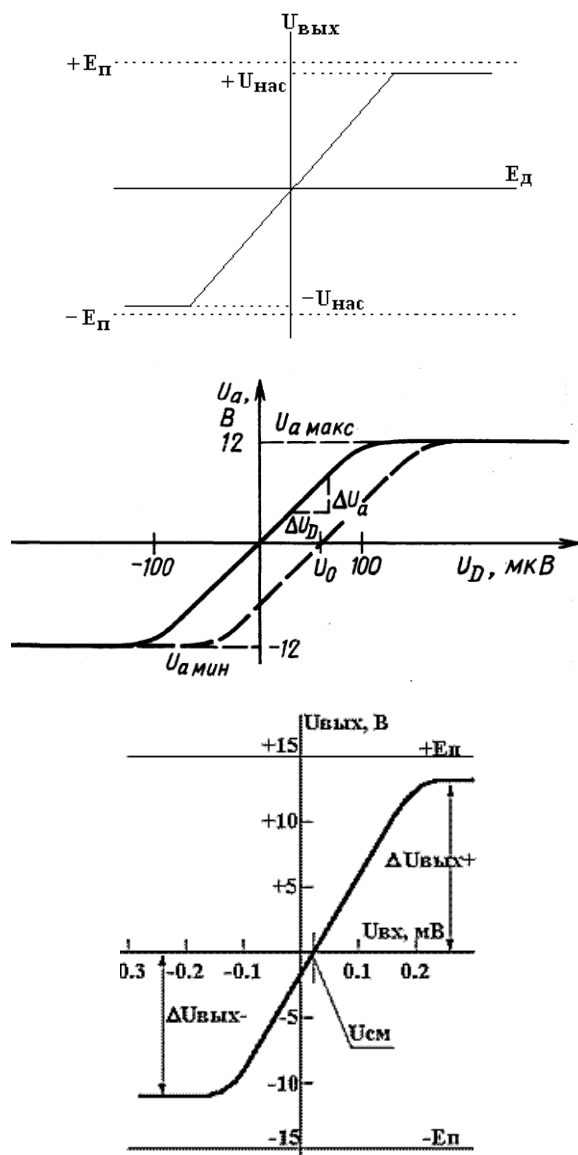


Рис. 15.15 – Амплитудные характеристики операционного усилителя
 U_a - напряжение на выходе, U_D - напряжение на входе

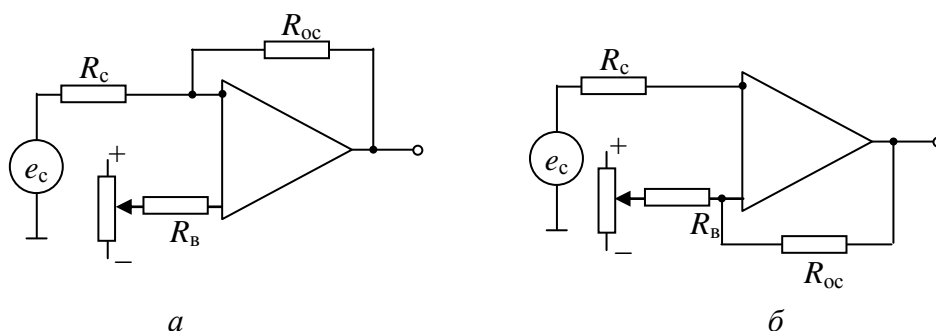


Рис. 15.16 – Подача дополнительного смещения в схемах инвертирующего (а) и неинвертирующего (б) усилителей

15.5. Устранение самовозбуждения операционных усилителей

Усилители, построенные на интегральных микросхемах, охватываются чаще всего глубокой отрицательной обратной связью. Последняя обеспечивает заданные значения параметров усилителя и их стабильность, однако способна привести к самовозбуждению.

Операционный усилитель состоит из трех-четырех каскадов. Первый дифференциальный каскад обеспечивает высокое входное сопротивление, второй и последующие обеспечивают необходимое усиление, далее следует токовое зеркало, осуществляющее переход к несимметричному выходу, и повторитель с малым выходным сопротивлением. Каждое звено вносит свой вклад в искажения частотной и фазовой характеристик.

Искажения в области нижних частот отсутствуют - операционный усилитель является усилителем постоянного тока. В области верхних частот усилитель вносит фазовый сдвиг, который с повышением частоты увеличивается. Поэтому обратная связь, отрицательная на средних частотах, в области верхних частот может стать положительной и вызвать самовозбуждение усилителя (рис. 15.17).

На частоте ω_x фазовый сдвиг равен 180^0 (обратная связь в каскаде на этом усилителе из отрицательной перешла в положительную) - запаса по фазе нет. Если при этом амплитуда сигнала достаточная (нет запаса по амплитуде), возникает возбуждение. Это обстоятельство ограничивает возможную глубину обратной связи. Для обеспечения устойчивости частотная характеристика не должна заходить за частоту второго полюса (штриховая линия на рис. 15.7.). Это обстоятельство *ограничивает возможное минимальное усиление и, соответственно, максимальное сопротивление обратной связи.*

При самовозбуждении усилителя на его выходе, кроме усиленных колебаний полезного сигнала, будут также ненужные собственные колебания усилителя, которые играют роль помехи. Кроме того, если автоколебания имеют максимальную амплитуду, то проходящий через усилитель вместе с ними полезный сигнал будет сильно искажаться из-за ограничения по амплитуде.

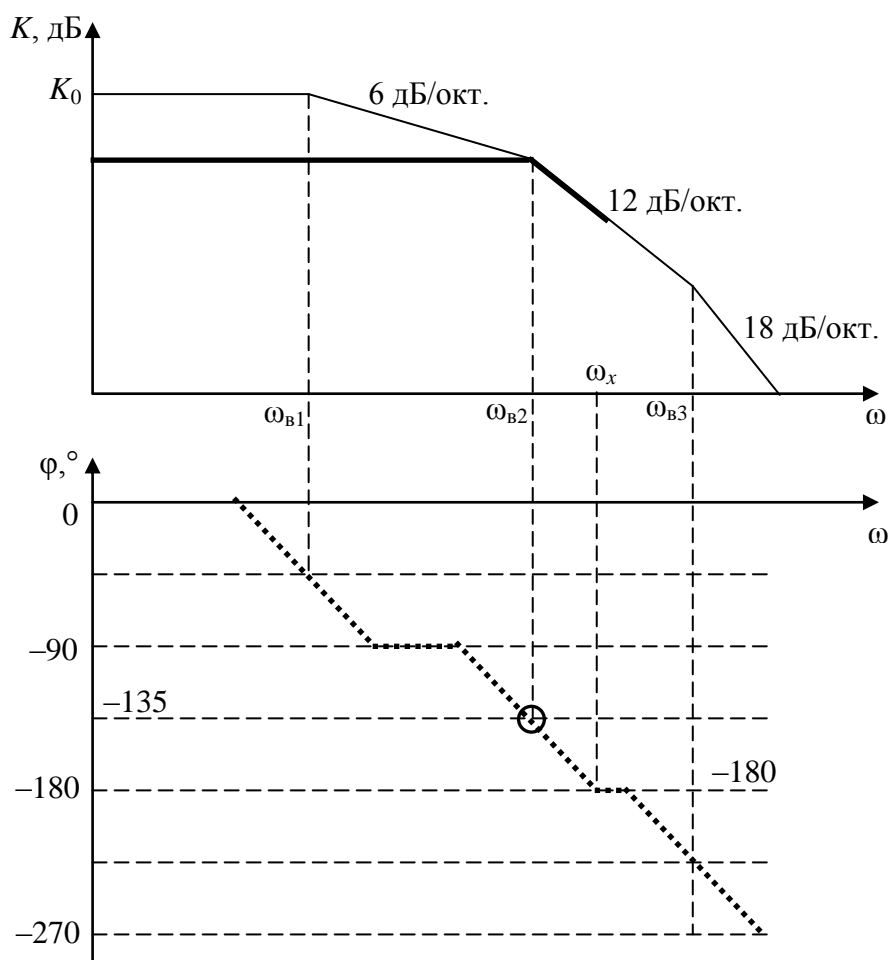


Рис. 15.17 – Фазовый сдвиг, ограничивающий глубину обратной связи

По указанной причине усилитель не может выполнять свое назначение, если в нем возникли автоколебания. Поэтому необходимо оценить, будет ли усилитель с обратной связью склонен к самовозбуждению, и, если да, то суметь сделать его устойчивым. Для этого существуют методы коррекции.

Цепи частотной коррекции могут быть как встроенными в полупроводниковый кристалл, так и созданными внешними элементами. Простейшая цепь частотной коррекции осуществляется подключением конденсатора $C_{кор}$ достаточно большого номинала. При этом сигналы высоких частот на выходе ОУ будут шунтироваться $C_{кор}$ и полоса рабочих частот сузится, большей частью весьма значительно, что является существенным недостатком такого вида коррекции. Полученная в этом случае АЧХ показана на рис. 15.18. Спад частотной характеристики не будет превышать 6 дБ/окт, а сам ОУ будет устойчив при введении отрицательной ОС, поскольку фазовый сдвиг не превысит 135° .

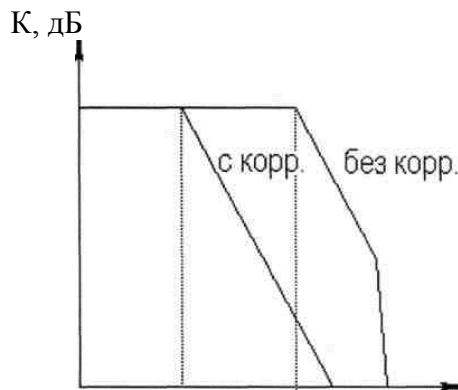


Рис. 15.18 – Частотная коррекция внешним конденсатором

Другим способом достижения устойчивости является метод фазовой коррекции, при котором увеличивается запас по фазе (рис. 15.19). В этой схеме

$$K_{\text{вх}} = \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{R_c + R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1 + j\omega C \cdot R}{1 + j\omega C \cdot (R_c + R)}. \quad (15.4)$$

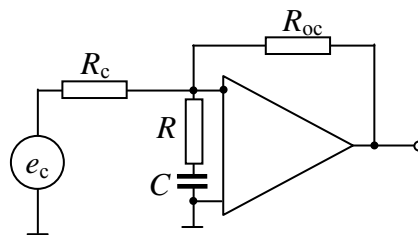


Рис. 15.19 – Операционный усилитель с фазовой коррекцией на входе

Помимо полюса $\omega_{\text{в}} = \frac{1}{C \cdot (R_c + R)}$ в выражении (15.4) имеется нуль

$\omega_{\text{н}} = \frac{1}{C \cdot R}$, создающий, в отличие от полюса, положительный фазовый сдвиг и

компенсирующий завал частотной характеристики (рис. 15.20).

Еще один метод коррекции фазовой характеристики получил название *коррекция на основе эффекта Миллера*.

Корректирующая емкость подключается к второму дифференциальному каскаду операционного усилителя (рис. 15.21).

$$C_{\text{вх2}} = C \cdot K_2 = C \cdot \frac{K_{0_2}}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_2)^2}} \approx C \cdot K_{0_2} \cdot \frac{\omega_2}{\omega}.$$

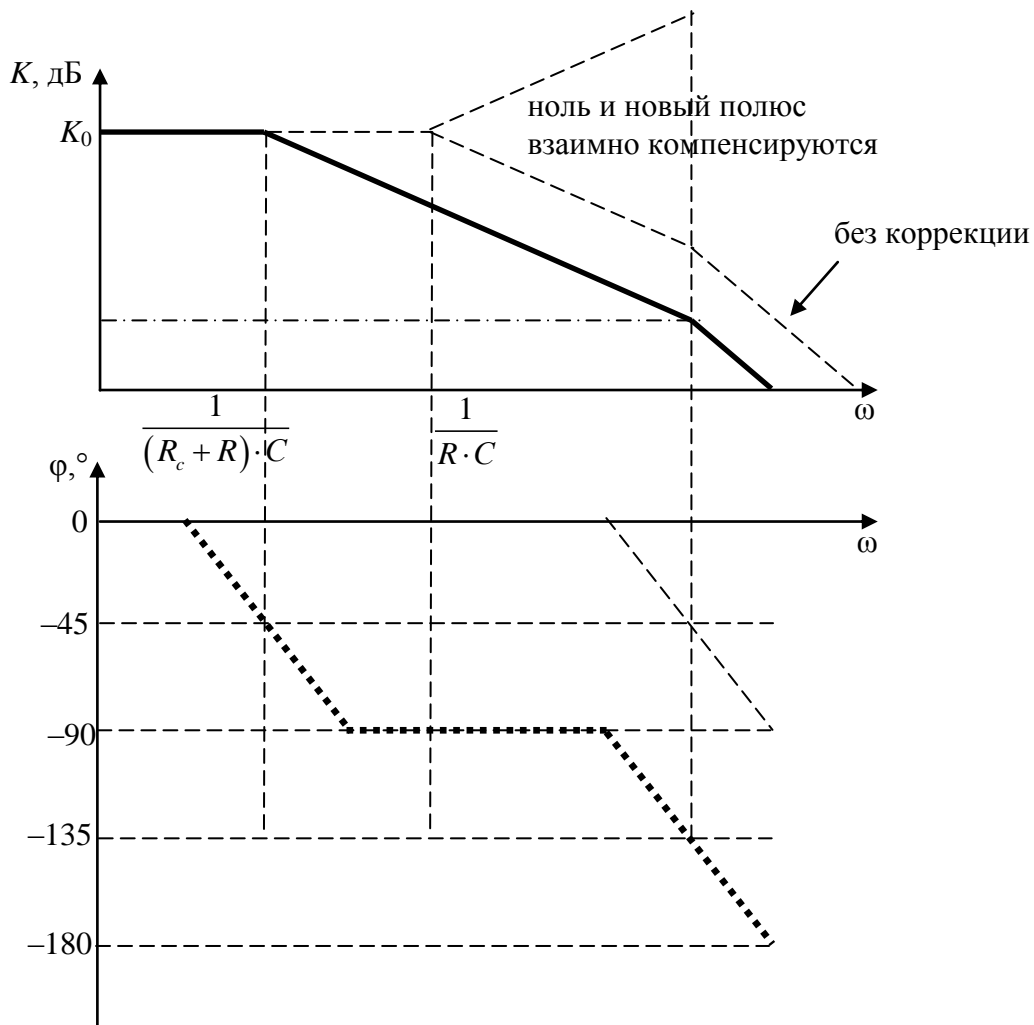


Рис.15.20 – Коррекция дополнительным нулем

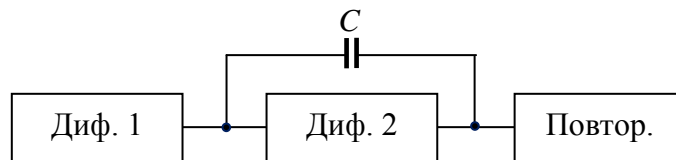


Рис.15.21 – Коррекция фазовой характеристики на основе эффекта Миллера

На частотах до ω_2 первый дифференциальный каскад нагружен на $j\omega C \cdot K_{0_2}$, создавая завал АЧХ 6 дБ/окт; после ω_2 нагрузка становится независимой от частоты $jC \cdot K_{0_2} \cdot \omega_2$ и дальнейшего увеличения фазового сдвига, достигшего 135° , не происходит (рис. 15.22).

Наличие корректирующей емкости сдвигает первый полюс в сторону более низких частот (тем самым сужает полосу пропускания при большем усилении),

но позволяет увеличить глубину обратной связи и существенно расширить устойчивую полосу пропускания, правда, при меньшем усилении.

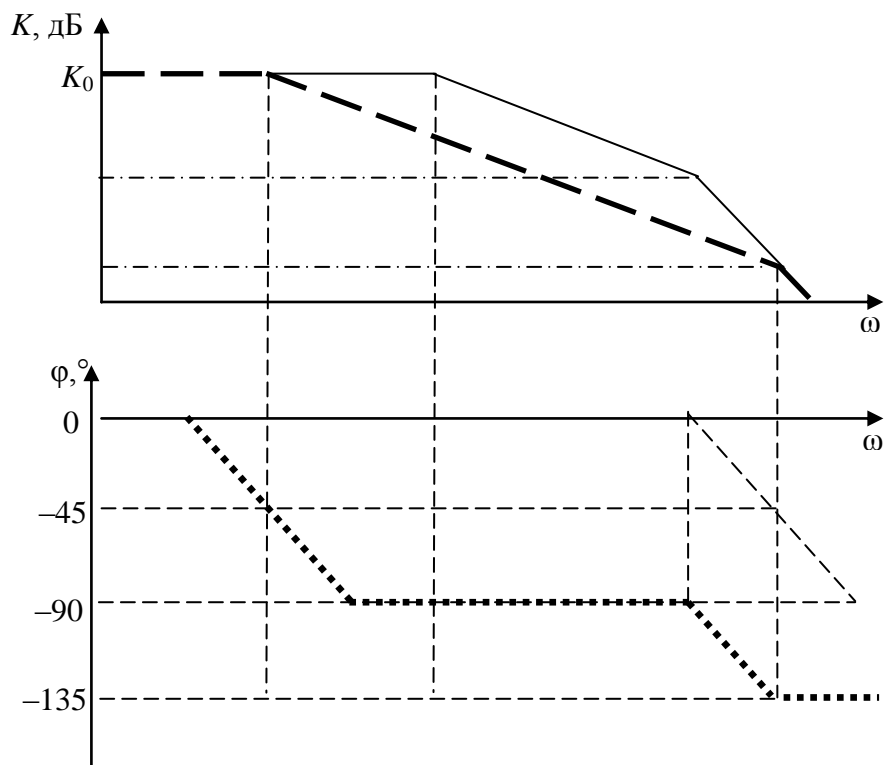


Рис. 15.22 – Диаграмма Боде в случае реализации эффекта Миллера

Остается ответить на вопрос - будет ли устойчивым скорректированный усилитель. В качестве критерия устойчивости удобно использовать *критерий Бодэ*, формулируемый следующим образом: "*Усилитель с цепью обратной связи устойчив, если прямая его коэффициента усиления в децибелах пересекает амплитудно-частотную характеристику на участке со спадом 6 дБ/окт*". Графики на рис.15.9 и 15.11 подтверждают это.

Однако, в ряде случаев усилители, будучи устойчивыми, с такими характеристиками не обеспечивают достаточную избирательность. Для ее повышения используют фильтры второго порядка с крутизной спада АЧХ 12 дБ/окт., что достигается с помощью кратных полюсов. В пределе такой фильтр создает фазовый сдвиг 180° , что ограничивает глубину обратной связи достижением фазового сдвига 135° . Примером фильтра второго порядка может служить фильтр Саллена-Кея (рис. 15.23).

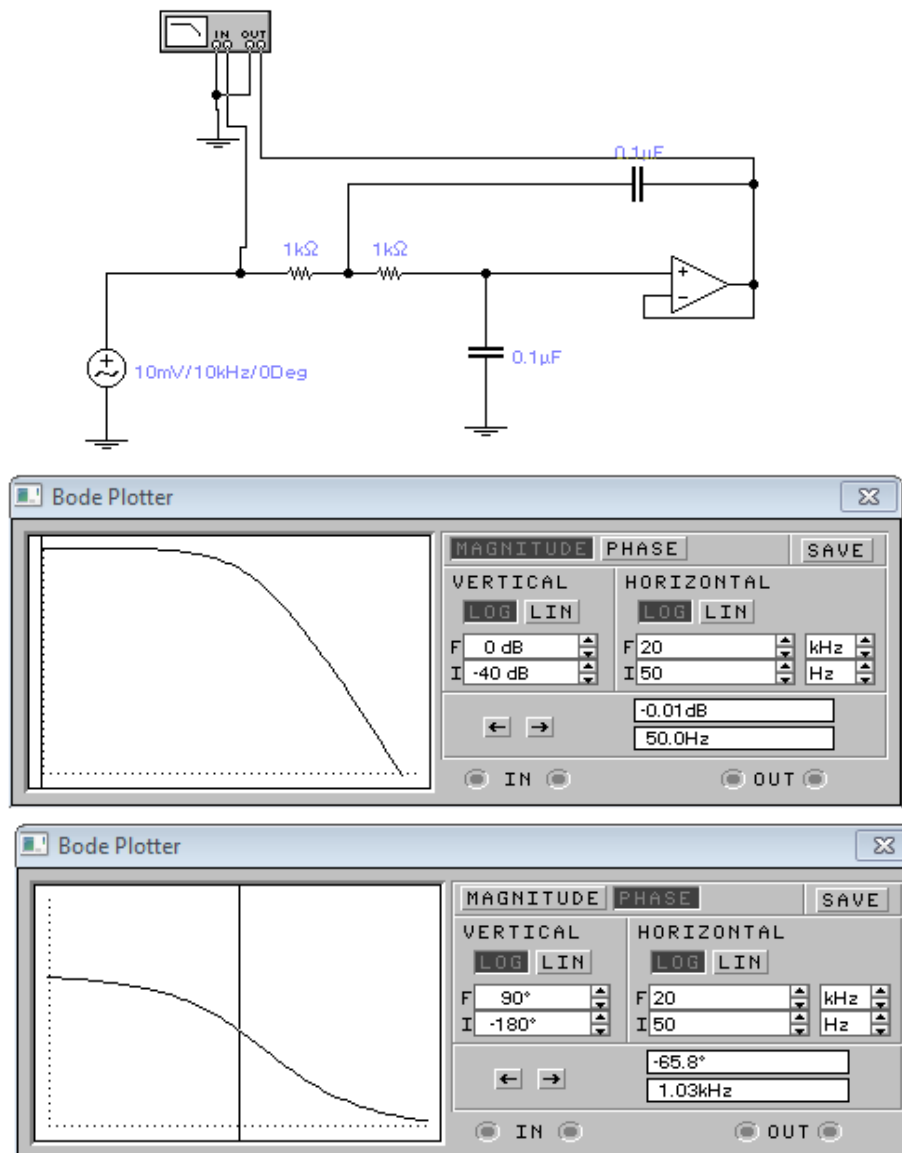


Рис. 15.23 – Схема и характеристики фильтра Саллена-Кея

15.6. Регулировка усиления схем на операционных усилителях

Выше отмечалось, что коэффициент усиления и характеристики каскадов с операционными усилителями определяются внешними цепями. Поэтому естественно организацию регулировки усиления также поручить им, то есть регулировать глубину обратной связи. Схема регулировки при инвертирующем включении показана на рис. 15.24, при неинвертирующем – на рис.15.25

Поскольку операционные усилители предназначены, в том числе, для выполнения математических операций, целесообразно поручить выполнение функции регулировки усиления управляющему напряжению, изменяющему сопротивление полевого транзистора (рис.15.26 и 15.27)

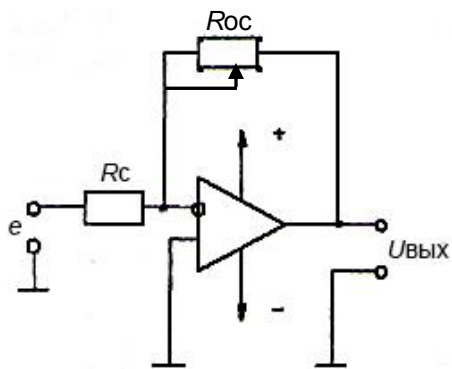


Рис. 15.24 – Инвертирующая схема включения ОУ

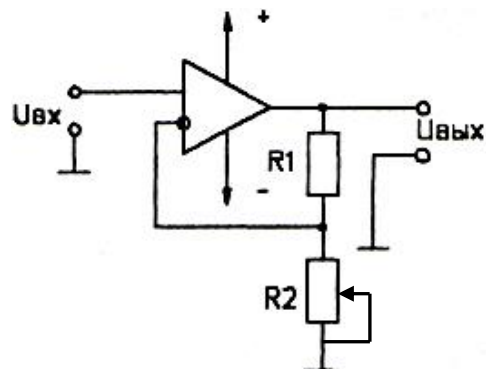


Рис. 15.25 – Неинвертирующая схема включения ОУ

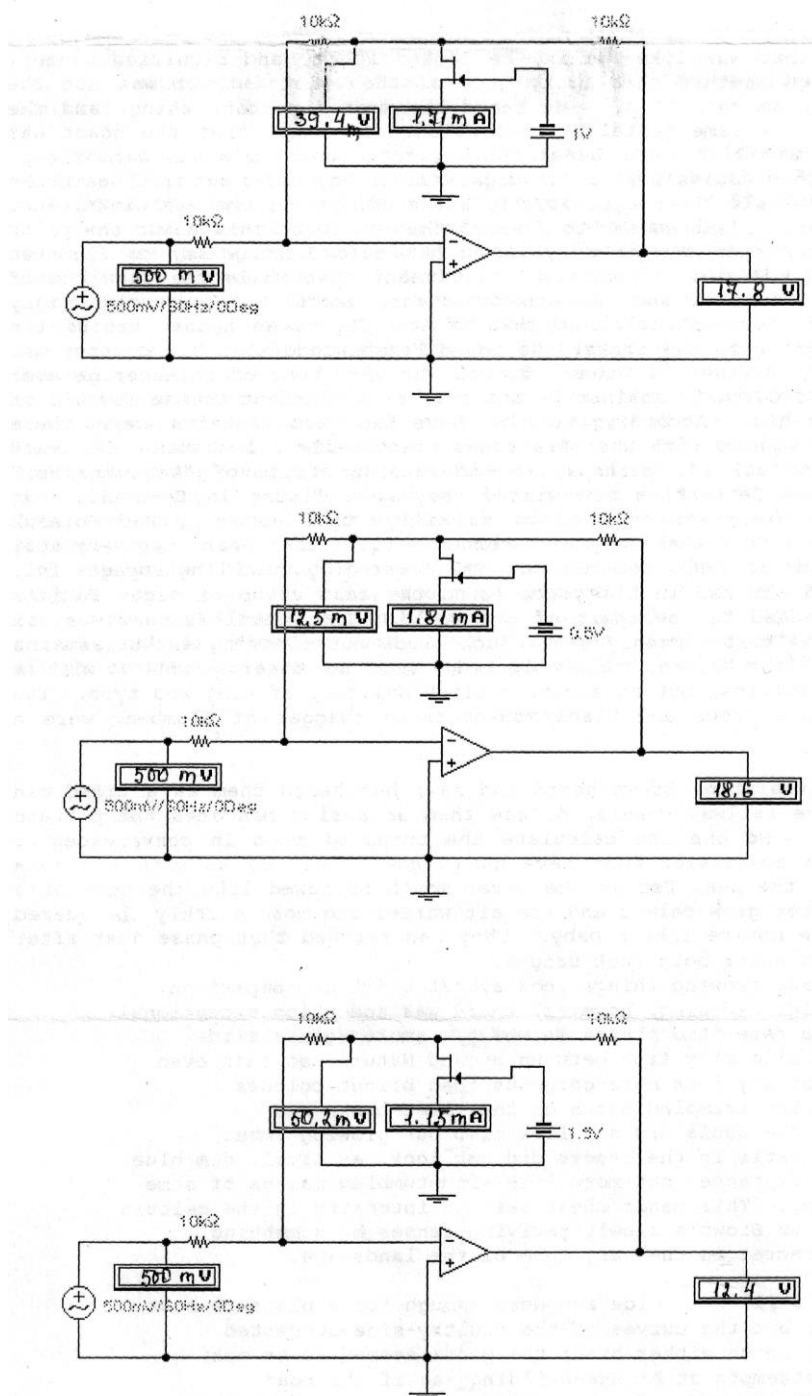


Рис. 15.26 – Регулировка усиления инвертирующего усилителя

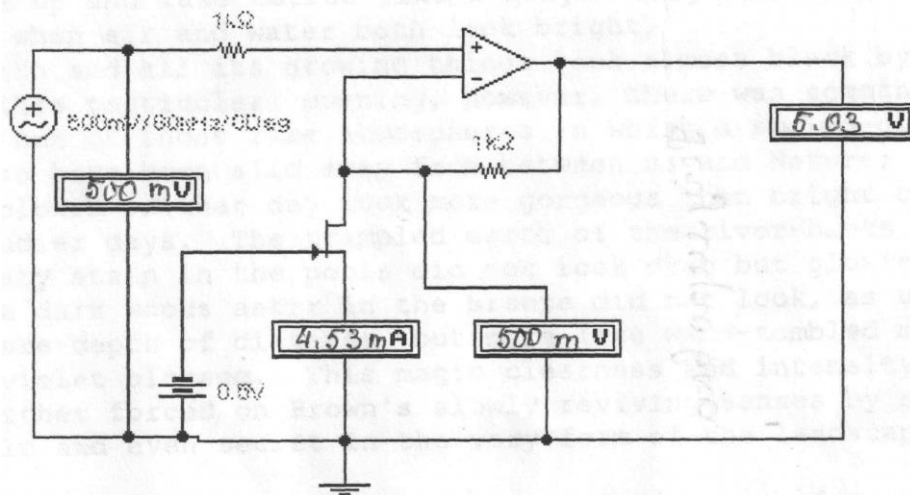
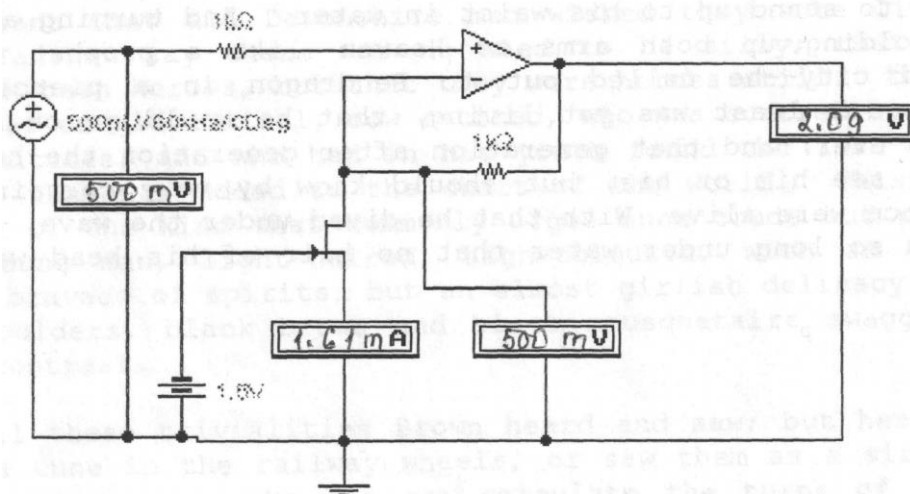
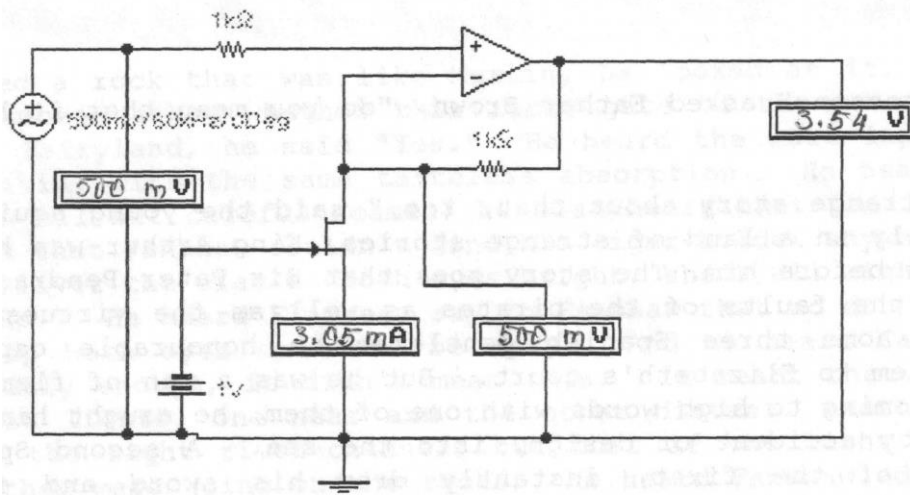
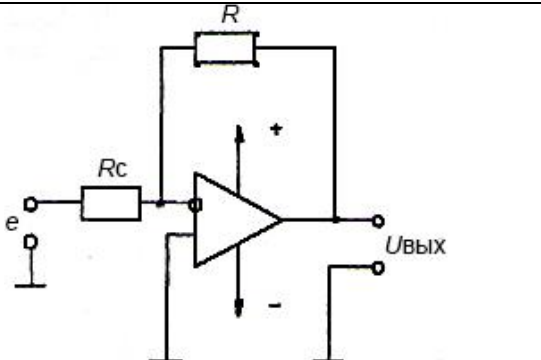
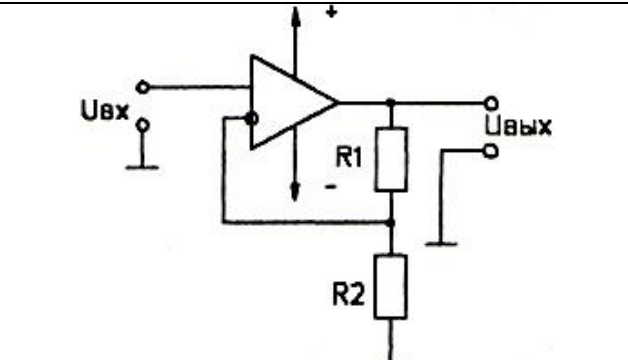
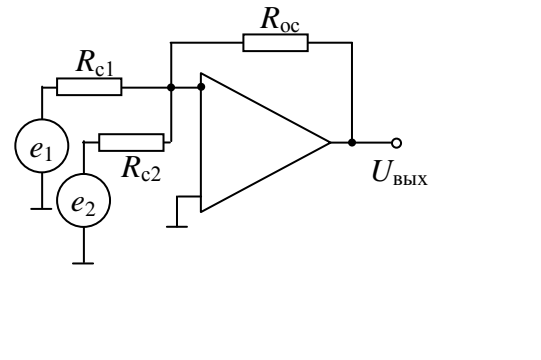
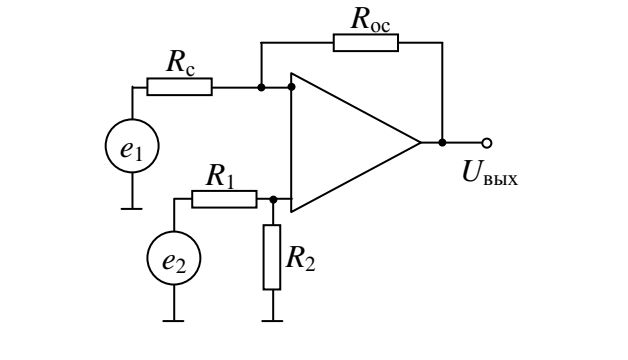
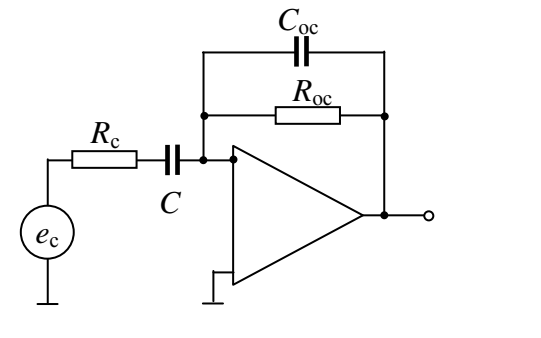


Рис. 15.27 – Регулировка усиления неинвертирующего усилителя

Краткая сводка основных сведений об операционных усилителях

	
Инвертирующее включение	Неинвертирующее включение
$K_{\text{инв}} = -\frac{R_{\text{oc}}}{R_c}$	$K_{\text{нсинв}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$
	
$U_{\text{ВЫХ}} = -i_{\text{oc}} \cdot R_{\text{oc}} = -\left(\frac{e_1}{R_{c1}} \cdot R_{\text{oc}} + \frac{e_2}{R_{c2}} \cdot R_{\text{oc}}\right)$	$U_{\text{ВЫХ}} = -e_1 \cdot \frac{R_{\text{oc}}}{R_{c1}} + e_2 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_{\text{oc}} + R_{c1}}{R_{c1}}$
<p>Ограничения при выборе сопротивления обратной связи</p> <p>1. Ограничение снизу - чем меньше сопротивление обратной связи, тем меньше усиление.</p> <p>2. Ток i_- создает на входе напряжение $U_- = i_- \cdot R_c$, которое после усиления создает на выходе напряжение $i_- \cdot R_c \cdot \frac{R_{\text{oc}}}{R_c} = i_- \cdot R_{\text{oc}}$. Это напряжение паразитное, отсюда следует ограничение на выбор сопротивления обратной связи.</p> <p>3. Чем больше сопротивление обратной связи, тем меньше усиление и больше фазовый сдвиг. Это обстоятельство ограничивает возможное минимальное усиление и, соответственно, максимальное сопротивление обратной связи.</p>	
	$\tau_{\text{в}} = C_{\text{oc}} \cdot R_{\text{oc}}$ $\tau_{\text{н}} = C \cdot R_c$

16. Усилители мощности звуковых частот

Среди усилителей звуковых частот наибольший интерес представляют усилители мощности, особенностью которых является необходимость получения большой мощности на низкоомной нагрузке.

Если на нагрузке R_H требуется обеспечить выходную мощность $P = \frac{1}{2} I^2 R_H$, активный элемент (лампа, транзистор) должен отдать ток $I = \sqrt{\frac{2P}{R_H}}$.

Пусть выходная мощность равна 5 Вт и сопротивление нагрузки 10 Ом. Тогда амплитуда выходного тока составляет 1 А.

Первые усилители звуковой частоты работали на электронных лампах, которые не были способны отдавать такие токи, поэтому на выходе применялись трансформаторы (рис.16.1)

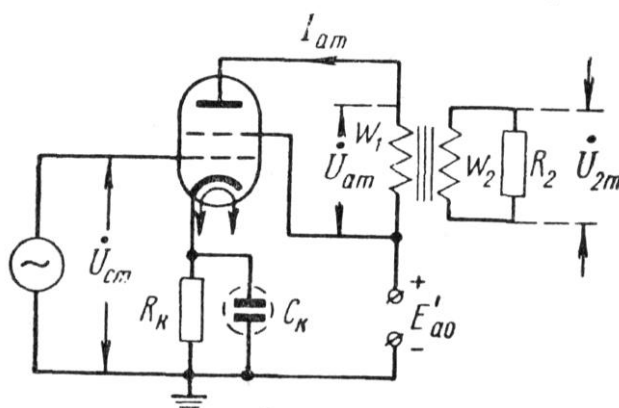


Рис.16.1 – Однотактный трансформаторный каскад

Трансформаторный каскад позволял получить заданную мощность на нагрузке, но имел ряд недостатков. Во-первых, сам трансформатор обладал большими габаритами и весом, был чувствителен к внешним магнитным полям, во-вторых, имел низкий коэффициент полезного действия, что существенно при большой отдаваемой мощности. Более того, мощность потреблялась от источника питания и в активном режиме, и в режиме молчания.

Повысить коэффициент полезного действия позволяло применение двухтактных схем, которые могут быть реализованы с использованием как электронных ламп, так и транзисторов (рис.16.2 и 16.3).

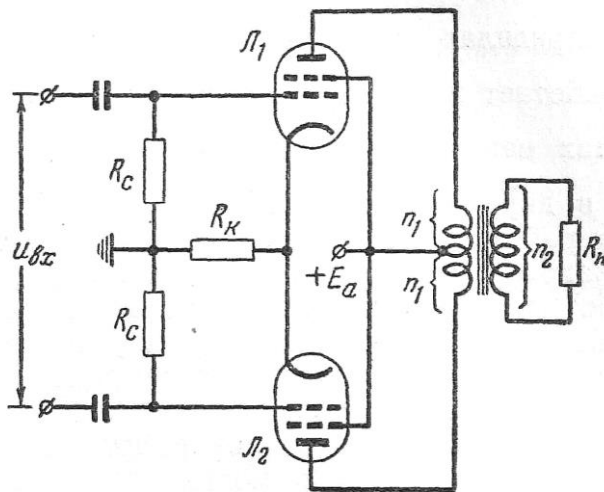


Рис.16.2 – Двухтактный трансформаторный каскад на электронных лампах

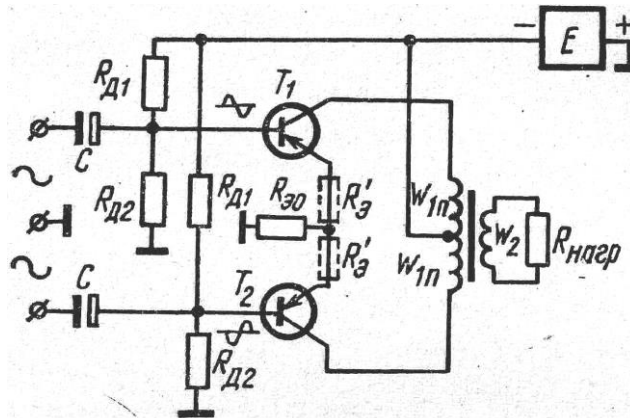


Рис.16.3 – Двухтактный трансформаторный каскад на биполярных транзисторах

По мере развития полупроводниковой техники транзисторы становились все более мощными и позволяли обходиться без трансформаторов (рис.16.4).

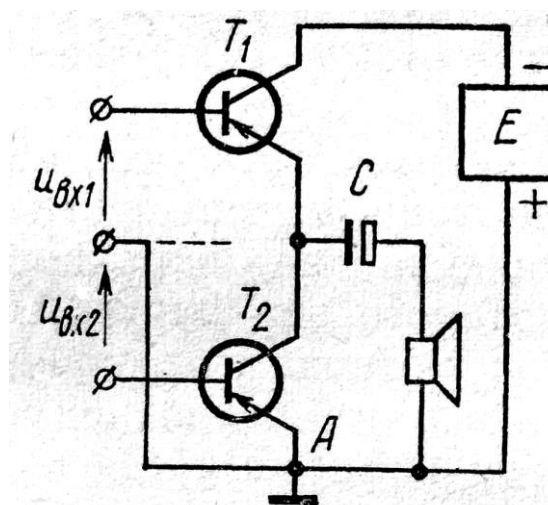


Рис.16.4 – Бестрансформаторный усилитель мощности

Двухтактные схемы позволяют существенно повысить коэффициент полезного действия за счет более экономичных, чем режим *A*, режимов *B* и *AB*.

При работе в режиме *B* каждый транзистор работает в течение половины периода колебаний. Токи через нагрузку текут встречно, при этом противофазные составляющие суммируются (рис.16.5).

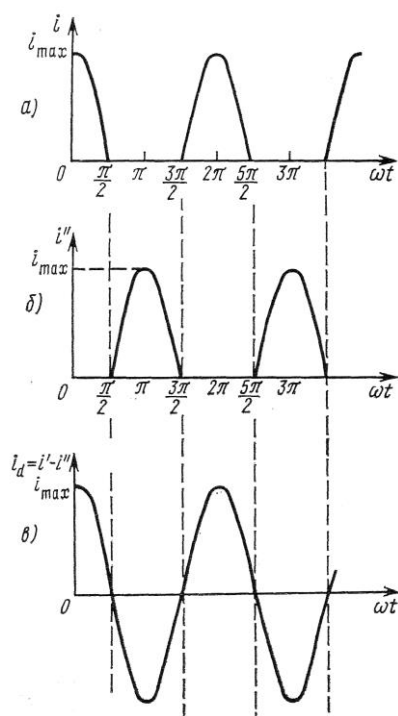


Рис.16.5 – Токи в режиме *B*

Поскольку при малых токах наблюдается нелинейность проходной характеристики транзистора, появляются искажения сигнала (рис.16.6).

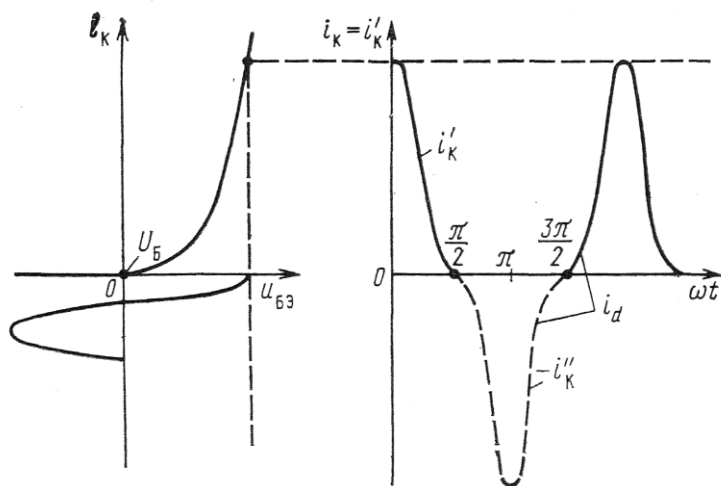


Рис.16.6 – Искажения сигнала в режиме *B*

Режим *AB* позволяет получить лучшие результаты, что видно из характеристик разностного тока (рис.16.7)

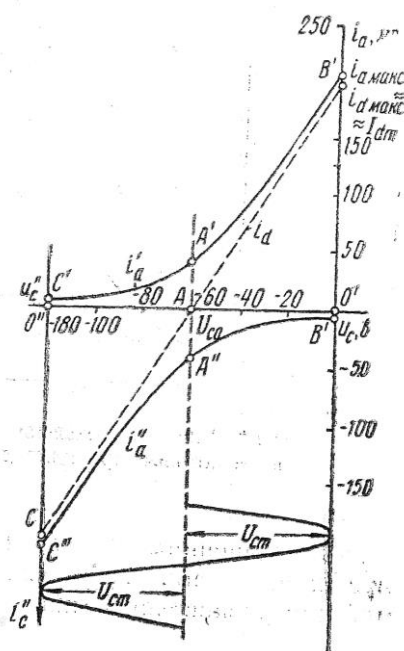


Рис.16.7 – Характеристика разностного тока двухтактного каскада

Использование транзисторов разного типа проводимости позволяет построить схему без фазоинверсного каскада на входе (см. рис.16.8).

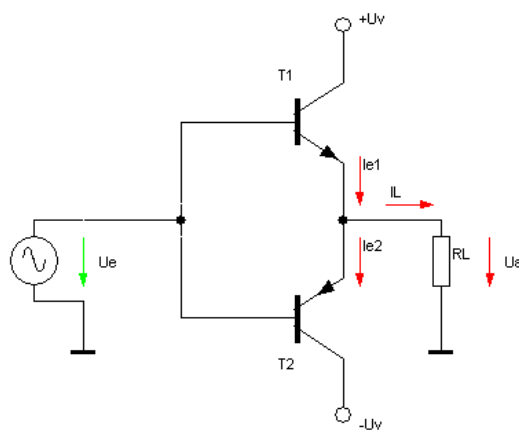


Рис.16.8 – Усилитель мощности на транзисторах разного типа проводимости

При отсутствии входного сигнала оба транзистора закрыты, и каскад не потребляет энергию от источника питания. При наличии входного сигнала транзисторы работают поочередно – при положительных полуволнах работает транзистор *T1*, при отрицательных – *T2*.

Приложение 1

Использование β -барьера для описания схем на биполярных транзисторах

В июне и июле 1971 года в журнале *Wireless World* была опубликована статья "New approach to transistor circuit analysis", автор A.J. Blundel. Ниже излагаются некоторые идеи этой статьи, полезные для понимания материала настоящего пособия.

Рассмотрим входную цепь транзистора (рис. П1.1,а) и ее эквивалентную схему (рис. П1.1,б).

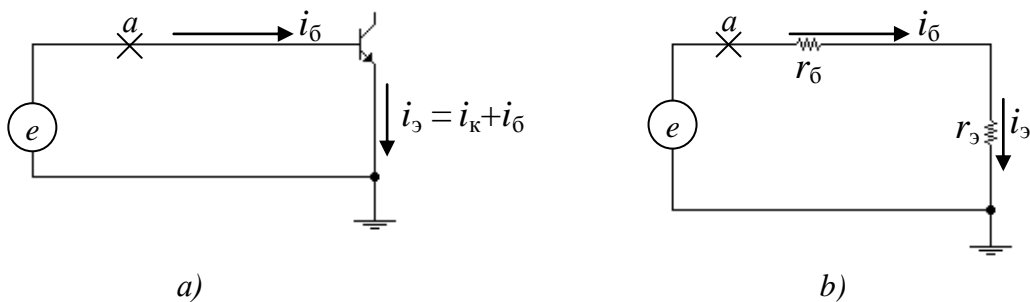


Рис. П1.1 – Входная цепь транзистора (а) и ее эквивалентная схема (б)

При подаче на вход сигнала e во входной цепи протекает ток $i_б$, а в выходной – ток эмиттера $i_э$. При этом напряжение справа от точки "а" равно $i_б \cdot r_б + i_э \cdot r_э = i_б \cdot r_б + (i_б + i_к) \cdot r_э = i_б \cdot r_б + i_б(1 + h_{21}) \cdot r_э$, а слева оно равно e .

Найдем входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером:

$$R_{\text{вх}} = \frac{e}{i_б} = \frac{i_б \cdot r_б + i_б(1 + h_{21}) \cdot r_э}{i_б} = r_б + (1 + h_{21}) \cdot r_э. \quad (\text{П1.1})$$

На рис. П1.1,б сопротивления $r_б$ и $r_э$, образующие входную цепь, а, следовательно, и определяющие входное сопротивление, действительно включены последовательно. Но в формуле (П1.1) одно из них умножается на единицу, а второе на $(1 + h_{21})$, где h_{21} – коэффициент передачи тока от базы к коллектору ($h_{21} = di_к / di_б$); $(1 + h_{21})$ – коэффициент передачи тока от базы к эмиттеру ($1 + h_{21} = di_э / di_б$).

Выражение (П1.1) показывает, что при движении слева направо и пересечении перехода «база-эмиттер» (то, что автор назвал β -барьер) ток возрастает в

$(1+h_{21})$ раз. Во столько же раз возрастет создаваемое им падение напряжения. С точки зрения источника сигнала (и с точки зрения его тока) – напряжение больше, значит больше сопротивление

$$R_{\text{вх}03} = r_6 + (1 + h_{21}) \cdot r_3. \quad (\text{П1.2})$$

Рассмотрим еще один пример – транзистор, включенный с общей базой.

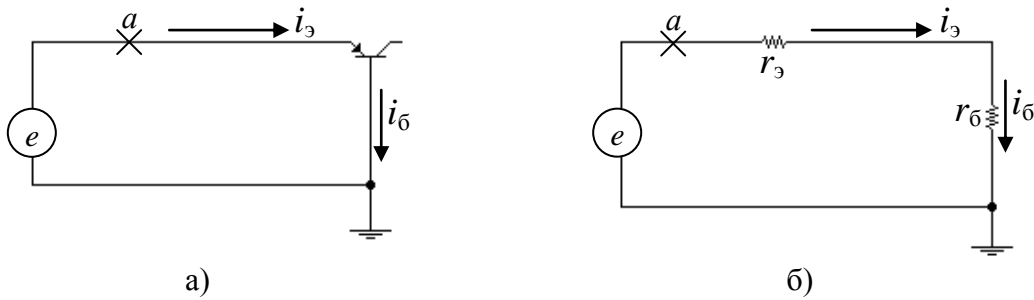


Рис. П1.2 – Входная цепь транзистора, включенного с общей базой (а) и ее эквивалентная схема (б)

Напряжение справа от точки "а" определится, как и в ранее:

$$i_6 \cdot r_6 + i_3 \cdot r_3 = i_6 \cdot r_6 + (i_6 + i_k) \cdot r_3 = i_6 \cdot r_6 + i_6(1 + h_{21}) \cdot r_3.$$

Но теперь входной ток равен i_3 , и входное сопротивление схемы с общей базой

$$R_{\text{вх}06} = \frac{\frac{i_3}{(1 + h_{21})} \cdot r_6 + i_3 \cdot r_3}{i_3} = \frac{r_6}{(1 + h_{21})} + r_3 = \frac{R_{\text{вх}03}}{(1 + h_{21})}. \quad (\text{П1.3})$$

В предыдущем случае β -барьер проходил слева направо (от базы к эмиттеру) и сопротивления справа от барьера умножались на $(1+h_{21})$. Если бы барьер пересекался с целью достижения коллектора, сопротивления справа умножались бы только на h_{21} (именно во столько раз отличается коллекторный ток от базового).

В случае включения транзистора с общей базой барьер пересекается справа налево и при его прохождении сопротивления уменьшаются $(1+h_{21})$ раз.

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером $R_{\text{вх}} = \frac{\Delta u_{63}}{\Delta i_6}$ и

$$S = \frac{\Delta i_k}{\Delta u_{63}} = \frac{\Delta i_6 \cdot h_{21}}{\Delta u_{63}}. \quad \text{При} \quad \text{включении} \quad \text{с} \quad \text{общей} \quad \text{базой}$$

$$R_{\text{вх,об}} = \frac{\Delta u_{\text{бэ}}}{\Delta i_{\text{э}}} = \frac{\Delta u_{\text{бэ}}}{\Delta i_{\text{б}} \cdot (1 + h_{21})} = \frac{1}{S_{0,3}}, \text{ где } S_{0,3} - \text{низкочастотное значение крутизны по}$$

$$\text{эмиттерному току: } S_{0,3} = \frac{di_{\text{э}}}{dU_{\text{бэ}}}.$$

Соотношения (П1.1-П1.3) значительно облегчают рассмотрение более сложных транзисторных схем, в частности, схем на составных транзисторах. Рассмотрим несколько примеров. На рис. П1.3 показана схема повторителя Джаколетто.

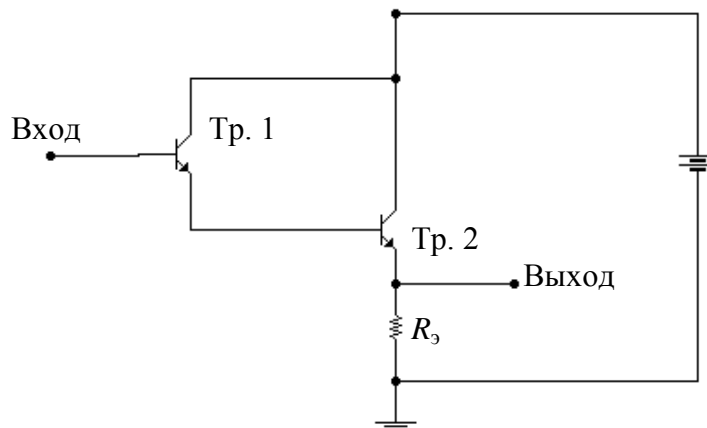


Рис. П1.3 – Повторитель на составном транзисторе по схеме Джаколетто (цепи питания базы не показаны)

В соответствии с вышесказанным, входное сопротивление такого каскада определится как $R_{\text{вх}} = (R_3 \cdot (1 + h_{21_2}) + R_{\text{вх,оэ}_2}) \cdot (1 + h_{21_1}) + R_{\text{вх,оэ}_1}$.

Идем справа налево и пересекаем β -барьер второго транзистора и входное сопротивление второго транзистора, далее вновь β -барьер первого транзистора и его входное сопротивление.

Если нагрузка составного транзистора включена в цепь коллектора (рис. П1.4), то $R_{\text{вх}} = R_{\text{вх,оэ}_2} \cdot (1 + h_{21_1}) + R_{\text{вх,оэ}_1}$; $i_{\text{вых}} = i_{\text{вх}_1} \cdot h_{21_1} + (i_{\text{вх}_1} \cdot (1 + h_{21_1})) \cdot h_{21_2}$, где первое слагаемое – выходной ток первого транзистора; для второго транзистора входным является эмиттерный ток первого, который усиливается вторым транзистором в h_{21_2} раз. При этом полный коэффициент передачи тока составного транзистора

равен $h_{21,\text{общ}} = h_{21_1} + h_{21_2} \cdot (1 + h_{21_1})$ и крутизна

$$S_{0_{\text{общ}}} = \frac{di_{k_1} + di_{э_1} \cdot h_{21_2}}{dU_{бэ_1}} \approx S_{0_1} + S_{0_1} \cdot h_{21_2}. \text{ Равенство приближенное за счет незначи-}$$

тельного различия коллекторного и эмиттерного токов первого транзистора.

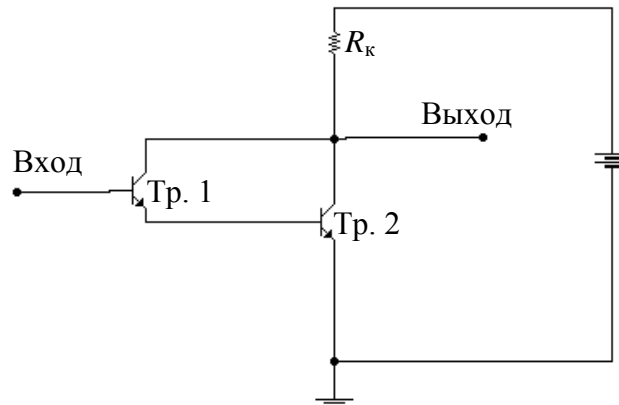


Рис. П1.4 – Реостатный каскад на составном транзисторе по схеме Джаколетто (цепи питания базы не показаны)

Приведем еще один пример того, как использование понятия β -барьера расширяет наши представления о схеме, на примере эмиттерного повторителя (рис. П1.5).

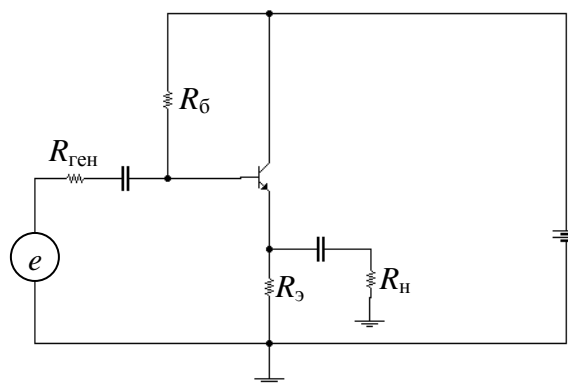


Рис. П1.5 – Эмиттерный повторитель

Ранее было показано, что входное сопротивление схемы с общей базой (вход со стороны эмиттера) равно $1/S$. Таким же обычно считают и выходное сопротивление со стороны эмиттера при включении транзистора с общим коллектором. При этом учитывается, что переход «эмиттер-база» не является разрывом (имеет конечное сопротивление), и нагрузка участвует в формировании входного сопротивления:

$$R_{\text{ВХ}_{\text{повт}}} = R_{\text{ВХ}_{\text{гр}}} + R_{\text{ЭКВ}} \cdot (1 + h_{21}), \text{ где } R_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_{\text{э}} \cdot R_{\text{н}}}{R_{\text{э}} + R_{\text{н}}}.$$

Влияние источника сигнала на выходную цепь обычно не учитывается, предполагается, что оно незначительно. Реально же

$$R_{\text{ВЫХ}_{\text{повт}}} = \frac{1}{S_0} + \frac{R_{\text{ГЕН}}}{(1 + h_{21})}. \quad (\text{П1.4})$$

Использование понятия β -барьера позволяет учесть влияние емкости нагрузки на входную емкость повторителя. Если параллельно сопротивлению нагрузки включена емкость $C_{\text{н}}$, то $X_{c_{\text{н}}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{н}}}$. При переходе барьера справа

налево $X_{c_{\text{вх}}} = \frac{1 + h_{21}}{j\omega C_{\text{н}}}$, что соответствует уменьшению емкости в $(1 + h_{21})$ раз.

Приложение 2

Y-параметры для описания биполярного транзистора

Любой четырехполюсник (рис. П2.1) описывается системой двух уравнений, связывающих между собой входные и выходные токи и напряжения:

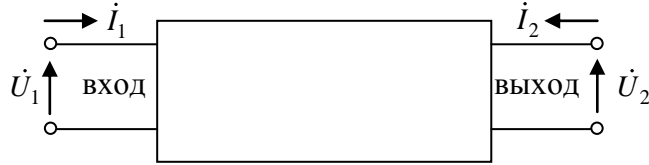


Рис. П2.1 – Вход и выход четырехполюсника

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_{11} \cdot \dot{U}_1 + Y_{12} \cdot \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= Y_{21} \cdot \dot{U}_1 + Y_{22} \cdot \dot{U}_2 \end{aligned} \quad (\text{П2.1})$$

Системе (П2.1) соответствует эквивалентная схема рис. П2.2.

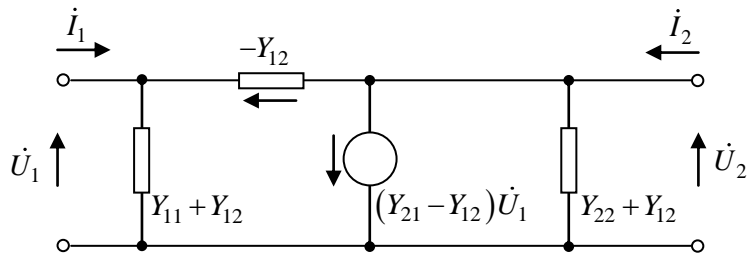


Рис. П2.2 – Эквивалентная схема четырехполюсника

Система уравнений четырехполюсника позволяет найти его коэффициент передачи, входную и выходную проводимости через Y-параметры.

Коэффициент передачи

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}. \quad (\text{П2.2})$$

Поскольку $\dot{I}_2 = -\dot{U}_2 \cdot Y_n$, второе уравнение системы переписывается как

$$-\dot{U}_2 \cdot Y_n = Y_{21} \cdot \dot{U}_1 + Y_{22} \cdot \dot{U}_2.$$

Тогда коэффициент передачи

$$\dot{K} = -\frac{Y_{21}}{Y_{22} + Y_n}. \quad (\text{П2.3})$$

Входная проводимость

$$Y_{ex} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1}. \quad (\text{П2.4})$$

Если в первом уравнении системы выходное напряжение \dot{U}_2 выразить через входное: $\dot{U}_2 = \dot{U}_1 \cdot \dot{K}$, то $\dot{I}_1 = Y_{11} \cdot \dot{U}_1 + Y_{12} \cdot \dot{U}_1 \cdot \dot{K}$ и

$$Y_{ex} = Y_{11} + \dot{K} \cdot Y_{12}. \quad (\text{П2.5})$$

Выходная проводимость $Y_{вых} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2}$. Поскольку $\dot{I}_1 = -\dot{U}_1 \cdot Y_c$, первое уравнение системы переписывается в виде: $-\dot{U}_1 \cdot Y_c = Y_{11} \cdot \dot{U}_1 + Y_{12} \cdot \dot{U}_2$, откуда следует

$\dot{U}_1 = \frac{-Y_{12}}{Y_c + Y_{11}} \cdot \dot{U}_2$, второе уравнение системы принимает вид

$\dot{I}_2 = \frac{-Y_{12}}{Y_c + Y_{11}} \cdot \dot{U}_2 + Y_{22} \cdot \dot{U}_2$ и

$$Y_{вых} = Y_{22} - \frac{Y_{12}}{Y_c + Y_{11}}. \quad (\text{П2.6})$$

Поскольку выходная проводимость транзистора, как правило, шунтируется сопротивлением коллектора, и именно оно определяет выходную проводимость, формула для $Y_{вых}$ используется редко.

На рис. П2.4 показана эквивалентная схема биполярного транзистора

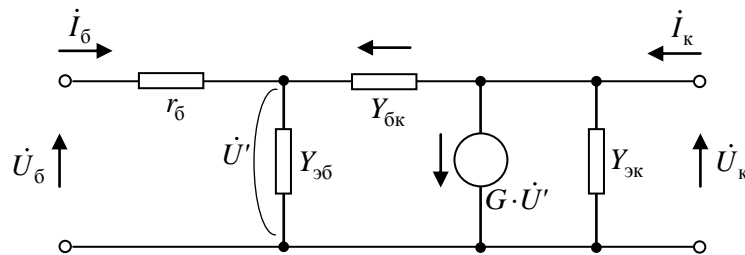


Рис. П2.4 – Физическая эквивалентная схема биполярного транзистора - схема Джаколетто

$$\dot{U}' = \dot{U}_б - \dot{I}_б \cdot r_б \quad \text{откуда} \quad \dot{I}_б = \frac{\dot{U}_б - \dot{U}'}{r_б}. \quad (\text{П2.7})$$

Четырехполюсник на рис. П2.4 описывается системой уравнений

$$\begin{aligned} \dot{I}_{\bar{o}} &= \dot{U}' \cdot Y_{\bar{o}\bar{o}} - (\dot{U}_{\bar{k}} - \dot{U}') \cdot Y_{\bar{o}\bar{k}} \\ \dot{I}_{\bar{k}} &= \dot{U}_{\bar{k}} \cdot Y_{\bar{k}\bar{o}} + (\dot{U}_{\bar{k}} - \dot{U}') \cdot Y_{\bar{o}\bar{k}} + G \cdot \dot{U}' \end{aligned} \quad (П2.8)$$

После совместного решения уравнения (П2.7) и первого уравнения системы (П2.8) получим

$$\frac{\dot{U}_{\bar{o}} - \dot{U}'}{r_{\bar{o}}} = \dot{U}' \cdot Y_{\bar{o}\bar{o}} - (\dot{U}_{\bar{k}} - \dot{U}') \cdot Y_{\bar{o}\bar{k}}. \quad (П2.9)$$

После совместного решения первого уравнения системы (П2.8) и уравнения (П2.9) $\dot{U}_{\bar{o}} + \dot{U}_{\bar{k}} \cdot Y_{\bar{o}\bar{k}} \cdot r_{\bar{o}} = \dot{U}' \cdot (1 + Y_{\bar{o}\bar{o}} \cdot r_{\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}} \cdot r_{\bar{o}})$ и

$$\dot{U}' = \frac{\dot{U}_{\bar{o}} + \dot{U}_{\bar{k}} \cdot Y_{\bar{o}\bar{k}} \cdot r_{\bar{o}}}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (Y_{\bar{o}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}})}. \quad (П2.10)$$

После подстановки (П2.10) в систему (П2.8)

$$\begin{aligned} \dot{I}_{\bar{o}} &= \frac{Y_{\bar{o}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}}}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (Y_{\bar{o}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}})} \cdot \dot{U}_{\bar{o}} - \frac{Y_{\bar{o}\bar{k}}}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (Y_{\bar{o}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}})} \cdot \dot{U}_{\bar{k}} \\ \dot{I}_{\bar{k}} &= \frac{G - Y_{\bar{o}\bar{k}}}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (Y_{\bar{o}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}})} \cdot \dot{U}_{\bar{o}} + \left(Y_{\bar{k}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}} + \frac{r_{\bar{o}} \cdot Y_{\bar{o}\bar{k}} \cdot (G - Y_{\bar{o}\bar{k}})}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (Y_{\bar{o}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}})} \right) \cdot \dot{U}_{\bar{k}} \end{aligned} \quad (П2.11)$$

Сопоставив системы (П2.1) и (П2.11), получаем Y-параметры, описывающие транзистор:

$$\begin{aligned} Y_{11} = Y &= \frac{Y_{\bar{o}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}}}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (Y_{\bar{o}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}})} & Y_{12} = Y_{\bar{o}\bar{o}p} &= \frac{Y_{\bar{o}\bar{k}}}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (Y_{\bar{o}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}})} \\ Y_{21} = S &= \frac{G - Y_{\bar{o}\bar{k}}}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (Y_{\bar{o}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}})} & Y_{22} = Y_i &= Y_{\bar{k}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}} + \frac{r_{\bar{o}} \cdot Y_{\bar{o}\bar{k}} \cdot (G - Y_{\bar{o}\bar{k}})}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (Y_{\bar{o}\bar{o}} + Y_{\bar{o}\bar{k}})} \end{aligned}$$

$$Y_{\bar{o}\bar{o}} \gg Y_{\bar{o}\bar{k}}, G \gg Y_{\bar{o}\bar{k}}$$

Учитывая, что $Y_{\bar{o}\bar{o}} = g_{\bar{o}\bar{o}} + j\omega C_{\bar{o}\bar{o}}$ и $Y_{\bar{o}\bar{k}} = g_{\bar{o}\bar{k}} + j\omega C_{\bar{o}\bar{k}}$, получаем

$$Y = \frac{g_{\bar{o}\bar{o}} + j\omega C_{\bar{o}\bar{o}}}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (g_{\bar{o}\bar{o}} + j\omega C_{\bar{o}\bar{o}})} = \frac{1}{r_{\bar{o}}} \cdot \frac{g \cdot r_{\bar{o}} + j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}, \quad g = g_{\bar{o}\bar{o}}, \quad \tau = \frac{C_{\bar{o}\bar{k}} \cdot r_{\bar{o}}}{1 + r_{\bar{o}} \cdot g_{\bar{o}\bar{o}}} = C_{\bar{o}\bar{k}} \cdot r_{\bar{o}};$$

$$Y_{\bar{o}\bar{o}p} = \frac{g_{\bar{o}\bar{k}} + j\omega C_{\bar{o}\bar{k}}}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (g_{\bar{o}\bar{o}} + j\omega C_{\bar{o}\bar{o}})} = \frac{g_{\bar{o}\bar{o}p} + j\omega C_{\bar{o}\bar{k}}}{1 + j\omega\tau}, \quad g_{\bar{o}\bar{o}p} = g_{\bar{o}\bar{k}};$$

$$S = \frac{G}{1 + r_{\bar{o}} \cdot (g_{\bar{o}\bar{o}} + j\omega C_{\bar{o}\bar{o}})} = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau}, \quad S_0 = G;$$

$$g_i + j\omega C_{\delta\kappa} \cdot \left(1 + \frac{S_0 \cdot r_{\delta}}{1 + j\omega\tau}\right), \text{ где } g_i = g_{\text{эк}} + g_{\delta\kappa} \left(1 + \frac{S_0 \cdot r_{\delta}}{1 + j\omega\tau}\right) = g_{\text{эк}} + g_{\delta\kappa} (1 + S_0 \cdot r_{\delta}).$$

$g, g_{\text{обр}}, g_i, S_0$ - низкочастотные параметры транзистора, определяемые из ха-

рактеристик: $g = \frac{dI_{\text{ex}}}{dU_{\text{ex}}}, S_0 = \frac{dI_{\text{бвх}}}{dU_{\text{ex}}}$, величинами $g_{\text{обр}}$ и g_i в первом приближении

можно пренебречь,

$$\tau = \frac{S_0 \cdot r_{\delta}}{2\pi f_T}, \quad (\text{П2.12}),$$

где f_T - граничная частота транзистора, измеренная в рабочей точке, вычисляется по паспортным данным:

$$f_T = |h_{21}| \cdot f. \quad (\text{П2.13}).$$

На рис. П2.5 изображена эквивалентная схема биполярного транзистора, соответствующая рассмотрению с помощью Y-параметров.

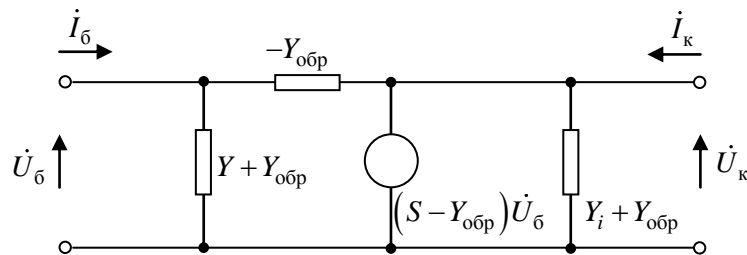


Рис. П2.5 – Эквивалентная схема биполярного транзистора-четырёхполюсника

Транзистор описывает система уравнений

$$\dot{I}_{\delta} = Y \cdot \dot{U}_{\delta} + Y_{\text{обр}} \cdot \dot{U}_{\kappa}$$

$$\dot{I}_{\kappa} = S_0 \cdot \dot{U}_{\delta} + Y_i \cdot \dot{U}_{\kappa}$$

с Y-параметрами:

$$Y = \frac{1}{r_{\delta}} \cdot \frac{g \cdot r_{\delta} + j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}; \quad Y_{\text{обр}} = \frac{g_{\text{обр}} + j\omega C_{\delta\kappa}}{1 + j\omega\tau};$$

$$S = \frac{S_0}{1 + j\omega\tau}; \quad Y_i = g_i + j\omega C_{\delta\kappa} \cdot \left(1 + \frac{S_0 \cdot r_{\delta}}{1 + j\omega\tau}\right).$$