

**МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ РСФСР**

**МОСКОВСКИЙ ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ, ЭЛЕКТРОНИКИ
И АВТОМАТИКИ**

ИЗЪЮРОВА Г. И.

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

по курсу

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО СПЕЦИАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ РСФСР

МОСКОВСКИЙ ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ, ЭЛЕКТРОНИКИ
И АВТОМАТИКИ

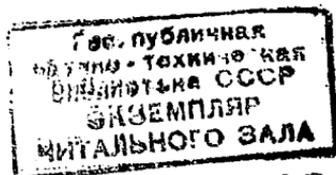
ИЗЪЮРОВА Г. И.

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

по курсу

ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИКИ

УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА



34
12/48

73 - 36331

АННОТАЦИЯ

Данная лекция может служить учебным пособием для студентов при изучении курсов «Электронная и полупроводниковая техника, ч. II», «Электронные устройства автоматики, ч. II» и «Электронные цепи непрерывного и импульсного действия ч. I».

В лекции рассматриваются вопросы обратных связей в усилителях, анализируются три схемы включения активного элемента в усилительном каскаде, а также усилители с RC и трансформаторной связью.

Лекция является первым выпуском предполагаемой серии учебных пособий по названным выше курсам.

ГЛАВА 1. ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В УСИЛИТЕЛЯХ

Обратной связью в общем виде называют передачу части энергии из выходной цепи усилителя во входную цепь, т. е. энергия передается из цепи с более высоким уровнем сигнала в цепь с более низким его уровнем.

Обычно энергию, потребляемую цепью обратной связи (ОС), стремятся уменьшить до минимума; поэтому можно говорить о передаче напряжения цепью ОС (при минимальном токе) или тока (при минимальном напряжении) с выхода на вход усилителя.

В зависимости от того, как снимается ОС с выхода, различают ОС по току и ОС по напряжению. ОС по напряжению снимается пропорционально выходному напряжению. Эта связь исчезает при коротком замыкании нагрузки. ОС по току снимается пропорционально выходному току с дополнительного сопротивления, включенного в цепь выходного тока. Эта связь сохраняется и при коротком замыкании нагрузки.

Способы подачи ОС во входную цепь также могут быть различными. Если во входной цепи складываются напряжения ОС и входного сигнала, то такую связь называют последовательной, или связью со сложением напряжений. Если же во входной цепи складываются ток входного сигнала и ток цепи обратной связи, то такую связь называют параллельной. Таким образом, возможны четыре варианта схем обратных связей: а) последовательная обратная связь по напряжению; б) последовательная ОС по току; в) параллельная ОС по напряжению; г) параллельная ОС по току.

Кроме того, существует смешанная обратная связь: например, по току и по напряжению одновременно.

Рассмотрим более подробно свойства усилителя, охваченного ОС того или иного вида.

§ 1.1. Последовательная ОС по напряжению

Блок-схема усилителя с последовательной ОС по напряжению приведена на рис. 1.1.1.

Во входной цепи усилителя происходит сложение входного напряжения $U_{вх}$ и напряжения, снимаемого с четырехполюсника ОС $U_{ос} = \kappa \cdot U_{вых}$, т. е. напряжение непосредственно на входных зажимах усилителя U равно

$$U = U_{вх} + U_{ос}, \quad (1.1.1).$$

здесь κ — коэффициент передачи четырехполюсника ОС, в общем случае комплексная величина.

Выходная цепь усилителя представлена в виде зависимого генератора напряжения $K \cdot U$ с выходным сопротивле-

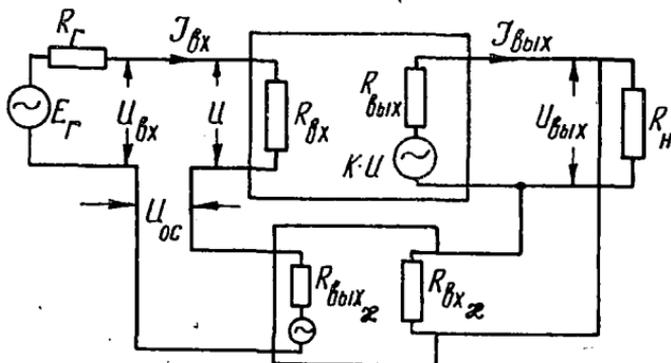


Рис. 1.1.1

нием $R_{вых}$, где K — коэффициент усиления усилителя при холостом ходе усилителя (т. е. при $R_n = \infty$). Выходное напряжение усилителя подается на четырехполюсник обратной связи с входным сопротивлением $R_{вх}$.

Очень часто четырехполюсник ОС представляет собой делитель на сопротивлениях, как это показано на рис. 1.1.2. В этом случае приближенно коэффициент передачи цепи ОС

$$\kappa = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (1.1.2)$$

Более точно

$$\kappa = \frac{R_1 \parallel (R_r + R_{вх})}{R_2 + [R_1 \parallel (R_r + R_{вх})]}$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя (зависит от частоты). Так как часто $\kappa \ll 1$, то $R_1 \ll R_2$ и $\kappa \approx \frac{R_1}{R_2}$ (1.1.3)

Входное сопротивление цепи ОС по рис. 1.1.2.

$$R_{вх*} = R_2 + [R_1 || (R_{вх} + R_Г)] \approx R_2$$

Выходное сопротивление цепи ОС

$$R_{вых*} = R_1 || (R_2 + R_Н) \approx R_1$$

Чтобы цепь ОС не шунтировала нагрузку, сопротивление $R_{ос} = R_1 + R_2$ выбирают много больше $R_Н$.

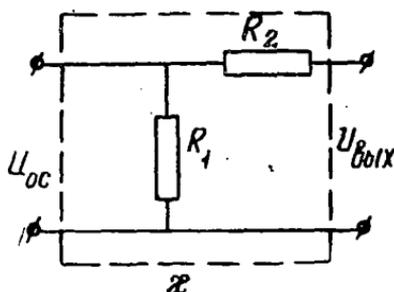


Рис. 1.1.2

Как уже указывалось, для входной цепи справедливо соотношение $U = U_{вх} \pm U_{ос}$. Если $U_{вх}$ и $U_{ос}$ складываются, то напряжение U непосредственно на входе усилителя становится больше $U_{вх}$, создаваемого генератором входного сигнала, что приводит к увеличению K усилителя. Это случай положительной обратной связи. Если $U_{вх}$ и $U_{ос}$ вычитаются, то $U < U_{вх}$ и обратная связь отрицательна. Сдвиг по фазе между $U_{вх}$ и $U_{ос}$ осуществляется как правило усилителем, поскольку цепь ОС строится часто на активных элементах (сопротивлениях). Поэтому наличие положительной или отрицательной ОС зависит от того, каков суммарный фазовый сдвиг, вносимый усилителем. При отрицательной ОС $U_{вых}$ и $U_{вх}$ находятся в противофазе (сдвинуты на π), следовательно, усилитель должен сдвигать на π фазу $U_{вых}$ по отношению к $U_{вх}$. При положительной ОС $U_{вых}$ и $U_{вх}$ совпадают по фазе.

а) Коэффициент усиления усилителя с ОС

В общем случае для входной цепи можно записать

$$U_{вх} \pm U_{ос} = U,$$

где «+» — соответствует положительной ОС, «-» — отрицательной.

Для выходной цепи, пренебрегая шунтирующим влиянием $R_{вх}$

$$I_{вых} = \frac{KU}{R_{вых} + R_H} = \frac{K(U_{вх} \pm U_{ос})}{R_{вых} + R_H},$$

где $U_{ос} = \kappa \cdot U_{вх} = \kappa I_{вых} R_H$, следовательно,

$$I_{вых} = \frac{KU_{вх}}{R_{вых} + R_H(1 \pm K\kappa)}$$

В этой формуле положительной ОС соответствует знак «-», отрицательной «+». Так как при введении ОС внешнее сопротивление нагрузки измениться не может, разделим числитель и знаменатель формулы (1.1.4) на $(1 \pm K\kappa)$, тогда

$$I_{вых} = \frac{\frac{K}{1 \pm K\kappa} U_{вх}}{\frac{R_{вых}}{1 \pm K\kappa} + R_H} = \frac{K_{ос} U_{вх}}{R_{вых ос} + R_H} \quad (1.1.4)$$

Анализируя формулу, можно видеть, что при введении отрицательной ОС по напряжению K при холостом ходе и $R_{вх}$ уменьшаются, а именно

$$K_{ос} = \frac{K}{1 + K\kappa} \quad (1.1.5)$$

$$R_{вых ос} = \frac{R_{вых}}{1 + K\kappa} \quad (1.1.6)$$

$1 + K\kappa$ — носит название глубины ОС.

Снижение коэффициента усиления при введении отрицательной ОС по напряжению сопровождается увеличением его стабильности. Для доказательства найдем относительное изменение $K_{ос}$ при изменении K

$$\begin{aligned} \frac{\partial K_{ос}}{K_{ос}} &= \frac{\partial \left(\frac{K}{1 + K\kappa} \right)}{\frac{K}{\kappa K + 1}} = \frac{\frac{\partial K (1 + K\kappa) - \kappa \partial K \cdot K}{(1 + K\kappa)^2}}{\frac{K}{1 + K\kappa}} = \\ &= \frac{\partial K}{K(1 + K\kappa)} = \frac{\frac{\partial K}{K}}{1 + K\kappa} \quad (1.1.7) \end{aligned}$$

Следовательно, относительная нестабильность коэффициента усиления при введении отрицательной ОС по напряжению уменьшается в $(1+K\kappa)$ раз. Если, например, усилитель без отрицательной ОС имел относительную нестабильность $\frac{\partial K}{K} = 30\%$, то при охвате его отрицательной ОС с глубиной $(1+K\kappa = 50)$ относительная нестабильность снизится до

$$\frac{\partial K_{oc}}{K_{oc}} = \frac{\frac{\partial K}{K}}{1+K\kappa} = \frac{30\%}{50} = 0,6\%.$$

Коэффициент усиления по напряжению при нагрузке K_u изменяется при введении отрицательной ОС аналогично K при холостом ходе. Покажем это. Без ОС $U_{вых} = U$ и

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U} = \frac{I_{вых} \cdot R_H}{U} = \frac{\frac{K}{R_{вых} + R_H} R_H}{U} = \frac{KR_H}{R_{вых} + R_H}; \quad (1.1.8)$$

При введении отрицательной ОС по напряжению

$$\begin{aligned} K_{u oc} &= \frac{R_H K_{oc}}{R_H + R_{вых oc}} = \frac{\frac{K}{1+K\kappa} R_H}{R_H + \frac{R_{вых}}{1+K\kappa}} = \\ &= \frac{KR_H}{R_H(1+K\kappa) + R_{вых}} = \frac{KR_H}{1 + \frac{K\kappa R_H}{R_H + R_{вых}}} = \frac{K_u}{1 + \kappa K_u}, \end{aligned}$$

$$\text{т. е. } K_{u oc} = \frac{K_u}{1 + \kappa K_u} \quad (1.1.9)$$

Следовательно, коэффициент усиления усилителя при включенной внешней нагрузке также снижается и стабилизируется. Увеличению стабильности $K_{u oc}$ способствует уменьшение $R_{вых oc}$, так как при этом изменение R_H меньше влияет на $U_{вых oc}$ ($K_{u oc}$).

В общем случае формулу 1.1.9 следует записать

$$K_{u oc} = \frac{K_u}{1 - (\pm \kappa K_u)}$$

Здесь знак при κK_u учитывает сдвиг по фазе U_{oc} по отношению к $U_{вх}$. Величина κK_u является важным параметром

усилителя. Физически она представляет собой коэффициент передачи петли обратной связи, т. е.

$$K_u \kappa = \frac{U_{\text{вых}}}{U} \cdot \frac{U_{\text{ос}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{U_{\text{ос}}}{U}$$

Безразмерная величина $K_u \kappa$ определяет значения K_u ос или $R_{\text{вых ос}}$ усилителя. Зависимость $\frac{K_{u \text{ос}}}{K_u} = f(K_u \kappa)$ проиллюстрирована графиком рис. 1.1.3. В области I, где $K_u \kappa < 0$ (отрицательная ОС) $\frac{U_{\text{ос}}}{U} < 1$. При этом повышается стабильность коэффициента усиления. Если $\kappa K_u \gg 1$, то

$$K_{u \text{ос}} = \frac{K_u}{\kappa K_u + 1} \approx \frac{1}{\kappa} \quad (1.1.10)$$

и не зависит от параметров усилительных элементов и нагрузки.

В области II $K_u \kappa > 0$ и ОС положительна. При этом $K_{u \text{ос}} > K_u$, но усилитель становится менее стабильным.

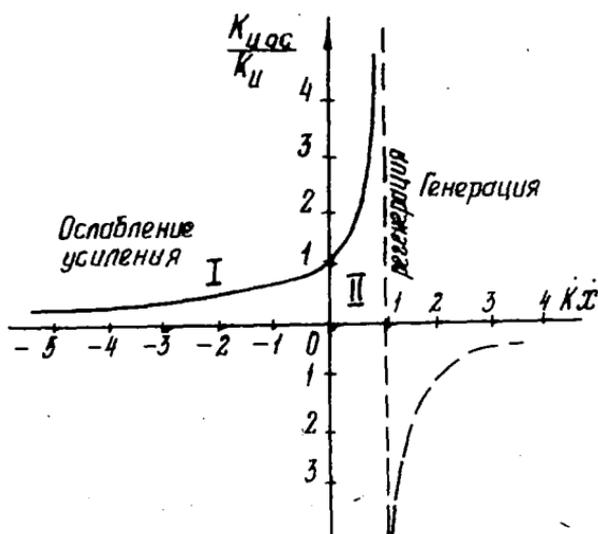


Рис. 1.1.3

При $K_u \kappa > 0$ и $\kappa K_u \rightarrow 1$ усиление стремится к бесконечности. При $K_{u \text{ос}} = \infty$ достаточно сколь угодно малого толчка на входе, чтобы на выходе появилось напряжение. Так как очень малые толчки напряжения во входной цепи

всегда существуют (тепловые флуктуации и пр.), то при $K_u \kappa = 1$ и $K_{u oc} = \infty$ на выходе усилителя всегда существует напряжение, а это значит, что усилитель самовозбуждается и становится генератором.

Таким образом, условия самовозбуждения усилителя $K_u \kappa \geq 1$. Рассмотрим отдельно амплитудные и фазовые соотношения в схеме, необходимые для возникновения генерации

$$1) |K| |\kappa| \geq 1, \text{ т. е. } \left| \frac{U_{oc}}{U} \right| \geq 1$$

Это условие говорит о том, что сигнал, поданный на вход через цепь обратной связи, должен быть не меньше первоначального толчка на входе усилителя

$$2) \varphi_{yc} + \varphi_{oc} = 0 (2\pi, 4\pi \text{ и т. д.}),$$

т. е. фаза сигнала, поданного на вход через цепь обратной связи, должна совпадать с фазой первоначального толчка на входе усилителя.

При одновременном выполнении условий 1) и 2) усилитель, охваченный цепью ОС, самовозбуждается.

б) Входное сопротивление усилителя, охваченного последовательной ОС по напряжению, определяется следующим образом. При включении цепи ОС, но $U_{oc} = 0$. $I_{вх} = \frac{U_{вх}}{R_{вх} + R_{вых} \kappa}$. При $U_{oc} \neq 0$ в случае отрицательной ОС

$$I_{вх} = \frac{U_{вх} - U_{oc}}{R_{вх} + R_{вых} \kappa} = \frac{U_{вх} - \kappa U_{вых}}{R_{вх} + R_{вых} \kappa}$$

Но так как $\kappa U_{вых} = \kappa K_{u oc} U_{вх}$, то

$$I_{вх} = \frac{U_{вх} (1 - \kappa K_{u oc})}{R_{вх} + R_{вых} \kappa} \quad \text{и}$$

$$R_{вх oc} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{R_{вх} + R_{вых} \kappa}{1 - \kappa K_{u oc}} \quad (1.1.11)$$

Подставляя в (1.1.11) вместо $K_{u oc}$ его значение из (1.1.9), получим $R_{вх oc} = [R_{вх} + R_{вых} \kappa] (1 + \kappa K_u)$ (1.1.12)

Если $R_{вых} \kappa \approx 0$, то $R_{вх oc} = R_{вх} (1 + \kappa K_u)$ (1.1.13).

Таким образом, входное сопротивление усилителя увеличивается в $(1 + \kappa K_u)$ раз при введении отрицательной ОС по напряжению. Это можно пояснить следующим образом: при введении U_{oc} в противофазе с $U_{вх}$ ток входной цепи

уменьшается, что воспринимается генератором входной величины как увеличение входного сопротивления.

в) Коэффициент усиления по току при последовательной отрицательной *ОС* по напряжению

$$K_{i\text{ос}} = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{\frac{U_{\text{вых ос}}}{R_{\text{н}}}}{\frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх ос}}}} = K_{u\text{ос}} \frac{R_{\text{вх ос}}}{R_{\text{н}}}$$

Подставляя значения $K_{u\text{ос}}$ и $R_{\text{вх ос}}$ из формул (1.1.9) (1.1.13), получим

$$K_{i\text{ос}} = \frac{K_u}{1 + K_u \kappa} \cdot \frac{R_{\text{вх}}(1 + K_u \kappa)}{R_{\text{н}}} = \frac{K_u R_{\text{вх}}}{R_{\text{н}}}$$

Таким образом, $K_{i\text{ос}} = K_i$, т. е. усиление по току при введении *ОС* по напряжению не меняется.

Выводы. Последовательная отрицательная *ОС* по напряжению снижает и стабилизирует коэффициент усиления по напряжению, снижает $R_{\text{вых}}$, приближая тем самым усилитель к идеальному источнику напряжения. Входное сопротивление увеличивается в $(1 + K_u \kappa)$ раз.

Физика процесса стабилизации коэффициента усиления K_u при введении отрицательной *ОС* по напряжению объясняется следующим образом.

Если за счет каких-либо факторов выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ или (K_u) изменилось на величину $\Delta U_{\text{вых}} (\Delta K_u)$, то напряжение обратной связи изменится на соответствующую величину $\Delta U_{\text{ос}}$. При этом, если $U_{\text{вых}}$ возросло, то повысится и напряжение обратной связи, что вызовет уменьшение напряжения $U = U_{\text{вх}} - U_{\text{ос}}$ на входе усилителя, а следовательно, уменьшение $U_{\text{вых}}$.

Таким образом, отрицательная *ОС* по напряжению всегда будет ограничивать изменения коэффициента усиления (выходного напряжения).

В связи с этим, отрицательная *ОС* по напряжению уменьшает частотные искажения в усилителе, улучшая ход амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик усилителя, как показано на рис. 1.1.4 для амплитудно-частотной характеристики усилителя с *РС*-связью.

Аналогичным путем может быть объяснено влияние отрицательной *ОС* на нелинейные искажения, возникающие в усилителе. Если в усилителе имеются нелинейные искажения (т. е. имеются высшие гармонические в составе выход-

ного напряжения), то на вход усилителя через цепь обратной связи будет подано не только напряжение основной частоты (полезный сигнал), но и высшие гармонические, возникающие в усилителе. Фазы гармоник при этом оказываются такими, при которых напряжение гармоник на выходе будет ослаблено. При этом конечно, будет снижаться и полезный сигнал, однако его величина на выходе может

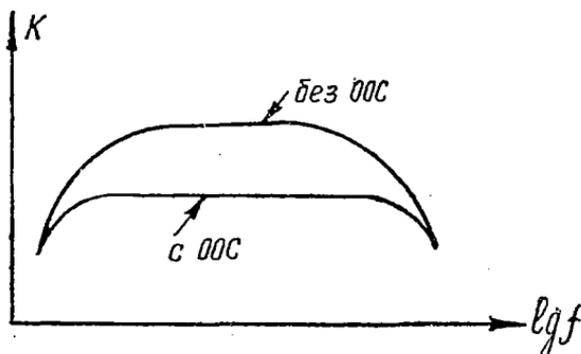


Рис. 1.1.4

быть увеличена до прежнего уровня путем повышения напряжения на входе за счет увеличения усиления в предыдущих каскадах, работающих без нелинейных искажений. В результате коэффициент нелинейных искажений усилителя к ОС $K_{f,oc}$ уменьшается при сохранении неизменной величины $U_{вых}$. Можно показать, что

$$K_{f,oc} = \frac{K_f}{1 + \alpha K_u}$$

Подобным же образом введение отрицательной ОС по напряжению уменьшает выходные напряжения помех и наводок, проникающих в усилитель.

§ 1.2. Последовательная обратная связь по току

Блок-схема усилителя в случае простейшей и наиболее распространенной цепи обратной связи по току изображена на рис. 1.2.1. Здесь напряжение обратной связи создается за счет протекания тока $I_{вых}$ по сопротивлению обратной связи R_{oc} , т. е. $U_{oc} = I_{вых} R_{oc}$.

Условия работы входной цепи в этом случае не отличаются от рассмотренных в предыдущем параграфе. Поэтому

$U = U_{\text{вх}} \pm U_{\text{ос}}$ где знак «+» соответствует положительной ОС по току, знак «-» — отрицательной. Ток выходной цепи определяется выражением

$$I_{\text{вых}} = \frac{KU}{R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}} + R_{\text{н}}} = \frac{K(U_{\text{вх}} \pm U_{\text{ос}})}{R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}} + R_{\text{н}}}$$

Подставляя $U_{\text{ос}} = I_{\text{вых}} R_{\text{ос}}$ и преобразуя, получим

$$I_{\text{вых}} = \frac{KU_{\text{вх}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}}(1 \pm K) + R_{\text{н}}} \quad (1.2.1)$$

Следовательно, при введении последовательной ОС по току

$$K_{\text{ос}} = K \quad (1.2.2)$$

и

$$R_{\text{выхос}} = R_{\text{вых}} + R_{\text{ос}}(1 \pm K) \quad (1.2.3)$$

т. е. усиление по напряжению при холостом ходе не меняется при введении последовательной ОС по току. Этот

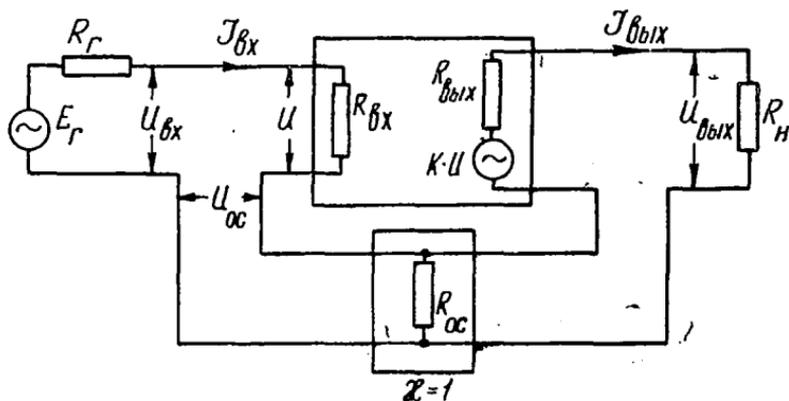


Рис. 1.2.1

факт легко объясним, поскольку в режиме х.х. обратная связь по току отсутствует. Выходное сопротивление схемы при отрицательной последовательной ОС по току возрастает на $R_{\text{ос}}(1+K)$. Коэффициент усиления по напряжению при включенной $R_{\text{н}}$

$$K_{u \text{ос}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_{\text{н}} \cdot I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{выхос}}} \quad (1.2.4)$$

Так как в случае отрицательной ОС $R_{\text{выхос}} > R_{\text{вых}}$, то $K_{u \text{ос}} < K_u$. Следовательно, при введении последовательной

отрицательной ОС по току K_u ос снижается; однако величина его становится менее стабильной с изменением $R_{в}$, т. е. последовательная обратная связь по току не стабилизирует коэффициент усиления по напряжению. При введении этого вида ОС стабилизируется крутизна усилителя. Покажем это.

Без обратной связи $S_{yc} = \frac{I_{вых}}{U}$.

С отрицательной обратной связью

$$S_{yc\ oc} = \frac{I_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_{вых}}{U + U_{oc}} = \frac{\frac{I_{вых}}{U}}{1 + \frac{I_{вых} R_{oc}}{U}};$$

Тогда

$$S_{yc\ oc} = \frac{S_{yc}}{1 + S_{yc} R_{oc}}. \quad (1.2.8)$$

Таким образом, при введении последовательной отрицательной ОС по току стабилизируется крутизна усилителя; величина ее не меняется при изменении внешних факторов (сопротивление нагрузки и пр.).

Поскольку условия работы входной цепи при данном виде ОС аналогичны, схеме по рис. 1.1.1., то очевидно что $R_{вх\ oc}$ в этом случае также увеличится (при отрицательной ОС).

Без вывода

$$\begin{aligned} R_{вх\ oc} &= \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = (R_{вх} + R_{oc}) \left(1 + K_u \frac{R_{oc}}{R_n}\right) = \\ &= (R_{вх} + R_{oc}) (1 + S_{yc} R_{oc}) \end{aligned} \quad (1.2.9)$$

§ 1.3. Параллельная обратная связь по току

Блок-схема усилителя с параллельной ОС по току представлена на рис. 1.3.1. В этой схеме выходная цепь усилителя представлена зависимым генератором тока I_2 с выходным сопротивлением $R_{вых}$. Цепь обратной связи представляет собою четырехполюсник с коэффициентом передачи $k_i = \frac{I_{oc}}{I_{вых}}$, входным сопротивлением $R_{вхх}$ и выходным сопротивлением $R_{выхх}$. Во входной цепи действует генератор тока I_1 с выходным сопротивлением $R_г$. Поскольку парал-

тельная ОС по току применяется, как будет далее показано, в усилителях тока, работающих от источников тока, то при выводе основных соотношений в схеме шунтирующим влиянием $R_{\text{ВЫХ}}$, R_{Γ} и $R_{\text{ВЫХ} \times}$ можно пренебречь, что приведет к существенному упрощению анализа.

1) Коэффициент усиления по току.

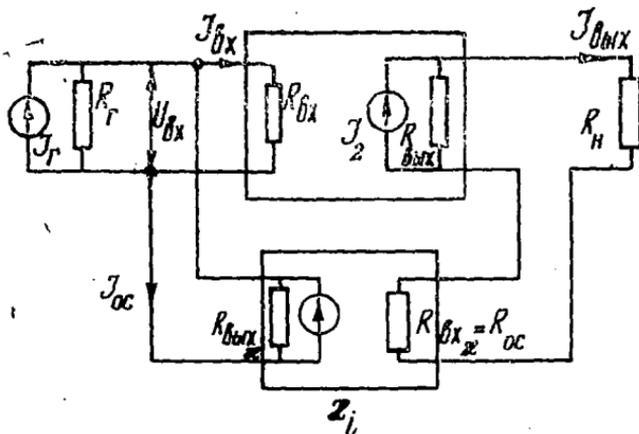


Рис. 1.2.2

Если $R_{\text{ВЫХ}} \gg R_{\text{Н}} + R_{\text{ВЫХ} \times}$ и $R_{\Gamma} \gg R_{\text{ВХ}} \parallel R_{\text{ВЫХ} \times}$, то для входной цепи в случае отрицательной обратной связи можно записать

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\Gamma} - I_{\text{ОС}}, \quad (1.3.1)$$

$$\text{где } I_{\text{ОС}} = \kappa_i I_{\text{ВЫХ}}, \quad (1.3.2)$$

т. е. ток на выходе усилителя равен разности токов I_{Γ} и $I_{\text{ОС}}$.

Для выходной цепи $I_{\text{ВЫХ}} = I_2 = K_i I_{\text{ВХ}}$, (1.3.3)
где K_i — коэффициент усиления по току в усилителе без ОС

$$K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\Gamma}} \quad (\text{т. к. без ОС } I_{\Gamma} = I_{\text{ВХ}})$$

Подставив в (1.3.3) значение $I_{\text{ВХ}}$ из (1.3.1), получим

$$I_{\text{ВЫХ}} = I_2 = K_i (I_{\Gamma} - I_{\text{ОС}}) = K_i (I_{\Gamma} - \kappa_i I_{\text{ВЫХ}})$$

или $I_{\text{ВЫХ}} (1 + \kappa_i K_i) = K_i I_{\Gamma}$.

$$\text{Тогда } K_{I \text{ ОС}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\Gamma}} = \frac{K_i}{1 + \kappa_i K_i} \quad (1.3.4)$$

Таким образом, параллельная отрицательная ОС по току снижает усиление по току в $1 + \kappa_i K_i$ раз, стабилизируя его величину. Очевидно, что при воздействии различных дестабилизирующих факторов (изменение нагрузки, частоты и пр.) $K_{i\text{ос}}$ будет более стабильным, так как

$$\frac{dK_{i\text{ос}}}{K_{i\text{ос}}} = \frac{dK_i}{K_i} \frac{1}{1 + \kappa_i K_i}$$

Если шунтирующим влиянием R_{Γ} и $R_{\text{ВЫХ}}$ пренебречь нельзя, то полученная формула (1.3.4) должна быть изменена следующим образом. С учетом R_{Γ} и $R_{\text{ВЫХ}}$

$$K_{i\text{ос}}^{\text{без ОС}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\Gamma}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_2} \cdot \frac{I_2}{I_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{I_{\text{ВХ}}}{I_{\Gamma}} = A_i \xi_{\text{ВХ}} \xi_{\text{ВЫХ}}, \quad (1.3.5)$$

где $A_i = \frac{I_2}{I_{\text{ВХ}}}$ — коэффициент усиления усилителя по току при $R_{\text{ВЫХ}} = \infty$ и $R_{\Gamma} = \infty$.

$\xi_{\text{ВХ}} = \frac{I_{\text{ВХ}}}{I_{\Gamma}} = \frac{g_{\text{ВХ}}}{g_{\text{ВХ}} + g_{\Gamma} + g_{\text{ВЫХ}}}$ — коэффициент, показывающий, какая доля тока I_{Γ} ответвляется во входную цепь

$\xi_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ВХ}} + R_{\text{Н}}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_2}$ — коэффициент, определяющий, какая доля тока генератора I_2 протекает в цепи нагрузки.

При обратной связи

$$K_{i\text{ос}} = \frac{K_i}{1 + \kappa_i K_i} = \frac{A_i \xi_{\text{ВХ}} \xi_{\text{ВЫХ}}}{1 + \kappa_i A_i \xi_{\text{ВХ}} \xi_{\text{ВЫХ}}} \quad (1.3.5)$$

2) Коэффициент усиления по напряжению без обратной связи

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}} R_{\text{Н}}}{I_{\Gamma} R_{\Gamma}} = K_i \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\Gamma}}. \quad (1.3.7)$$

При введении отрицательной ОС

$$\begin{aligned} K_{u\text{ос}} &= K_{i\text{ос}} \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\Gamma}} = \frac{K_i}{(1 + \kappa_i K_i)} \cdot \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\Gamma}} = \\ &= \frac{K_u}{1 + \kappa_i K_i} = \frac{K_u}{1 + \kappa_i K_u \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{Н}}}}. \end{aligned} \quad (1.3.8)$$

Т. е. K_u ос уменьшается по величине и стабилизируется, но при изменении R_{Γ} и R_{Π} K_u ос также меняется.

3) Входная проводимость при отрицательной ОС и $R_{\Gamma} = \infty$ может быть найдена из соотношения

$$\begin{aligned} g_{вх ос} &= \frac{I_{\Gamma}}{R_{вх}} = \frac{I_{вх} + I_{ос}}{R_{вх}} = \frac{I_{вх} + \kappa_i K_i I_{вх}}{R_{вх}} = \\ &= \frac{I_{вх} (1 + K_i \kappa_i)}{R_{вх}} = g_{вх} (1 + \kappa_i K_i), \end{aligned} \quad (1.3.9)$$

При преобразованиях учтено, что $I_{ос} = \kappa_i I_{вых} = \kappa_i K_i I_{вх}$ и что входная проводимость без ос $g_{вх} = \frac{I_{вх}}{R_{вх}}$;

Более точно, с учетом входной проводимости цепи ос

$$g_{вх ос} = (g_{вх} + g_{вых \kappa}) (1 + \kappa_i K_i) \quad (1.3.10)$$

Следовательно, входная проводимость схемы при введении параллельной отрицательной ОС увеличивается в $(1 + \kappa_i K_i)$ раз. Увеличение входной проводимости при введении ОС объясняется тем, что вход усилителя в этом случае шунтируется цепью ОС потребляющей дополнительный ток $I_{ос}$, вследствие чего $\gamma_{вх ос}$ увеличивается.

4) Выходное сопротивление может быть найдено из соотношения

$$R_{вых ос} = \frac{U_{кх} (R_{\Pi} = \infty)}{I_{кз} (R_{\Pi} = 0)}$$

При $R_{\Pi} = \infty$ ОС по току исчезает. Поэтому $U_{кх} = I_2 R_{вых} = K_i I_{\Gamma} R_{вых}$.

При $R_{\Pi} = 0$ $I_{кз} = I_2 \frac{R_{вых}}{R_{вых} + R_{вх}} \approx I_2 = K_i I_{\Gamma}$

Тогда $R_{вых ос} = \frac{U_{кх}}{I_{кз}} = \frac{K_i I_{\Gamma} R_{вых}}{K_i I_{\Gamma}} = R_{вых} (1 + \kappa_i K_i)$ (1.3.11)

Если не пренебрегать делением тока генератора I_{Γ} между $R_{вых}$ и $R_{ос}$, то формула (1.3.11) будет получена в следующем виде $(R_{вых} + R_{вх \kappa}) (1 + \kappa_i K_i)$.

Таким образом, введение параллельной отрицательной обратной связи по току уменьшает и стабилизирует K_i ос, увеличивает $R_{вых}$ схемы и снижает $R_{вх}$. При больших выходных сопротивлениях усилитель является усилителем тока. Малое входное сопротивление усилителя, охваченного

обратной отрицательной связью данного типа, делает целесообразной его работу в случае включения на входе источников тока.

При введении положительной обратной связи по току во входной цепи усилителя ток генератора и ток цепи ОС суммируются, т. е. $I_{вх} = I_{Г} + I_{ОС}$, поэтому в формулах данного параграфа перед членом $k_i K_i$ должен быть поставлен знак (-).

§ 1.4. Параллельная обратная связь по напряжению

Блок-схема усилителя с данным видом связи изображена на рис. 1.4.1а. Обычно R_1 в цепи обратной связи не ставит-

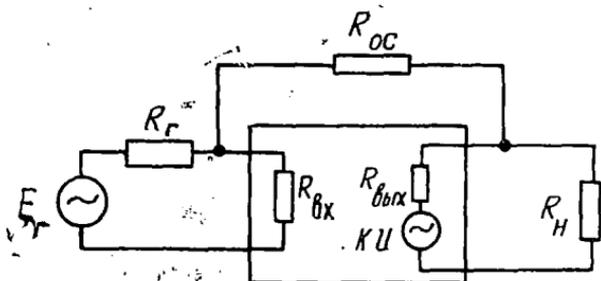
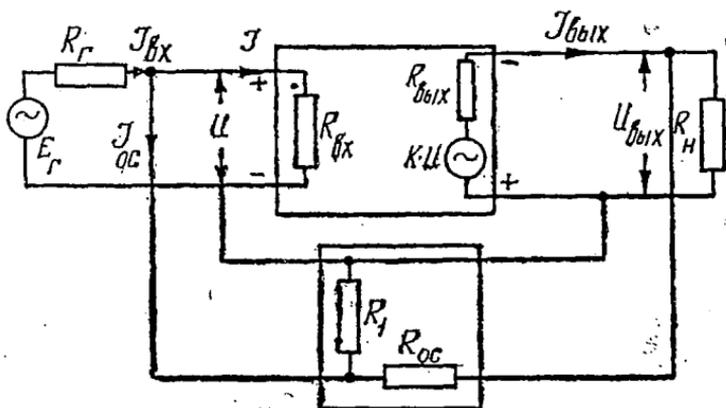


Рис. 1.4.1

ся, вследствие чего блок-схему усилителя с параллельной о. с. изображают обычно, как показано на рис. 1.4.1б. В дальнейшем будем иметь в виду именно эту схему. Несмотря на то, что во входной цепи при параллельной о. с. скла-

Ученый сотрудник
научно-исследовательского
института для СССР
ЭЛЕКТРОН
ИНСТИТУТ РАДИОТЕХНИКИ

дываются токи, при анализе данной схемы часто вводят коэффициент передачи цепи о. с., равный отношению напряжений:

$$\kappa = \frac{U_{oc}}{U_{вых}}$$

где U_{oc} — напряжение, пропорциональное $U_{вых}$, переданное через цепь OC на вход усилителя.

Выделение напряжения U_{oc} происходит на сопротивлении $R_{г}$, зашунтированном $R_{вх}$ усилителя. К входу усилителя прикладывается также часть э.д.с. входного сигнала $E_{г}$. Поэтому для нахождения результирующего входного напряжения U можно воспользоваться методом суперпозиции.

При $U_{вых}=0$ ($R_{н}=0$) напряжение $U=U'$ на входе от воздействия $E_{г}$ равно (рис. 1.4.2)

$$U' = E_{г} \frac{R_{вх} \parallel R_{oc}}{R_{г} + R_{вх} \parallel R_{oc}} = \gamma E_{г}. \quad (1.4.1)$$

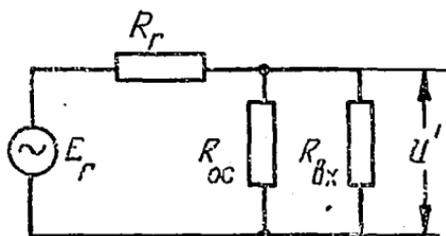


Рис. 1.4.2

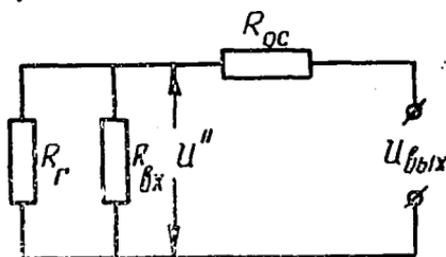


Рис. 1.4.3

При $E_{г}=0$ напряжение $U=U''$ на входе усилителя, поступающее через цепь обратной связи с выхода, равно (рис. 1.4.3)

$$U'' = \frac{U_{вых} R_{вх} \parallel R_{г}}{R_{oc} + R_{вх} \parallel R_{г}} = \kappa U_{вых}. \quad (1.4.2)$$

Полное входное напряжение $U=U' \pm U'' = \gamma E_{г} \pm \kappa U_{вых}$ (1.4.3)

Знак «+» в случае положительной OC , «-» в случае отрицательной OC . Для выходного тока справедливо соотноше-

ние $I_{\text{вых}} = \frac{K \cdot U}{R_{\text{вых}} + R_H}$ (1.4.4), если $R_{oc} \gg R_H$. Подставив в (1.4.4) значение U из (1.4.3) получим

$$I_{\text{вых}} = \frac{K\gamma E_{\Gamma} \pm K\kappa U_{\text{вых}}}{R_{\text{вых}} + R_H} = \frac{K\gamma E_{\Gamma} \pm K\kappa I_{\text{вых}} R_H}{R_{\text{вых}} + R_H}.$$

Отсюда

$$I_{\text{вых}} = \frac{K\gamma E_{\Gamma}}{R_{\text{вых}} + R_H (1 \mp K\kappa)}$$

Или, поделив на $1 \mp K\kappa$

$$I_{\text{вых}} = \frac{\frac{K\gamma}{1 \mp K\kappa} E_{\Gamma}}{\frac{R_{\text{вых}}}{1 \mp K\kappa} + R_H} = \frac{K_{oc} E_{\Gamma}}{R_{\text{вых} oc} + R_H} \quad (1.4.5)$$

Итак, при х.х.

$$K_{oc} = \frac{K\gamma}{1 \mp K\kappa} \quad (1.4.6)$$

Аналогично, в нагруженном усилителе

$$K_{u oc} = \frac{K_u \gamma}{1 \mp K_u \kappa} \quad (1.4.7)$$

При $K_u \kappa \gg 1$ и $K_u \kappa < 0$ (связь отрицательная).

$$K_{u oc} = \frac{\gamma}{\kappa} = \frac{R_{oc} \parallel R_{\text{вх}} (R_{oc} + R_{\text{вх}} \parallel R_{\Gamma})}{(R_{\Gamma} + R_{oc} \parallel R_{\text{вх}}) R_{\text{вх}} \parallel R_{\Gamma}} = \frac{R_{oc}}{R_{\Gamma}} \quad (1.4.8)$$

Следовательно, при глубокой отрицательной OC по напряжению $K_{u oc}$ очень стабильно и определяется соотношением сопротивлений. При изменении R_{Γ} $K_{u oc}$ также меняется.

Выходное сопротивление из (1.4.5)

$$R_{\text{вых} oc} = \frac{R_{\text{вых}}}{1 \pm K\kappa}, \quad (1.4.9)$$

т. е. выходное сопротивление усилителя при введении параллельной отрицательной OC по напряжению уменьшается, что стабилизирует $U_{\text{вых}}$ при изменении нагрузки. Входная проводимость

$$g_{\text{вх} oc} = \frac{I_{\text{вх}}}{U} = \frac{I + I_{oc}}{U}$$

так как $I = I_{вх} - I_{ос}$ при отрицательной обратной связи.

$$\text{Ток } I_{ос} \text{ равен } I_{ос} = \frac{U + U_{вых}}{R_{ос}} = (U + U_{вых}) \cdot g_{ос}$$

$$\begin{aligned} \text{Тогда } g_{вх ос} &= \frac{I}{U} + \frac{I_{ос}}{U} = \frac{I}{U} + \frac{U + U_{вых}}{U} g_{ос} = \\ &= g_{вх} + g_{ос} (1 + K_u) \end{aligned} \quad (1.4.10)$$

В случае высоких $R_{вх}$ ($g_{вх} \approx 0$), что имеет место в ламповых усилителях

$$R_{вх ос} = \frac{R_{ос}}{1 + K_u} \quad (1.4.11)$$

и очень невелико при больших K_u .

Таким образом, параллельная отрицательная ОС по напряжению стабилизирует K_u , снижает величину $R_{вых}$ и $R_{вх}$.

Этот вид ОС широко используется в решающих усилителях.

ГЛАВА 2. ОДНОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМПАХ И ТРАНЗИСТОРАХ

Активные элементы усилителей — электронные лампы и транзисторы — могут быть включены тремя способами, обеспечивающими усиление мощности сигнала.

Электронная лампа: а) по схеме с общим для входной и выходной цепи катодом (ОК), заземленным для переменной составляющей тока или напряжения; б) по схеме с общим анодом (ОА); в) по схеме с общей сеткой (ОС).

При любой схеме включения лампы должны соблюдаться следующие требования:

1) сетка лампы должна иметь отрицательный потенциал относительно катода, во избежание появления сеточных токов,

2) анод лампы должен находиться под положительным потенциалом относительно катода и сетки.

Биполярный транзистор: а) по схеме с общим для входной и выходной цепи эмиттером (ОЭ), заземленным для переменной составляющей тока; б) по схеме с общим коллектором (ОК); в) по схеме с общей базой (ОБ).

При любой схеме включения транзистора должно обеспечиваться протекание базового и коллекторного токов.

Униполярный (полевой) транзистор: а) по схеме с общим истоком (ОИ); б) по схеме с общим стоком (ОС) и в) по схеме с общим затвором (ОЗ).

Применение в усилителе того или иного типа усилительного элемента, включенного одним из 3-х возможных способов, определяет свойства данного усилителя.

§ 2.1. Усилители на электронных лампах

2.1.1. Усилитель по схеме с общим катодом (ОК)

Схема усилителя с общим катодом приведена на рисунке 2.1.1. Назначение элементов схемы следующее: резистор R_a — токозадающий, устанавливающий ток в анодной цепи

лампы Λ , который протекает под действием источника питания E_a . Иногда R_a является также сопротивлением нагрузки, отсюда происходит второе название каскада — с анодной нагрузкой. На резисторе R_a выделяется усиленное напряжение сигнала. Источник E_{c0} создает отрицательное напряжение на сетке лампы относительно катода, для обеспечения работы лампы Λ без сеточных токов. Резистор R_c — так называемый резистор утечки сетки, обеспечивает гальваническую связь сетки с катодом и позволяет случайным электронам, попадающим на сетку, стекать на землю. При отсутствии R_c сетка заряжается перехвачен-

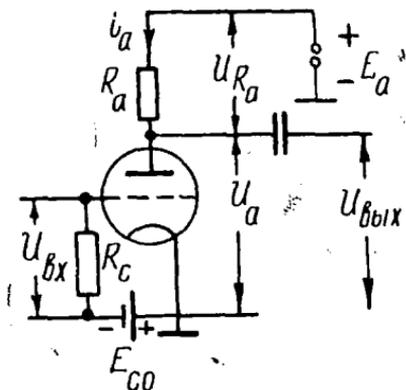


Рис. 2.1.1

ными ею электронами до какого-то неконтролируемого и изменяющегося при работе потенциала, что нарушает нормальную работу усилителя.

Если сигнал на входе усилителя равен нулю, то в анодной цепи течет ток $i_a = I_{a0}$ (ток покоя), определяемый величинами E_a , R_a и E_{c0} . При этом напряжение E_a распределяется между лампой и R_a в соответствии с величиной сопротивления резистора R_a и лампы. Напряжение на аноде лампы относительно катода в режиме покоя $u_a = U_{a0}$.

Если на вход усилителя подано переменное синусоидальное напряжение $u_{вх} = U_{вх} \sin \omega t$, то потенциал сетки начнет меняться от $u_{c1} = -E_{c0} + U_{вх}$ до $u_{c2} = -E_{c0} - U_{вх}$. При этом ток i_a лампы меняется и меняется потенциал анода, поскольку $u_a = E_a - i_a R_a$, т. е. на выходе схемы (рис. 2.1.1) получается переменное усиленное напряжение. Усиление обеспечивается за счет того, что небольшие изменения потенциала сетки управляют изменением тока большей величины, текущего в высокоомной цепи.

Графический анализ усилителя применяется при больших входных сигналах, когда использование малосигнальных параметров лампы (μ , S , R_i) приводит к ошибкам за счет непостоянства этих параметров при изменении i_a и u_a . Графический анализ очень нагляден и позволяет лучше уяснить работу схемы.

Для проведения графического анализа на семействе анодных (выходных) характеристик лампы рис. 2.1.2 строится так называемая линия нагрузки, т. к. зависимость $i_a = f(U_a)$ при включенном резисторе R_a . Эта зависимость может быть построена по формуле

$$i_a = \frac{E_a - u_a}{R_a} \quad (2.1.1)$$

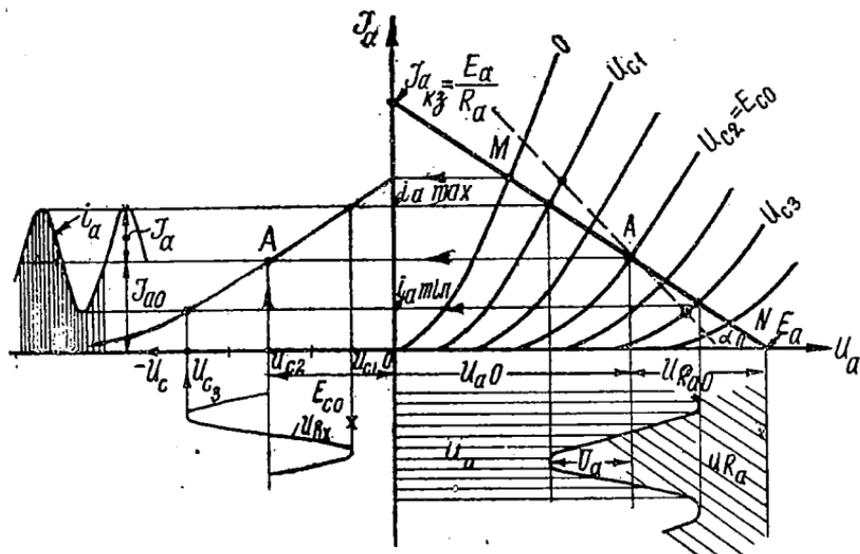


Рис. 2.1.2

по точкам холостого хода и короткого замыкания цепи лампы. В режиме х.х. анодной цепи $i_a = 0$ и $u_a = E_a$. При КЗ лампы $u_a = 0$ и $i_a = \frac{E_a}{R_a}$. Легко видеть, что наклон линии нагрузки определяется резистором R_a , а именно

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{m_i}{R_a \cdot m_u}, \quad (2.1.2)$$

где α — угол наклона линии нагрузки к оси абсцисс на рис. 2.1.2,

m_i и m_u — масштабные коэффициенты для тока и напряжения, размерность которых $\frac{\text{ма}}{\text{мм}}$, $\frac{\text{в}}{\text{мм}}$; R_a — в кОм .

При работе лампы в схеме ток ее всегда определяется точкой пересечения какой-либо анодной характеристики с

линией нагрузки, т. е. рабочая точка всегда перемещается по линии нагрузки.

Графический анализ усилителя по существу представляет собою известный из электротехники графический способ нахождения тока в цепи, состоящей из последовательно включенных линейного (R_a) и нелинейного (лампа) сопротивлений. Нелинейное сопротивление в рассматриваемом случае является управляемым, вследствие чего ток в цепи зависит от потенциала сетки лампы.

В режиме покоя ($U_{вх}=0$) в классе усиления А рабочая точка обычно выбирается в середине линейного отрезка динамической анодно-сеточной характеристики, т. е. в середине отрезка MN (например в точке А) рис. 2.1.2. Тогда требуемое смещение на сетке равно $|E_{с0}| = u_{с2}$. При подаче $u_{вх} = U_{вх} \sin \omega t$ напряжение на сетке меняется от $u_{с1}$ до $u_{с3}$, а ток лампы меняется от $i_{a \text{ min}}$ до $i_{a \text{ max}}$. Величина тока определяется точками пересечения соответствующих анодных характеристик с линией нагрузки, или соответствующими точками динамической анодно-сеточной характеристики. Если анодные характеристики равноотстоят друг от друга при одинаковых изменениях $u_{с}$, то ток i_a будет пульсировать с огибающей, изменяющейся по синусоидальному закону с амплитудой I_a . Напряжение на аноде лампы также пульсирует и содержит синусоидальную переменную составляющую с амплитудой U_a , находящуюся в противофазе по отношению к $U_{вх}$, что справедливо для активной нагрузки.

Сдвиг по фазе на 180° между переменным напряжением на аноде и входным сигналом объясняется тем, что при более положительном $U_{вх}$ напряжение на сетке относительно катода $U_{ск}$ растёт, приближаясь к нулю, и ток лампы увеличивается. Возрастающий ток увеличивает падение напряжения на R_a , а напряжение на аноде лампы уменьшается. Так как выходное напряжение усилителя снимается обычно с анода лампы относительно земли, то говорят, что каскад с общим катодом поворачивает фазу усиливаемого сигнала на 180° (π).

Пользуясь построениями рис. 2.1.2 можно определить усиление каскада с анодной нагрузкой по напряжению $K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_a}{U_{ax}}$ и мощность, рассеиваемую лампой в режиме покоя $P_{a0} = U_{a0} I_{a0}$. (2.1.3)

При подаче сигнала $U_{вх}$ переменная мощность, выделяемая в R_a

$$P_{Ra} = I_{a\text{эф}} \cdot U_{a\text{эф}} = \frac{I_a}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_a}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} I_a U_a = \frac{1}{2} I_a^2 R_a \quad (2.1.4)$$

Следует подчеркнуть, что переменные составляющие напряжения на аноде лампы и на резисторе R_a равны и противоположны по фазе, так как при увеличении U_a на какую-либо величину, U_{Ra} уменьшится на ту же величину. Сумма этих напряжений всегда равна E_a . Вследствие этого $P_{a\sim} = P_{Ra\sim}$. Полная мощность, выделяемая в резисторе R_a , равна сумме постоянной и переменной составляющих (так как изменение тока и напряжения в R_a происходит синфазно).

$$P_{Ra} = U_{Ra} \cdot I_{a0} + \frac{1}{2} I_a^2 R_a \quad (2.1.5a)$$

Полная мощность, выделяемая в лампе, равна разности постоянной и переменной составляющих (так как переменные составляющие тока и напряжения лампы находятся в противофазе)

$$P_a = U_{a0} I_{a0} - \frac{1}{2} I_a^2 R_a. \quad (2.1.5b)$$

Мощность, отбираемая от источника питания,

$$P_E = P_{Ra} + P_a = I_{a0} E_a. \quad (2.1.6)$$

При расчете усилителя на заданное $U_{вых}$ следует удовлетворять следующим очевидным для режима А соотношениям:

$$U_{a0} > U_{a\sim} = U_{вых}, \quad I_{a0} > I_{a\sim}, \quad P_{a0} < P_{a\text{доп}},$$

где $P_{a\text{доп}}$ — допустимая мощность, рассеиваемая лампой.

Реальная схема усилителя

Приведенная на рис. 2.1.1 схема усилителя с ОК неудобна, так как требует два источника питания (E_a и E_{co}). К тому же включение нагрузки непосредственно в анодную цепь не всегда допустимо, так как это приводит к протеканию через нагрузку тока покоя I_{a0} . Поэтому практическая схема усилителя строится, как показано на рис. 2.1.3.

Здесь отрицательный потенциал на сетке относительно катода создается цепью $C_k R_k$, называемой звеном автомати-

ческого смещения. При протекании тока покоя I_{a0} через резистор R_K на нем создается падение напряжения $U_K = I_{a0}R_K$, обеспечивающее положительный потенциал на катоде относительно земли. Сетка через резистор R_C заземлена. В результате потенциал сетки относительно катода равен

$$U_{CK} = U_C - U_K = -I_{a0}R_K.$$

Величина R_K выбирается из соотношения

$$R_K = \frac{|E_{c0}|}{I_{a0}}. \quad (2.1.7)$$

Переменная составляющая тока лампы I_a отфильтровывается конденсатором C_K . Его величина выбирается такой,

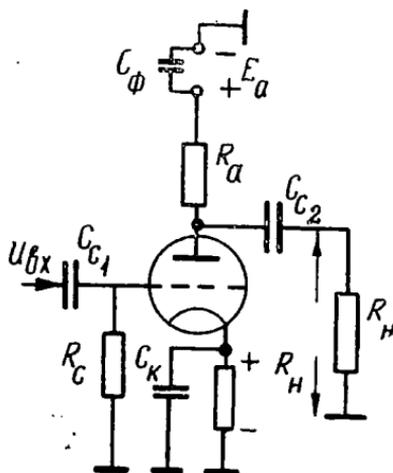


Рис. 2.1.3

чтобы напряжение на зажимах R_K было практически постоянно при самой низкой частоте входного сигнала.

Включение нагрузочного резистора R_n в усилителе осуществляется через разделительный элемент — трансформатор или конденсатор, как в схеме рис. 2.1.3. При этом в случае разделительного конденсатора сопротивление в анодной цепи для постоянного тока I_{a0} определяется резистором R_a , а для переменной составляющей тока I_a — резисторами R_a и R_n , которые оказываются включенными параллельно через источник питания E_a , внутреннее сопротивление

ние которого пренебрежимо мало для переменной составляющей тока за счет включения фильтра C_{Φ} на выходе источника питания. Таким образом для переменного тока эквивалентное сопротивление нагрузки $R_{aH} = R_a || R_H$. Линия нагрузки для переменного тока, показанная пунктиром на рис. 2.1.2 идет под углом $\varphi = \text{arctg} \frac{m_i}{m_u R_{aH}}$ и проходит через точку покоя A , так как при $U_{вх} = 0$ рабочая точка лампы должна оказаться в точке A .

Поскольку R_{aH} всегда меньше R_a , то линия нагрузки для переменного тока идет круче, т. е. вследствие включения внешней нагрузки $U_{вх}$ и K_u уменьшаются, а переменный ток лампы I_a — увеличивается.

При известном I_a доля переменного тока, ответвляющегося в нагрузку, равна

$$I_n = I_a \frac{R_a}{R_a + R_H} = I_a \frac{R_{aH}}{R_a}.$$

Расчет усилителя ОК в области средних частот

Для проведения расчета необходимо установить зависимость анодного тока от параметров схемы.

Как известно, ток лампы является функцией сеточного и анодного напряжений, т. е.

$$i_a = f(u_{ак}, u_{ск}).$$

Найдем приращение тока при изменении $u_{ак}$ и $u_{ск}$. Очевидно

$$di_a = \left(\frac{\partial i_a}{\partial u_{ск}} \right)_{u_{ак} = \text{const}} du_{ск} + \left(\frac{\partial i_a}{\partial u_{ак}} \right)_{u_{ск} = \text{const}} du_{ак}. \quad (2.1.8)$$

Здесь $\left(\frac{\partial i_a}{\partial u_{ск}} \right)_{u_{ак} = \text{const}} = S$, где S — статическая крутизна лампы,

$$\left(\frac{\partial i_a}{\partial u_{ак}} \right)_{u_{ск} = \text{const}} = \frac{1}{R_i}, \text{ где } R_i \text{ — внутреннее дифференциальное сопротивление лампы.}$$

Если понимать под приращениями амплитуду малых переменных составляющих тока лампы и напряжения на ней, то выражение (2.1.8) запишется следующим образом

$$I_a = S U_{ск} + \frac{U_{ак}}{R_i} \quad (2.1.9)$$

В каскаде OA $U_{ок} = U_{вх}$, а при $R_H = \infty$ $U_{ан} = -I_a R_a$ (из выражения 2.1.1). Тогда

$$I_a = S U_{вх} - \frac{I_a R_a}{R_i}$$

или

$$I_a = \frac{S R_i U_{вх}}{R_a + R_i} = \frac{\mu U_{вх}}{R_a + R_i} \quad (2.1.10)$$

Зная амплитуду переменной составляющей тока I_a , найдем $U_{вых}$ и K .

$$U_a = U_{вых} = -I_a R_a = -\frac{\mu R_a}{R_a + R_i} U_{вх} \quad (2.1.11)$$

Знак минус показывает, что $U_{вых}$ находится в противофазе с $U_{вх}$. Коэффициент усиления K

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{\mu R_a}{R_a + R_i} \quad (2.1.12a)$$

или

$$K = \frac{-S R_i R_a}{R_a + R_i} = -S R_{ai}, \quad (2.1.12b)$$

где $R_{ai} = R_a \parallel R_i$.

Таким образом, коэффициент усиления схемы OK меньше статического коэффициента усиления лампы. При $R_a \gg R_i$ $K \rightarrow \mu$. Обычно значения R_a берут в пределах $R_a = (2 \div 5) R_i$. Большие значения R_a приводят к росту E_a , не увеличивая заметно K схемы, т. к. уменьшается ток лампы и растет ее R_i . При выборе R_a в указанных пределах $K = (0,7 \div 0,8) \mu$.

Если резистор нагрузки R_H включен через разделительный конденсатор, то эквивалентное сопротивление нагрузки $R_{ан} = R_a \parallel R_H$ и

$$K = \frac{\mu R_{ан}}{R_{ан} + R_i} \quad (2.1.13)$$

В ламповых каскадах часто интересуются значением динамической крутизны усилителя, т. е. $S_\partial = \frac{I_a}{U_{вх}}$.

Для усилителя по схеме OK из 2.1.10 получим

$$S_\partial = \frac{\mu U_{вх}}{(R_a + R_i) U_{вх}} = \frac{\mu}{R_a + R_i} = \frac{S R_i}{R_a + R_i} \quad (2.1.14)$$

Таким образом $\hat{S}_o < \hat{S}_{\text{лампы}}$. Величина \hat{S}_o увеличивается при $R_a \ll R_i$

Эквивалентная схема выходной цепи усилителя ОК

Эквивалентная схема может быть получена из выражения 2.1.10, которое свидетельствует, что усилитель с ОК для переменного тока выходной цепи в области средних частот может быть заменен генератором напряжения $\mu U_{\text{вх}}$ с внутренним сопротивлением R_i и внешней нагрузкой R_a

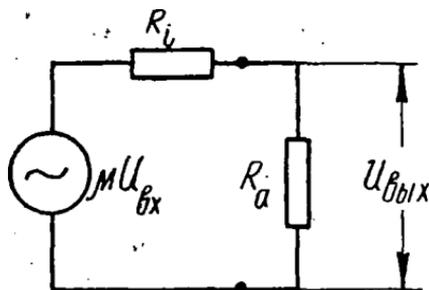


Рис. 2.14а

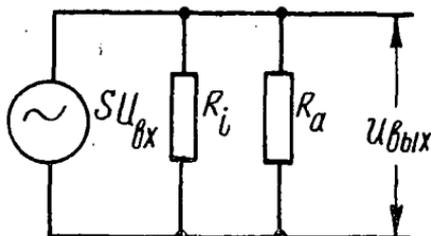


Рис. 2.1.46

(рис. 2.1.4а) или генератором тока $S U_{\text{вх}}$ с выходной проводимостью $\frac{1}{R_i}$ (рис. 2.1.46). Следовательно, выходное сопротивление усилителя со стороны выходных зажимов равно R_i .

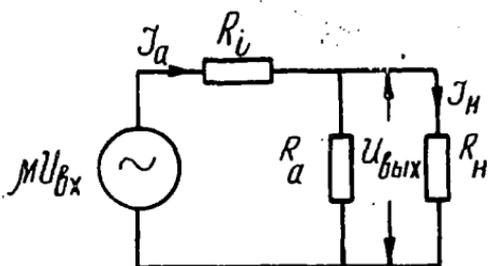


Рис. 2.1.5

В случае включения резистора нагрузки через разделительный конденсатор на частотах, когда $X_{C\text{с}2} = 0$, эквивалентная схема с генератором напряжения примет вид, пока-

занный на рис. 2.1.5. При этом выходное сопротивление со стороны внешней нагрузки равно

$$R_{\text{вых н}} = R_a \parallel R_i. \quad (2.1.15)$$

Это значение $R_{\text{вых н}}$ можно получить используя метод холостого хода и короткого замыкания.

При $R_{\text{н}} = \infty$ напряжение на нагрузке $U_{\text{хх}} = \frac{\mu R_a U_{\text{вх}}}{R_a + R_i}$,

при $R_{\text{н}} = 0$ ток отбираемый от генератора $I_{\text{кз}} = \frac{\mu U_{\text{вх}}}{R_i}$.

Отсюда $R_{\text{вых н}} = \frac{U_{\text{хх}}}{I_{\text{кз}}} = \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$.

Входное сопротивление усилителя

Полная эквивалентная схема каскада ОК по рис. 2.1.1 для переменного тока с учетом междуэлектродных емкостей лампы $C_{\text{ак}}$, $C_{\text{ск}}$, $C_{\text{са}}$ и входной цепи изображена на рис. 2.1.6.

Как видно, связь между выходной, анодной (точка А), и входной сеточной (точка С), цепью осуществляется через

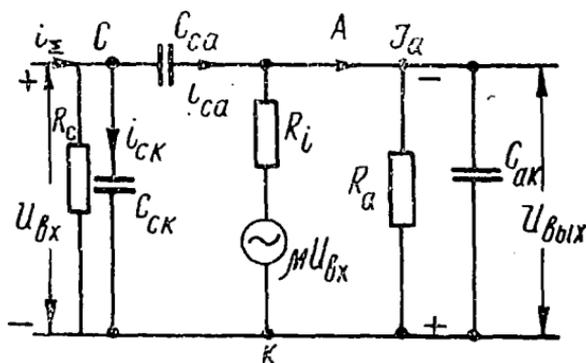


Рис. 2.1.6

емкость $C_{\text{са}}$ (при отсутствии сеточного тока). Вследствие того, что ток утечки емкости $C_{\text{са}}$ много меньше анодного тока, влиянием внутренней связи между входом и выходом в каскаде при анализе выходной (анодной) цепи можно пренебрегать, что и было ранее сделано.

Однако при рассмотрении входной цепи в области высоких частот наличие внутренней обратной связи нельзя не учитывать, так как величина входного тока одного порядка

с током обратной связи. Если на низких частотах входное сопротивление усилителя определяется резистором утечки R_c , то с ростом частоты растут токи через емкости C_{ca} и C_{ck} и появляется реактивная составляющая входного сопротивления $X_{вх}$.

Для определения $X_{вх}$ предположим, что емкость анод-катод $C_{ак}$ очень мала и нагрузка носит активный характер. Тогда $U_{вых}$ сдвинуто относительно $U_{вх}$ на 180° и разность потенциалов между сеткой и анодом, определяющая ток через C_{ca} , равна $U_{вх} - (-U_{вых}) = U_{вх}(1+K)$.

Следовательно, емкостной ток i_z на входе усилителя

$$i_z = i_{ck} + i_{ca} = \frac{U_{вх}}{\frac{1}{j\omega C_{ck}}} + \frac{U_{вх}(1+K)}{\frac{1}{j\omega C_{ca}}} = \\ = j\omega U_{вх} [C_{ck} + (1+K)C_{ca}] = j\omega U_{вх} C_{вх}$$

где $C_{вх}$ — входная емкость усилителя, равная

$$C_{вх} = C_{ck} + C_{ca}(1+K). \quad (2.1.16)$$

Таким образом, включение активной нагрузки в анодную цепь приводит к тому, что входная емкость усилителя увеличивается по отношению к входной емкости C_{ck} лампы до значения $C_{вх}$, причем $C_{вх} \gg C_{ck}$.

Например, для 6НЗП $C_{ac} = 1,3 \text{ нф}$ и $C_{вх \text{ лампы}} = C_{ck} = 2,5 \text{ нф}$. В схеме усилителя при $K = 20$ входная емкость возрастет до величины $C_{вх} = C_{ck} + C_{ac}(1+K) = 2,5 + 1,3 \cdot 20 = 30 \text{ нф}$. К этой величине следует добавить также монтажную емкость схемы $C_{мон} = 5 \div 20 \text{ пкф}$.

В случае комплексной нагрузки токи через межэлектродные емкости содержат активную и реактивную составляющие, что приводит к комплексному характеру входного сопротивления, обусловленного межэлектродными емкостями [Л. 1].

Особенно неприятен случай индуктивной нагрузки, когда появляется отрицательная входная проводимость усилителя, что может привести к неустойчивой работе схемы ОК (схема может самовозбудиться).

Усилитель ОК на пентоде

Схема усилителя на пентоде приведена на рис. 2.1.7. В отличие от триодного усилителя здесь добавляется цепь

$R_a C_a$, назначение которой обеспечить питание цепи экранной сетки. Резистор R_a выбирают из условия

$$R_a = \frac{E_a - U_{a0}}{I_{a0}}, \quad (2.1.17)$$

где U_{a0} и I_{a0} — напряжение и ток экранной сетки в выбранной рабочей точке.

Обычно ток экранной сетки выбирается в % от анодного тока. Для мощных низкочастотных пентодов $I_a \approx 40\% I_a$, для высокочастотных пентодов $I_a \approx 20\% I_a$.

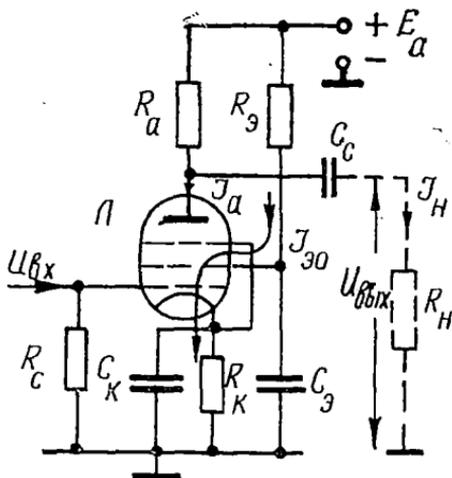


Рис. 2.1.7

Конденсатор C_a устраняет изменение потенциала экранной сетки при изменении анодного тока.

При графическом анализе усилителя на пентоде линия нагрузки на входных характеристиках проводится так, чтобы использовать пологие участки характеристик, равноотстоящие друг от друга, где R_i и μ пентода имеют наибольшее значение. При этом оказывается, что

$$R_a \ll R_i \quad (2.1.18)$$

При использовании формул 2.1.11 и 2.1.12 с учетом соотношения 2.1.18 получим в случае пентода:

Выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = - \frac{S R_a R_i}{R_a + R_i} U_{\text{вх}} \approx - S R_a U_{\text{вх}}$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K \approx \frac{U_{вых}}{U_{вх}} \approx -SR_a \quad (2.1.19)$$

или при наличии внешней нагрузки, показанной на рис. 2.1.7 пунктиром, для области частот, где $X_{сc} \approx 0$,

$$K = -\frac{SR_a R_n}{R_a + R_n} \approx -SR_{ан}. \quad (2.1.20)$$

Выходное сопротивление со стороны зажимов R_n

$$R_{вых н} = R_a || R_i \approx R_a \quad (2.1.21)$$

Если R_n включено непосредственно в анодную цепь, то на выходных зажимах лампы $R_{вых} = R_i$ и очень велико.

Входная емкость усилителя из 2.1.16

$$C_{вх} = C_{вх лампы} + C_{са}(1+K).$$

Так как $C_{са}$ в пентоде очень мала ($C_{са} = 0,01 \div 0,03$ пф), то вторым слагаемым можно пренебречь и считать, что в случае пентода

$$C_{вх} = C_{вх лампы} + C_{монтажа}. \quad (2.1.22)$$

Выбор сопротивления R_k в усилителе ОК на пентоде производится с учетом того, что через R_k протекают токи покоя анодной цепи $I_{а0}$ и цепи экранной сетки $I_{э0}$, т. е.

$$R_k = \frac{|E_{с0}|}{I_{а0} + I_{э0}}. \quad (2.1.23)$$

Усилитель по схеме ОК с отрицательной обратной связью по току

Если в схеме усилителя на рис. 2.1.3 исключить емкость C_k , то на сопротивлении R_k возникнет отрицательная обратная связь по току. Действительно, в этом случае при увеличении входного сигнала ток I_a растет и увеличивается падение напряжения на R_k . Результирующее напряжение между сеткой и катодом уменьшается, и коэффициент усиления схемы падает. Оценим количественно влияние отрицательной обратной связи, воспользовавшись выводами § 3.2 главы 1.

По формуле (1.2.1)

$$I_a = I_{вых} = \frac{K U_{вх}}{R_a + R_i + R_{oc}(1+K)},$$

где K — коэффициент усиления по напряжению при холостом ходе выходной цепи ($R_a = \infty$), т. е. $K = \mu$, а $R_{oc} = R_k$. Тогда

$$I_a = \frac{\mu U_{вх}}{R_a + R_l + R_k(\mu + 1)} \quad (2.1.24a)$$

и

$$K_u = \frac{I_a R_a}{U_{вх}} = \frac{\mu R_a}{R_a + \underbrace{R_l + R_k(\mu + 1)}_{R_{вых\ oc}}} \quad (2.1.24б)$$

Таким образом, введение отрицательной обратной связи по току при отключении C_k снижает коэффициент усиления схемы и увеличивает выходное сопротивление схемы на величину $R_k(\mu + 1)$. Если $R_k = 1$ кОм и $\mu = 20$, то $R_{вых\ oc}$ увеличивается на 21 кОм.

Поскольку данная схема работает без сеточных токов, то ее входное сопротивление (активная составляющая) по-прежнему равно $R_{вх} = R_c$. А входная емкость схемы изменится, так как к емкости $C_{сн}$ будет приложено меньшее напряжение $U_{сск} = U_{вх} - U_{oc} = U_{вх} - U_{Rk}$. Поэтому

$$C_{вх} = C_{сн} \left(1 - \frac{U_{Rk}}{U_{вх}} \right) + C_{ca} (1 + K) \quad (2.1.25)$$

2.1.2. Усилитель с общим анодом (катодный повторитель)

Схема усилителя с ОА приведена на рис. 2.1.8. В этой схеме резистор нагрузки R_k (или токозадающий резистор) включен между катодом и землей (катодная нагрузка), а входное напряжение подается между сеткой и землей. Анод лампы соединен с «+» источника питания, т. е. на аноде отсутствует переменное напряжение и через малое для переменного тока внутреннее сопротивление источника питания анод лампы заземлен. Следовательно, анод является общим электродом для входной и выходной цепи.

При подаче входного сигнала положительной полярности потенциал сетки относительно земли (и катода) увеличивается, ток лампы возрастает и возрастает падение напряжения на R_k , которое является выходным напряжением в данной схеме. Таким образом, в каскаде ОА полярности входного и выходного сигнала совпадают (при чисто активной нагрузке).

Включение нагрузки между катодом и землей в схеме ОА приводит к тому, что управляющее током лампы нап-

ражение на сетке относительно катода $U_{СК}$ определяется разностью входного и выходного напряжений $U_{СК} = U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$, т. е. в этой схеме существует последовательная отрицательная обратная связь по напряжению с коэффициентом передачи цепи обратной связи $\kappa = 1$ (так как все выходное напряжение $U_{ВЫХ} = I_a R_K$ является напряжением обратной связи $U_{ОС}$ и вычитается из входного сигнала).

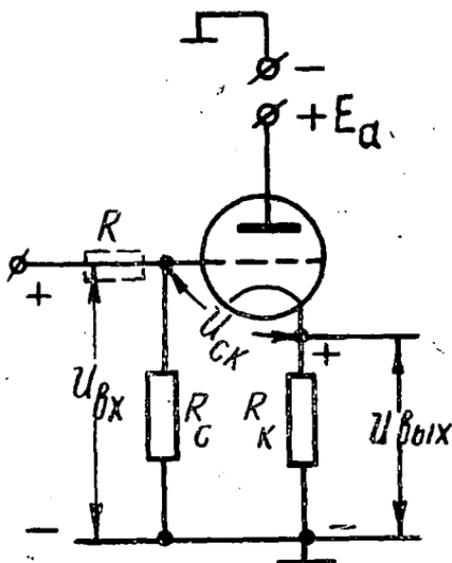


Рис. 2.1.8

Расчет в области средних частот

Для определения коэффициента усиления схемы ОА по напряжению воспользуемся выводами теории обратной связи.

Как было получено (формула 1.1.4), ток выходной цепи усилителя при введении последовательной обратной связи по напряжению определяется:

$$I_{вых} = I_a = \frac{\frac{K}{1 + K\kappa} \cdot U_{ax}}{\frac{R_{вых}}{1 + K\kappa} + R_K}$$

В рассматриваемом случае $\kappa = 1$, так как $U_{ОС} = U_{ВЫХ}$, а усиление схемы без обратной связи при холостом ходе $K = \mu$.

Выходное сопротивление схемы без обратной связи $R_{\text{вых}} = R_i$, а $R_{\text{н}} = R_{\text{к}}$. Тогда

$$I_a = \frac{\frac{\mu}{1+\mu} U_{\text{вх}}}{\frac{R_i}{1+\mu} + R_{\text{к}}} \quad (2.1.26)$$

или

$$I_a = \frac{\mu U_{\text{вх}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)}$$

и

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_a R_{\text{к}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\mu R_{\text{к}}}{R_i + R_{\text{к}}(\mu + 1)} \quad (2.1.27)$$

Легко видеть, что $K_u < 1$, т. е. данная схема не усиливает напряжения. При больших $R_{\text{к}}$ и $\mu \gg 1$ $K_u \rightarrow 1$. В связи с тем, что выходное напряжение схемы ОА повторяет по фа-

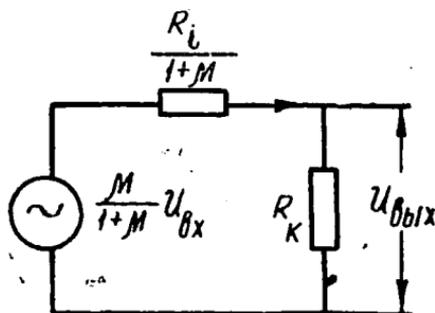


Рис. 2.1.9

зе входной сигнал и практически равно по величине входному сигналу ($K_u \approx 1$), каскад с ОА часто называют катодным повторителем.

Эквивалентная схема выходной цепи для переменной составляющей анодного тока может быть получена из выражения (2.1.26), из которого следует, что выходная цепь усилителя с ОА может быть заменена генератором напряжения $\frac{\mu}{\mu + 1} U_{\text{вх}}$ с внутренним сопротивлением $\frac{R_i}{\mu + 1}$ и нагрузочным резистором $R_{\text{к}}$, как это показано на рис. 2.1.9.

Следовательно, выходное сопротивление схемы OA со стороны зажимов R_K равно

$$R_{вых} = \frac{R_i}{\mu + 1} = \frac{1}{S} \quad (\text{при } \mu \gg 1), \quad (2.1.28)$$

где S — крутизна лампы.

Поскольку для приемо-усилительных ламп S меняется от 2 до 10 ma/v , то $R_{вых} \approx 500 \div 100 \text{ ом}$, что много меньше выходного сопротивления в схеме OK . Это свойство каскада с общим анодом, приобретаемое им за счет 100% отрицательной обратной связи по напряжению, очень важно, так как позволяет подключать на выход схемы низкоомную нагрузку. Иначе говоря, выходная цепь каскада OA представляет собою источник напряжения с малым $R_{вых}$.

Если нагрузка R_H включена через разделительную емкость, то для переменной составляющей тока эквивалентное сопротивление нагрузки усилителя равно $R_{KH} = R_K \parallel R_H$ и

$$K_u = \frac{\mu R_{KH}}{R_i + R_{KH}(\mu + 1)}$$

При $\mu \gg 1$ формулу можно преобразовать пренебрегая единицей и поделив числитель и знаменатель на R_i .

$$K_u = \frac{\mu R_{KH}}{R_i + \mu R_{KH}} = \frac{S R_{KH}}{1 + S R_{KH}}. \quad (2.1.29a)$$

В таком виде формула применима и для каскада по схеме OA на пентоде. Из последнего выражения видно, что $K \rightarrow 1$ при $S R_{KH} \gg 1$.

Выходное сопротивление со стороны зажимов нагрузочного резистора R_H .

$$R_{вых} = R_K \parallel \frac{1}{S} \approx \frac{1}{S}, \quad \text{так как } \frac{1}{S} \ll R_K$$

или

$$R_{вых} = R_K \parallel \frac{R_i}{\mu + 1} = \frac{R_K \times R_i}{R_K(\mu + 1) + R_i} = \frac{(R_K \parallel R_i)}{1 + S(R_K \parallel R_i)}. \quad (2.1.29b)$$

Входная цепь усилителя с общим анодом

Эквивалентная схема с учетом входной цепи усилителя изображена на рис. 2.1.10. В этой схеме отражена связь входной и выходной цепи за счет емкости $C_{ск}$. При актив-

ной нагрузке $U_{\text{вых}}$ находится в фазе с $U_{\text{вх}}$. При этом токи утечки через емкости C_{ac} и $C_{ск}$ равны

$$i_{ac} = j\omega C_{ac} U_{\text{вх}}; \quad i_{ск} = j\omega C_{ск} (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}) = U_{\text{вх}} (1 - K_u) j\omega C_{ск}.$$

Эквивалентная входная емкость каскада OA обусловленная токами через емкости C_{ac} и $C_{ск}$ равна

$$C_{вх} = \frac{i_{вх}}{j\omega U_{вх}} = \frac{i_{ac} + i_{ск}}{j\omega U_{вх}} = C_{ac} + C_{ск} (1 - K_u) \quad (2.1.30)$$

При $K_u \rightarrow 1$ в каскаде OA $C_{вх} \approx C_{ac}$ и много меньше входной емкости каскада с общим катодом. Это является

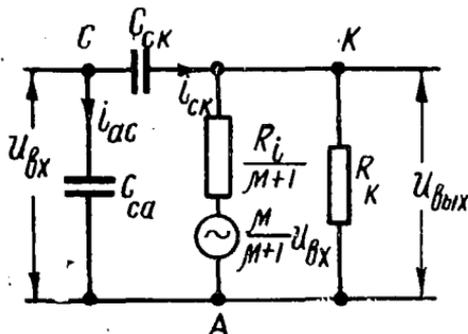


Рис. 2.1.10

следствием существования последовательной отрицательной обратной связи по напряжению, которая, как известно, увеличивает входное сопротивление усилителя. Активная составляющая входного сопротивления при отсутствии сеточных токов и безреактивной нагрузке определяется резистором утечки сетки R_c .

При комплексной нагрузке возникает фазовый сдвиг между $U_{\text{вых}}$ и $U_{\text{вх}}$ каскада OA и кроме емкостной входной проводимости на высоких частотах появляется активная проводимость. Эта проводимость отрицательна при емкостном характере нагрузки [Л. 1], что может привести к самовозбуждению усилителя. Поэтому при работе с емкостной нагрузкой в цепь сетки часто включают резистор R (как это показано пунктиром на рис. 2.1.8), чтобы результирующее входное сопротивление усилителя в рабочем диапазоне частот было положительным.

Обеспечение начального режима каскада OA

В каскаде с общим анодом через резистор R_K протекает как переменная I_a , так и постоянная I_{a0} составляющая тока

лампы. Вследствие этого на сопротивлении R_K создается падение напряжения $U_{RKO} = I_{a0} R_K$, являющееся напряжением смещения (E_{CO}) на сетке лампы относительно катода. При больших $U_{\text{ВЫХ}}$, U_{RKO} также велико (так как в классе А $U_{\text{ВЫХ}}$ всегда меньше U_{RKO}), и становится больше необходимого смещения на сетке лампы. В этом случае необходимо: а) либо компенсировать часть U_{RKO} каким-то внешним ис-

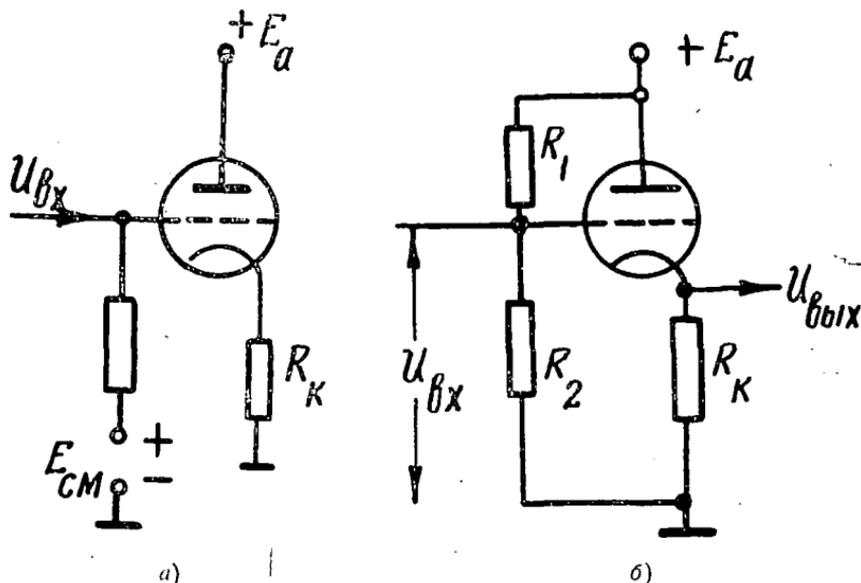


Рис. 2.1.11

точником, б) либо подавать на сетку не все U_{KO} , а только часть его. Первый способ создания смещения проиллюстрирован на рис. 2.1.11. В случае рис. 2.1.11а применен отдельный компенсирующий источник $E_{CM} = U_{RKO} - E_{CO}$, а на рис. 2.1.11б компенсация избыточного U_{RKO} осуществляется за счет источника питания E_a , создающего на плече R_2 делителя $R_1 R_2$ падение напряжения требуемой величины $U_{R2} = U_{RKO} - |E_{CO}|$. Недостатком рассмотренной схемы 2.1.11а является необходимость иметь дополнительный источник E_{CM} , а в схеме 2.1.11б происходит дополнительная нагрузка источника питания E_a и снижается входное сопротивление схемы до величины

$$R_{\text{ВХ}} = R_1 || R_2, \quad (2.1.31)$$

так как через малое внутреннее сопротивление источника питания для переменного тока резисторы R_1 и R_2 включены параллельно.

Второй способ создания смещения $E_{с0}$ показан на рис. 2.1.12. В этой схеме резистор R_K заменен двумя резисторами R_{K1} и R_{K2} . Величина R_{K1} выбирается из условия создания требуемого потенциала на сетке относительно катода, а именно $R_{K1} = \frac{|E_{с0}|}{I_{a0}}$. Гальваническая связь сетки с катодом обеспечивается через резистор R_c .

Если внутреннее сопротивление источника сигнала R_T мало, то в случае рис. 2.1.12 для переменной составляющей

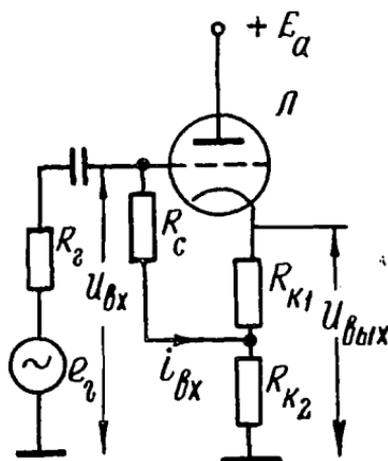


Рис. 2.1.12

существует практически 100% отрицательная обратная связь, как и в основной схеме каскада ОА. Достоинством этого метода обеспечения начального режима является высокое входное сопротивление схемы. Действительно, для тока $i_{вх}$ можно записать

$$i_{вх} = \frac{U_{Rc}}{R_c} = \frac{U_{вх} - U_{вых} \cdot \frac{R_{K2}}{R_{K1} + R_{K2}}}{R_c} =$$

$$= \frac{U_{вх} - K_u U_{вх} \alpha}{R_c} = \frac{U_{вх} (1 - \alpha K_u)}{R_c},$$

где $\alpha = \frac{R_{K2}}{R_{K1} + R_{K2}}$.

$$\text{Тогда } R_{вх} = \frac{U_{вх}}{i_{вх}} = \frac{R_c}{1 - \alpha K_u} \quad (2.1.31a)$$

При значениях $\alpha=0,8 \div 0,9$ и $K_u=0,7 \div 0,98$ сопротивление $R_{вх} = (2 \div 10) R_c$ и составляет единицы *Мом*.

Графический анализ усилителя с *ОА* позволяет оценить диапазон входных сигналов и вносимые каскадом нелинейные искажения.

Для проведения анализа на анодных характеристиках лампы следует построить линию нагрузки по уравнению $E_a = i_a R_k + u_{ак}$ (рис. 2.1.13а). Однако, непосредственное ис-

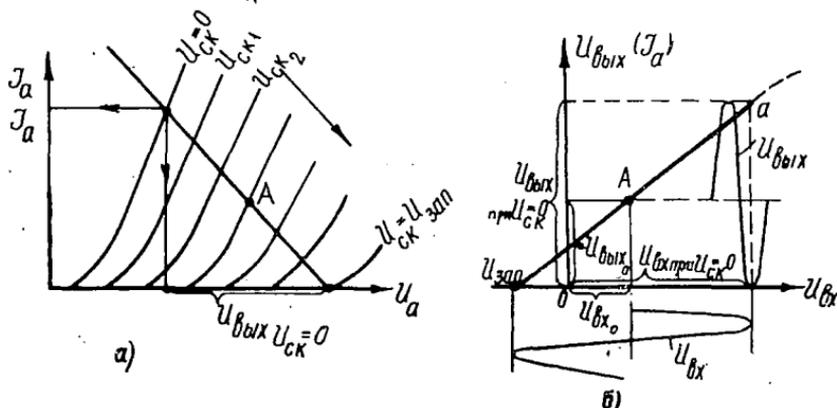


Рис. 2.1.13

пользование линии нагрузки затруднено, так как характеристики лампы построены при $u_{сгk} = \text{const}$, связанном с $U_{вх}$ соотношением

$$u_{вх} = u_{сгk} + i_a R_k, \quad (2.1.32)$$

где $u_{ок}$ взято без учета знака. Поэтому целесообразно, используя линию нагрузки, произвести построение характеристики $u_{вых} = f(u_{вх})$ или $i_a = f(u_{вх})$ (так называемой динамической характеристики катодного повторителя), для чего необходимо подсчитать значения $u_{вх}$, соответствующие значениям $u_{сгk}$ в точках пересечения линии нагрузки с анодными характеристиками.

Для точки пересечения с анодной характеристикой при $u_{сгk} = 0$ из 2.1.32 $u_{вх} = u_{вых} = i_a R_k$; для точки пересечения с характеристикой при $u_{сгk} = U_{зап}$ из 2.1.32 $u_{вх} = -U_{зап}$, так как $u_{вых} = i_a R_k = 0$. Аналогичным путем может быть получена любая точка на искомой характеристике. Полученная таким образом зависимость $u_{вых} = f(u_{вх})$, отражающая в

другом масштабе зависимость $i_a = f(u_{вх})$, приведена на рис. 2.1.136.

Из рис. 2.1.136 видно, что катодный повторитель имеет широкий диапазон входного сигнала (сотни в), что объясняется наличием 100% отрицательной обратной связи.

Линейность динамической характеристики катодного повторителя очень высока, так как отрицательная обратная связь снижает нелинейные искажения. Отклонение $u_{вых} = f(u_{вх})$ к оси абсцисс после точки «а» вызвано появлением сеточного тока при $u_{ск} > 0$ и снижением K_u . Построенная динамическая характеристика удобна для выбора точки начального режима каскада. В частности, если с катодного повторителя требуется снять максимальную амплитуду переменного напряжения $U_{вых}$, то точку начального режима следует выбирать в середине линейного участка динамической характеристики. В качестве примера проведем прикидочный расчет элементов схемы повторителя по рис. 2.1.12. Пусть требуется получить на выходе повторителя напряжение амплитудой 60 в, тогда $U_{вых0} > 60$ в. Если ток лампы задан $I_{a0} = 10$ ма, то потребуется выбрать резистор $R_k = R_{k1} + R_{k2} = \frac{U_{вых0}}{I_{a0}} = 6$ кОм. Напряжение на лампе $U_{ак0}$ можно выбрать из выражения $U_{ак} = U_{ак min} + U_{вых} = 120 \div \div 150$ в, где $U_{ак min}$ — минимальное напряжение на лампе при $I_a = 10$ ма и отсутствии сеточных токов, имеет порядок $60 \div 80$ в.

Предположим, что при $U_{ак0} = 150$ в и $I_{a0} = 10$ ма $U_{ск} = E_{с0} = -6$ в. Тогда $R_{k1} = \frac{E_{с0}}{I_{a0}} = \frac{6}{10} = 600$ Ом и $R_{k2} = R_k - R_{k1} = 6$ кОм $- 0.6$ кОм $= 5,4$ кОм. Резистор R_c обычно берется порядка 0,5 Мом, но не более допустимого, указанного в справочнике для данной лампы.

Катодный повторитель применяется в случаях, когда требуется малое $R_{вых}$ или высокое $R_{вх}$, а также в качестве буферного каскада для устранения влияния входа следующего каскада на выход предыдущего. Широкое применение в электронных схемах находят также такие свойства катодного повторителя, как большой динамический диапазон, высокая линейность и стабильность работы.

2.1.3. Усилитель с общей сеткой (ОС)

Схема усилителя с ОС изображена на рис. 2.1.14а. В этой схеме источник сигнала вместе с выходным сопротив-

лением R_r включен между катодом и землей, т. е. в цепь анодного тока лампы.

Иная разновидность схемы ОС приведена на рис. 2.1.146. Здесь цепь источника сигнала и цепь анодного то-

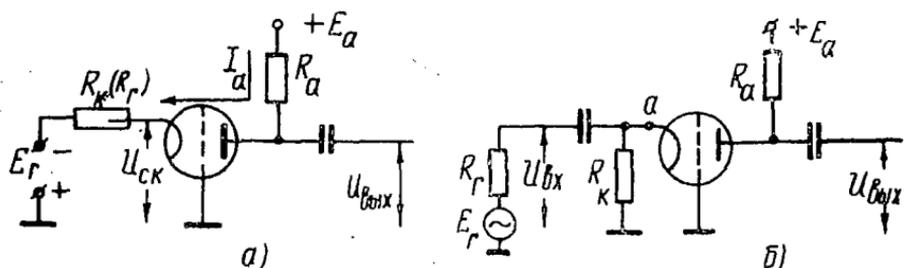


Рис. 2.1.14

ка лампы разделены по постоянному току. Входным сигналом усилителя является напряжение, выделяемое на резисторе R_k .

Эквивалентная схема для переменного тока усилителя ОС
в области средних частот

Для построения эквивалентной схемы установим связь между переменным анодным током I_a в каскаде ОС и входным напряжением.

Из формулы 2.1.9 ток $I_a = S U_{ск} + \frac{U_{ак}}{R_i}$ где I_a , $U_{ск}$ и $U_{ак}$ — амплитудные значения величин. В рассматриваемой схеме 2.1.14а $U_{ск} = E_g - I_a R_r$ и $U_{ак} = -I_a (R_a + R_r) + E_g$. Подставим эти выражения в 2.1.9, тогда

$$I_a = S E_g - I_a R_r S - \frac{I_a (R_a + R_r) - E_g}{R_i}$$

Преобразуя, получим

$$I_a = \frac{(\mu + 1) E_g}{R_a + R_i + R_r (\mu + 1)} \quad (2.1.33)$$

и

$$K_u = \frac{I_a R_a}{E_g} = \frac{(\mu + 1) R_a}{R_a + R_i + R_r (\mu + 1)} \quad (2.1.34)$$

Таким образом, в схеме ОС $K_u \gg 1$. Формула 2.1.34 близка к 2.1.24, только вместо μ стоит $(\mu + 1)$, что объясняется

непосредственным включением E_T в цепь анодного тока лампы. Роль резистора R_K в данной схеме играет внутреннее сопротивление источника сигнала R_T .

На основании формулы 2.1.34 и 2.1.33 можно изобразить эквивалентную схему выходной цепи каскада OC (рис. 2.1.15а) и полную эквивалентную схему (рис. 2.1.15б).

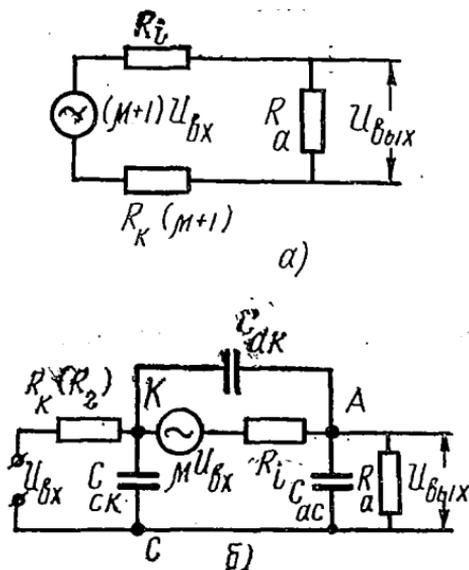


Рис. 2.1.15

Свойства усилителя по схеме OC

1. Входное сопротивление усилителя легко определяется из формулы 2.1.33, с учетом того, что $I_a = I_{вх}$

$$R_{вх} = \frac{E_{вх}}{I_{вх}} = R_T + \frac{R_a + R_i}{\mu + 1} \quad (2.1.35)$$

Если R_T не включать во входное сопротивление, т. е. брать $R'_{вх} = \frac{U_{ск}}{I_{вх}}$, то $R'_{вх} = R_{вх} - R_T = \frac{R_a + R_i}{\mu + 1}$.

Например, при $R_a = 20 \text{ ком}$, $\mu = 20$ и $R_i = 10 \text{ ком}$

$$R'_{вх} = \frac{20 + 10}{20} = 1,5 \text{ ком.}$$

Следовательно, входное сопротивление схемы OC мало, что является ее большим недостатком.

2. Выходное сопротивление усилителя определяется из формулы 2.1.33 или эквивалентной схемы рис. 2.1.15а как

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_i + R_r(\mu + 1) \quad (2.1.36a)$$

или

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_i + R_k(\mu + 1) \quad (2.1.36b)$$

Следовательно, $R_{\text{ВЫХ}}$ зависит от $R_r(R_k)$ и велико при больших R_r . Например, если $R_r = 1 \text{ ком}$, $R_i = 10 \text{ ком}$ и $\mu = 20$, то $R_{\text{ВЫХ}} = 10 + 1(20 + 1) = 31 \text{ ком}$. Большое выходное сопротивление в этой схеме создается за счет отрицательной обратной связи по току, через сопротивление $R_r(R_k)$.

Таблица 1

параметр \ Схема	ОК рис. 2.1.1.	ОА рис. 2.1.8.	ОС рис. 2.1.14
K_u	$\frac{\mu R_{ан}}{R_{ан} + R_i}$ ($K_u \gg 1$)	$\frac{S R_{кн}}{1 + S R_{кн}}$ ($K_u < 1$)	$\frac{(\mu + 1) R_{ан}}{R_{ан} + R_i + (\mu + 1) R_k}$ ($K_u \gg 1$)
$R_{вх}$	R_c (велико)	R_c (велико)	$R_k + \frac{R_a + R_i}{\mu + 1}$ (рис. 2.1.14а) $R_k \parallel \frac{R_a + R_i}{\mu + 1}$ (рис. 2.1.14б) (мало)
$C_{вх}$	$C_{ск} + C_{ак}(K_u + 1)$	$C_{ас} + C_{ск}(1 - K_u)$	$C_{ск} + C_{ак}(1 - K_u)$
$R_{вых}$	$R_a \parallel R_i$ (велико)	$\frac{R_i}{\mu + 1} \parallel R_k$ (мало)	$[R_i + R_k(\mu + 1)] \parallel R_a$ (велико)

3. Входная емкость схемы ОС может быть найдена из эквивалентной схемы рис. 2.1.15б. Из рассмотрения схемы видно, что ток через емкость $C_{ск}$ определяется действием напряжения $U_{ск} = U_{вх}$ (если положить $R_r = 0$), а ток через $C_{ак}$ определяется напряжением $U = U_{вх} - U_{вых} = U_{вх}(1 - K_u)$. По аналогии с формулами 2.1.16 и 2.1.30 в схеме ОС

$$C_{вх} = C_{ск} + C_{ак}(1 - K_u) + C_{монтажа} \quad (2.1.37)$$

В этой схеме входная емкость шунтирует низкое входное сопротивление усилителя и изменение реактивного сопро-

тивления емкости с частотой практически не меняет величины $Z_{вх}$, в связи с чем схема ОС часто применяется как высокочастотный усилитель, коэффициент усиления которого постоянен в широкой полосе частот.

Формулы 2.1.33—2.1.36 были получены при рассмотрении схемы рис. 2.1.14а. Для схемы рис. 2.1.14б эти формулы останутся справедливыми, если вместо E_T и $R_T(R_K)$ подставить значения $E'_T = E_T \frac{R_K}{R_K + R_2}$ и $R'_K = R_T || R_K$, заменив схему левее точки «а» эквивалентной цепью с E'_T и R'_K .

Сравнительная характеристика трех схем включения электронной лампы дана в таблице 1.

§ 2.2. Усилители на биполярных транзисторах

2.2.1. Усилитель по схеме с общим эмиттером (ОЭ)

Схема включения ОЭ с одним источником питания приведена на рис. 2.2.1. Назначение резисторов R_K и R_B — за-

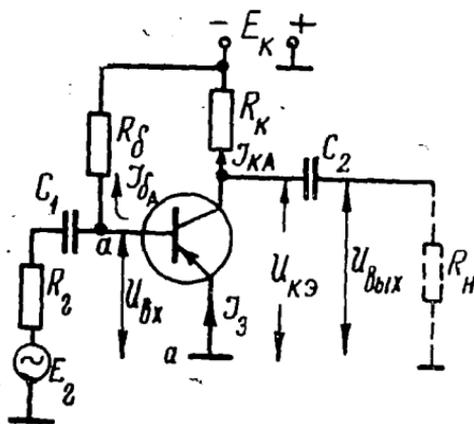


Рис. 2.2.1

дать токи начального режима (токи покоя) в цепи коллектора I_{KA} и базы I_{BA} . Величина тока I_{KA} определяется выражением:

$$I_{KA} = \frac{E_K - U_{KЭA}}{R_K}, \quad (2.2.1)$$

где $U_{KЭA}$ напряжение между коллектором и эмиттером в начальном режиме (режиме покоя).

Ток базы

$$I_{бА} = \frac{E_k - U_{бзА}}{R_b} . \quad (2.2.2)$$

Так как $U_{збА} \simeq 0,2 \div 0,7$ в и $U_{збА} \ll E_k$, то

$$I_{бА} \approx \frac{E_k}{R_b} ,$$

т. е. величина тока базы в начальном режиме определяется E_k и выбранным R_b и будет поддерживаться постоянной при смене транзисторов, изменении температуры и пр. Такая схема называется схемой с фиксированным током базы. Как показано дальше, эта схема обладает низкой стабильностью начального режима и коэффициента усиления, однако, в целях упрощения, в дальнейшем проводится анализ именно этой схемы.

Работа схемы происходит следующим образом. При подаче входного напряжения на базу, например, отрицательной полярности, потенциал эмиттера относительно базы станет более положительным, и токи транзистора увеличатся. Вследствие увеличения I_k увеличивается падение напряжения на R_k , а потенциал коллектора относительно земли становится менее отрицательным (т. е. более положительным). Изменение напряжения коллектор—эмиттер является выходным напряжением схемы $OЭ$, и следовательно полярность выходного напряжения в схеме $OЭ$ противоположна входному напряжению, т. е. в схеме существует сдвиг по фазе на 180° между $U_{вых}$ и $U_{вх}$.

Графический анализ схемы $OЭ$

Графический анализ схемы проводится для выбора начального режима (точки покоя) и в случае работы схемы с большими переменными составляющими токов и напряжений. Для проведения анализа используются входные и выходные характеристики транзистора. На выходных характеристиках (рис. 2.2.2а) строится линия нагрузки аналогично тому, как это сделано в § 1.1. Точка покоя «А» (начальный режим) выбирается внутри рабочей области характеристик, ограниченной гиперболой PQ допустимой мощности, рассеиваемой транзистором, максимально допустимым током и напряжением транзистора $I_{к доп}$ и $U_{кз доп}$. Дополнительными критериями к выбору точки покоя могут являться:

а) обеспечение требуемого класса усиления;

- б) обеспечение требуемой амплитуды $I_{\text{ВЫХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$;
 в) обеспечение наибольшего усиления схемы (выбор точки, где β_{max}).

Точку покоя А с семейства выходных характеристик можно перенести на входную динамическую характеристику транзистора (рис. 2.2.2б), причем в качестве последней

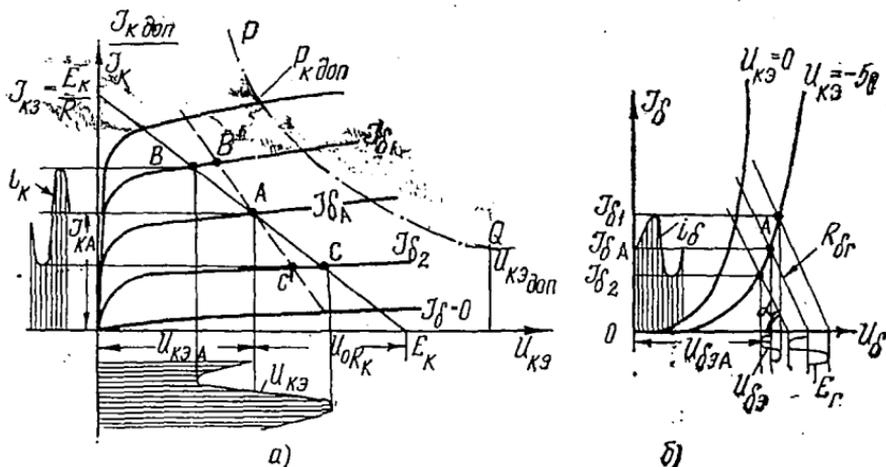


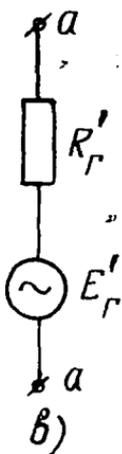
Рис. 2.2.2

следует взять статическую входную характеристику при $U_{K3} \neq 0$, так как влиянием внутренней отрицательной обратной связи в транзисторе можно пренебречь.

Через точку покоя на входных характеристиках может быть построена линия нагрузки для цепи, задающей ток смещения базы по формуле 2.2.2.

Так как $E_K \ll U_{B3}$, то данная линия нагрузки выходит из пределы чертежа входных характеристик и ее обычно не используют.

Для переменной составляющей базового тока входную цепь каскада левее точек aa можно заменить согласно теореме об эквивалентном двухполюснике схемой (рис. 2.2.2в). Здесь R'_r — параллельно включенные резисторы R_b и R_r , а э.д.с.



$$E'_r = E_r \frac{R_b}{R_b + R_r}.$$

Так как обычно $R_6 \gg R_\Gamma$, то $E'_\Gamma \approx E_\Gamma$. Линия нагрузки для переменного тока идет под углом $\alpha = \operatorname{arctg} \frac{1}{R'_6 \cdot m_u}$ и проходит через точку начального режима A , отсекая на оси абсцисс отрезок

$$E = U_{6вА} + I_{6А} R'_\Gamma.$$

При изменении $E'_\Gamma \approx E_\Gamma$ по синусоидальному закону линия нагрузки перемещается параллельно самой себе и крайние ее положения определяют пределы изменения базового тока I_{61} и I_{62} и напряжения на базе. Из рис. 2.2.26 видно, что при синусоидальной форме э.д.с. E_Γ напряжения $U_{6б}$ и ток i_6 несинусоидальны. Отклонения от синусоиды для тока i_6 тем меньше, чем больше R'_Γ , так как при больших R'_Γ форма базового тока определяется преобладающим влиянием линейного сопротивления R'_Γ много большего $R_{вх}$ транзистора. При $R'_\Gamma = 0$, $U_{вх} = E_\Gamma$, т. е. входное напряжение синусоидально, а входной ток i_6 — несинусоидален. Для нахождения I_K и $U_{кэ} = U_{вых}$ предельные значения I_{61} и I_{62} следует перенести на выходные характеристики (точки B и C). Для графического подсчета коэффициентов усиления схемы $OЭ$ следует определить отношения

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_{кэ}}{U_{6б}}; \quad K_i = \frac{I_K}{\frac{I_{61} - I_{62}}{2}}$$

и

$$K_{u\Gamma} = \frac{U_{вых}}{E_\Gamma};$$

При включении внешней нагрузки R_H через разделительный конденсатор C_2 (как показано пунктиром на рис. 2.2.1) эквивалентная нагрузка каскада для переменного тока в области средних частот определяется $R_{кн} = R_K || R_H$. Линия нагрузки для переменного тока строится на выходных характеристиках по соотношению, аналогичному 2.1.2, или из равенства

$$\Delta U_{кэ} = \Delta I_K \cdot R_{кн}.$$

и проходит через точку начального режима A круче линии нагрузки для постоянного тока, так как $R_{кн} < R_K$ (показана пунктиром на рис. 2.2.2а). При этом величины I_K и $U_{вых}$ будут определяться проекциями отрезков AB' и AC' . Включение нагрузки через разделительный трансформатор рассмотрено в главе 3 § 2.

Расчет усилителя по эквивалентной схеме в области средних частот

Воспользуемся T -образной эквивалентной схемой транзистора с генератором тока (рис. 2.2.3), которая по сравнению со схемой на h -параметрах более наглядна. С целью

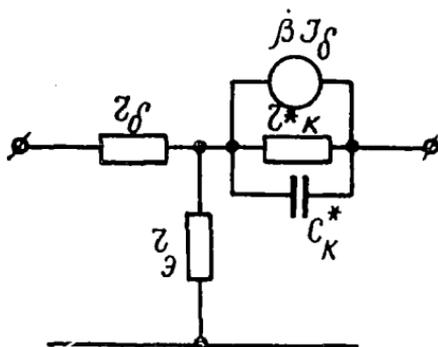


Рис. 2.2.3

упрощения анализа генератор напряжения обратной связи $\mu U_{кэ}$ не учитывается, как это делается во многих работах [Л. 2, Л. 5].

В схеме рис. 2.2.3 r_b — сопротивление базы, имеющее величину порядка $100 \div 500 \text{ Ом}$; $r_э$ — сопротивление прямосмещенного эмиттерного перехода,

$$r_э = \frac{26}{I_э (\text{ма})}; (\text{ом}) \quad (2.2.4)$$

$$r_{к}^* = r_{к}(1 - \alpha) \quad (2.2.5)$$

сопротивление коллекторного перехода в схеме $OЭ$, для большинства маломощных транзисторов $r_{к}^* = 10^4 \div 10^5 \text{ Ом}$;

$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ — коэффициент передачи тока в схеме $OЭ$, модуль которого имеет величину от 10 до 150. При изменении частоты β уменьшается по величине, причем

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j\omega\tau_\beta}, \quad (2.2.6)$$

где β_0 — коэффициент передачи на низких частотах,

$$\tau_\beta = \frac{1}{2\pi f_\beta} \quad (2.2.7)$$

f_{β} — граничная частота транзистора в схеме ОЭ, при которой

$$\frac{\beta_0}{|\beta|} = \sqrt{2};$$

$$C_k^* = C_k(1 + \beta) \quad (2.2.8)$$

барьерная емкость коллекторного перехода в схеме ОЭ. Эквивалентная схема каскада ОЭ для переменной составляющей тока дана на рис. 2.2.4а. В этой схеме сопротивле-

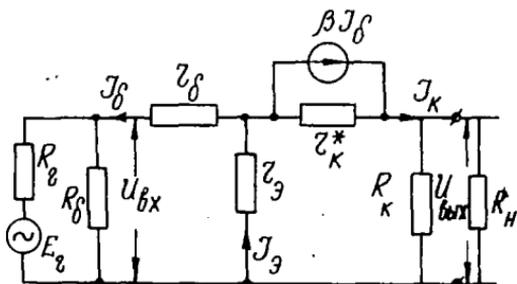


Рис. 2.2.4а

ния $R_н$ и $R_к$ включены параллельно, так как они объединены через малое для переменного тока внутреннее сопротивление источника питания $E_к$.

Конденсаторы связи на схеме не показаны, так как их величина выбирается такой, чтобы сопротивление на средних частотах было достаточно мало. Точно также в области средних частот можно пренебречь емкостью C_k^* , сопротивление которой очень велико ($C_k^* \approx 500$ пф) и зависимостью β от частоты, т. е. считать $\beta = \beta_0$.

Сопротивление $R_б$ шунтирует вход усилителя для переменного сигнала.

Определим основные показатели каскада ОЭ.

1. Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_б} = \frac{U_{бэ}}{I_б}$$

Из схемы видно, что $U_{вх} = I_б r_б + I_э r_э$. Если считать, что $r_к^* \gg R_к \parallel R_н$, то доля тока генератора $\beta I_б$, ответвляющаяся в $r_к^*$, пренебрежимо мала по сравнению с током через $R_н$.

Тогда $I_K = \beta I_G$ и $I_g = I_G + I_K = I_G + \beta I_G = I_G(1 + \beta)$. Подставив в выражение для $U_{вх}$, получим

$$U_{вх} = I_G r_G + I_G(1 + \beta) r_g.$$

и

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = r_G + r_g(1 + \beta) \quad (2.2.9)$$

При указанных выше значениях r_G , r_g и β величина $R_{вх}$ в схеме $ОЭ$ лежит в пределах $700 \div 2000 \text{ Ом}$.

Со стороны зажимов источника входного сигнала входное сопротивление каскада снижается, так как оно зашунтировано резистором R_G , т. е.

$$R'_{вх} = R_G || R_{вх}. \quad (2.2.10)$$

Поскольку обычно $R_G \gg R_{вх}$, то приближенно $R'_{вх} \approx R_{вх}$. Например, при $E_K = 10 \text{ в}$ и $I_{GA} = 0,1 \text{ ма}$.

$$R_G = \frac{E_K}{I_{GA}} = \frac{10}{0,1} = 100 \text{ кОм}.$$

и действительно $R_G \gg R_{вх}$.

2. Коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \frac{I_K}{I_G}$$

В случае $r_K^* \gg R_{ин}$

$$K_I = \frac{I_K}{I_G} = \beta \quad (2.2.11)$$

Если нагрузка включена через разделительный конденсатор, то выходным током следует считать ток нагрузки $I_{н}$, тогда

$$K_{Iн} = \frac{I_{н}}{I_G} = \frac{I_{н} \cdot I_K}{I_K \cdot I_G} = \beta \frac{R_K}{R_K + R_{н}} \quad (2.2.12)$$

С ростом $R_{н}$, $K_{Iн}$ уменьшается.

Если необходимо определить усиление по току по отношению к току короткого замыкания I_T генератора входного сигнала, то $K_{IT} = \frac{I_K}{I_T}$. При этом генератор э.д.с. на входе сле-

дует заменить генератором тока $I_{\Gamma} = \frac{E_{\Gamma}}{R_{\Gamma}}$ с шунтирующей проводимостью $\frac{1}{R_{\Gamma}}$ (рис. 2.2.4б). Тогда

$$K_{i\Gamma} = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\Gamma}} = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{к}}} \cdot \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} \cdot \frac{I_{\text{б}}}{I_{\Gamma}} = \beta \frac{R_{\text{к}} R_{\Gamma}'}{(R_{\text{к}} + R_{\text{н}})(R_{\text{вх}} + R_{\Gamma}')}, \quad (2.2.13)$$

где

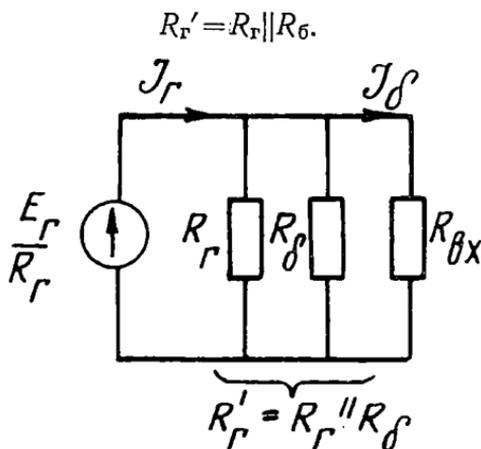


Рис. 2.2.4б

Коэффициент усиления $K_{i\Gamma}$ характеризует усиление каскада по отношению к максимально возможному току, развиваемому генератором входного сигнала.

3. Коэффициент усиления по напряжению при $r_{\text{к}}^* \gg R_{\text{кн}}$ равен

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{к}} R_{\text{кн}}}{I_{\text{б}} R_{\text{вх}}} = \beta \frac{R_{\text{кн}}}{R_{\text{вх}}} \quad (2.2.14)$$

Для нахождения коэффициента усиления по отношению к э.д.с. генератора входного сигнала

$$K_{u\Gamma} = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\Gamma}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{U_{\text{вх}}}{E_{\text{вх}}} = K_u \frac{U_{\text{вх}}}{E_{\Gamma}}$$

следует рассмотреть схему рис. 2.2.4в. Из схемы видно, что

$$\frac{U_{\text{вх}}}{E_{\Gamma}} = \frac{I_{\text{вх}} R_{\text{вх}}'}{E_{\Gamma}} = \frac{R_{\text{вх}}'}{R_{\text{вх}}' + R_{\Gamma}},$$

где $R_{\text{вх}}' = R_{\text{б}} \parallel R_{\text{вх}}$.

Тогда

$$K_{u\Gamma} = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\Gamma}} = \beta \frac{R_{\text{кн}}}{R_{\text{вх}}} \cdot \frac{R'_{\text{вх}}}{R'_{\text{вх}} + R_{\Gamma}} \quad (2.2.15a)$$

При $R'_{\text{вх}} \approx R_{\text{вх}}$

$$K_{u\Gamma} = \frac{\beta R_{\text{кн}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}} = \frac{\beta R_{\text{кн}}}{R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\theta}(1 + \beta)} \quad (2.2.15б)$$

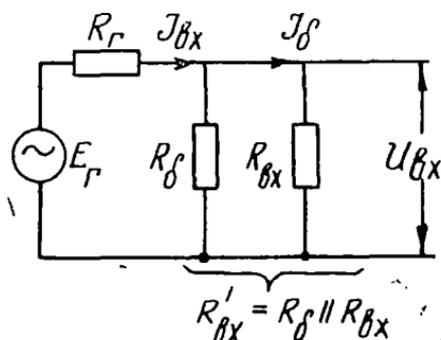


Рис. 2.2.4в

Следовательно, $K_{u\Gamma}$ увеличивается с ростом β и $R_{\text{кн}}$ и уменьшается с увеличением R_{Γ} и $R_{\text{вх}}$. При $R_{\text{кн}} = 1 \text{ кОм}$, $\beta = 50$, а $R_{\Gamma} = R_{\text{вх}} = 0,5 \text{ кОм}$ получим $K_{u\Gamma} = 50$.

4. Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}}} = K_u \cdot K_i \quad (2.2.16a)$$

или по отношению к наибольшей мощности, отдаваемой источником сигнала в нагрузку

$$K_p = \frac{P_{\text{вых}}}{\frac{E_{\Gamma} \cdot I_{\Gamma}}{4}} = 4K_{u\Gamma} \cdot K_{i\Gamma} \quad (2.2.16б)$$

5. Влияние конечного сопротивления нагрузки. Полученные выражения (2.2.9—2.2.15) справедливы при $r_{\text{к}}^* \gg R_{\text{кн}}$. В случае, если $R_{\text{кн}}$ сравнимо с $r_{\text{к}}^*$, то в эти формулы необходимо внести уточнения, так как ток генератора $\beta I_{\text{б}}$ теперь разветвляется по двум параллельным ветвям $r_{\theta} + R_{\text{кн}}$ и $r_{\text{к}}^*$.

Доля тока генератора βI_6 , поступающая в R_{KH} , может быть найдена из выражения (при пренебрежении малым сопротивлением r_a)

$$I_K = \beta I_6 \frac{r_K^*}{r_K^* + R_{KH}} = \frac{\beta r_K^*}{r_K^* + R_{KH}} \cdot I_6 = \beta_e \cdot I_6, \quad (2.2.17)$$

где

$$\beta_e = \frac{\beta r_K^*}{r_K^* + R_{KH}} \text{ — эквивалентный коэффициент передачи}$$

тока в схеме ОЭ с учетом шунтирующего действия сопротивления r_K^* . Эквивалентный коэффициент передачи тока в схеме ОЭ β_e зависит от сопротивления нагрузки R_{KH} . При увеличении R_{KH} (R_{KH}) β_e падает. Например, при $\beta = 50$, $r_K^* = 20 \text{ кОм}$ и $R_{KH} = 1 \text{ кОм}$

$$\beta_e = \frac{50 \cdot 20 \cdot 10^3}{20 \cdot 10^3 + 10^3} = 47,5,$$

а при $R_{KH} = 10 \text{ кОм}$ $\beta_e \approx 17$. Если $R_{KH} \rightarrow \infty$, то $\beta_e \rightarrow 0$. При переходе от β к β_e эквивалентная схема каскада приобретает вид, показанный на рис. 2.2.5, где генератор тока в выход-

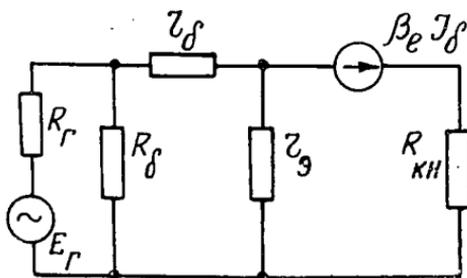


Рис. 2.2.5

ной цепи $\beta_e I_6$ не шунтирован сопротивлением, r_K^* , поскольку шунтирующее действие сопротивления r_K^* учтено в β_e . Эта эквивалентная схема аналогична упрощенной, рассмотренной ранее, и удобнее для расчетов, поскольку ток в выходной цепи равен току генератора $\beta_e I_6$. Поэтому для схемы рис. 2.2.5 справедливы формулы 2.2.9÷2.2.15 при замене β на β_e , а именно:

$$R_{вх} = r_6 + r_a (1 + \beta_e) \quad (2.2.9a)$$

$$K_{\bar{a}} = \beta_e \quad (2.2.11a)$$

$$K_{iH} = \beta_e \frac{R_H}{R_K + R_H} \quad (2.2.12a)$$

$$K_u = \beta_e \frac{R_{KH}}{R_{\theta x}} \quad (2.2.13a)$$

$$K_{u\Gamma} = \frac{\beta_e R_{KH}}{R_{\theta x}} \approx \frac{R'_{\theta x}}{R'_{\theta x} + R_{\Gamma}} \quad (2.2.15B)$$

В последних выражениях учтено влияние конечного сопротивления нагрузки на работу схемы.

Интересно отметить, что если $\beta_e = 0$ при $R_{KH} \rightarrow \infty (I_K = 0)$, то $R_{вх} = r_{\theta} + r_{\bar{a}}$ и резко уменьшается по сравнению с $R_{вх}$ при конечных R_{KH} .

Изменение входного сопротивления с изменением R_{KH} можно пояснить с точки зрения внутритранзисторной об-

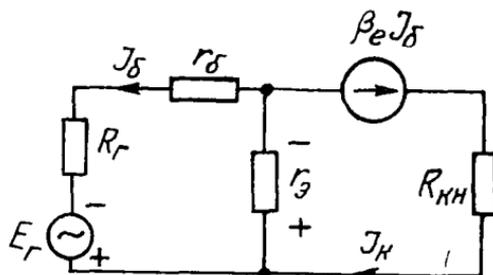


Рис. 2.2.6а

ратной связи. В схеме $OЭ$ существует последовательная отрицательная обратная связь по току выходной цепи через сопротивление $r_{\bar{a}}$ (рис. 2.2.6а). Действительно, если на вход подан сигнал с полярностью, увеличивающей $I_{\bar{a}}$, то за счет протекания выходного тока I_K на $r_{\bar{a}}$ создается напряжение, препятствующее росту базового тока. С увеличением сопротивления R_{KH} (R_K) глубина обратной связи уменьшается, так как $r_{\bar{a}}$ составляет при этом меньшую долю от общего сопротивления коллекторной цепи, и уменьшается $R_{вх}$, что соответствует выводам теории обратной связи.

Если $R_{кн} = \infty$, то $K_i = \beta_c = 0$, а из 2.2.156.

$$K_{иГ} = \frac{\beta_e R_{кн}}{R_r + R_{вх}} = \frac{\beta \frac{r_k^* R_{кн}}{r_k^* + R_{кн}}}{R_r + r_b + r_g (1 + \beta_e)} =$$

$$= \frac{\beta (r_k^* \parallel R_{кн})}{R_r + r_b + r_g} = \frac{\beta r_k^*}{R_r + r_b + r_g} \approx \frac{r_k}{R_r + r_g + r_b}; \quad (2.2.18)$$

т. е. $K_{иГ}$ при $R_{кн} \rightarrow \infty$ не равен ∞ , как можно было бы ожидать, а определяется отношением сопротивлений схемы.

Выражение 2.2.18 приближенно, так как при выводе его использовалась эквивалентная схема транзистора без генератора обратной связи $\mu U_{кэ}$.

6. Выходное сопротивление схемы $ОЭ R_{вых}$ определяется со стороны зажимов нагрузки при отключенной нагрузке и замкнутых независимых источниках напряжения в схеме, т. е. при $E_r = 0$. Определим сначала $R_{вых}$ на выходных зажимах транзистора, для чего подключим к выходным зажимам транзистора переменное напряжение и определим ток ΔI_k , потребляемый схемой (рис. 2.2.66). Тогда

$$R_{вых} = \frac{\Delta U}{\Delta I_k}$$

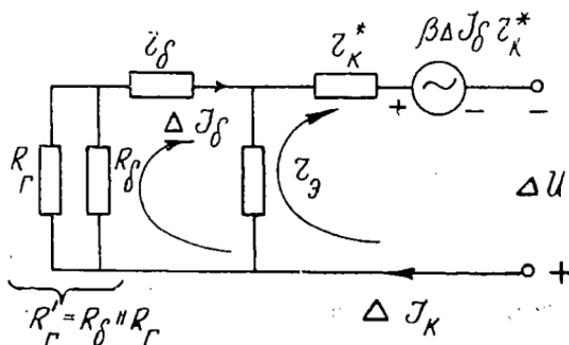


Рис. 2.2.66

Для удобства анализа в схеме рис. 2.2.66 генератор тока βI_b и сопротивление r_k^* шунтирующее его, заменено генератором напряжения $\beta I_b r_k^*$ с последовательно включенным сопротивлением r_k^* (по теореме об эквивалентном генераторе), а сопротивления R_b и R_r заменены эквивалентным сопротивлением $R'_r = R_b \parallel R_r$.

Полярность зависимого генератора напряжения противоположна полярности его в эквивалентной схеме транзистора, так как в данном опыте ток $\Delta I_{\text{б}}$ направлен противоположно току $I_{\text{б}}$ транзистора. Из схемы

$$\Delta U = \beta \Delta I_{\text{б}} r_{\text{к}}^* + \Delta I_{\text{к}} r_{\text{к}}^* + (\Delta I_{\text{к}} - \Delta I_{\text{б}}) r_{\text{э}},$$

где

$$\Delta I_{\text{б}} = \frac{\Delta I_{\text{к}} r_{\text{э}}}{r_{\text{э}} + r_{\text{б}} + R_{\text{Г}}'}$$

ток, возникающий в базовой цепи при протекании $\Delta I_{\text{к}}$ через коллекторную цепь.

Подставляя значение $\Delta I_{\text{б}}$ в предыдущее выражение и пренебрегая падением на $r_{\text{э}}$, получим

$$\Delta U = \left(\frac{\beta r_{\text{к}}^* \cdot r_{\text{э}}}{r_{\text{э}} + r_{\text{б}} + R_{\text{Г}}'} + r_{\text{к}}^* \right) \Delta I_{\text{к}}$$

и

$$R_{\text{вых}} = \frac{\Delta U}{\Delta I_{\text{к}}} = r_{\text{к}}^* \left(1 + \frac{\beta r_{\text{э}}}{R_{\text{Г}} + r_{\text{б}} + r_{\text{э}}} \right) = r_{\text{к}}^* (1 + \beta \gamma_{\text{б}}), \quad (2.2.19)$$

где

$$\gamma_{\text{б}} = \frac{r_{\text{э}}}{R_{\text{Г}} + r_{\text{б}} + r_{\text{э}}} \quad (2.2.20)$$

коэффициент токораспределения, показывающий, какая часть тока $\Delta I_{\text{к}}$ ответвляется в цепь базы.

Выражение (2.2.19) показывает, что $R_{\text{вых}}$ зависит от $R_{\text{Г}}$. При $R_{\text{Г}}=0$ $\gamma_{\text{б}}=\gamma_{\text{б max}}$, а $R_{\text{вых}}$ — наибольшее. При $R_{\text{Г}}=\infty$ $\gamma_{\text{б}}=0$, $R_{\text{вых}}=r_{\text{к}}^*$ и составляет величину порядка $10^4 \div 10^5$ Ом. Если рассматривать величину выходного сопротивления со стороны зажимов нагрузки, т. е. выходное сопротивление схемы $R_{\text{вых н}}$, то как можно видеть из эквивалентной схемы (рис. 2.2.4) оно определяется параллельным соединением

$$R_{\text{вых}} \text{ и } R_{\text{к}}, \text{ т. е. } R_{\text{вых н}} = R_{\text{к}} \parallel R_{\text{вых}} \quad (2.2.21)$$

При $R_{\text{к}} \ll R_{\text{вых}}$, что обычно имеет место

$$R_{\text{вых н}} \approx R_{\text{к}} \quad (2.2.22)$$

Следовательно, по отношению к зажимам нагрузки выходное сопротивление каскада $OЭ$ определяется коллекторным сопротивлением и невелико при обычных значениях $R_{\text{к}}$ (сотни Ом, единицы кОм).

Выводы. Схема ОЭ обладает входным сопротивлением порядка единиц ком или сотен Ом, $K_i \gg 1$, $K_u \gg 1$, выходное сопротивление на выходных зажимах транзистора имеет порядок r_k^* , а со стороны зажимов нагрузки $R_{\text{ВЫХ}} \approx R_k$. Фаза выходного напряжения противоположна фазе входного.

Анализ работы схемы ОЭ приведен для области частот, в которой можно пренебречь зависимостью параметров транзистора и схемы от частоты. Влияние частоты рассмотрено в гл. 3, § 1.

2.2.2. Усилитель по схеме с общей базой (ОБ)

Усилитель по схеме ОБ применяется как с одним (рис. 2.2.7б), так и с двумя (рис. 2.2.7а) источниками питания.

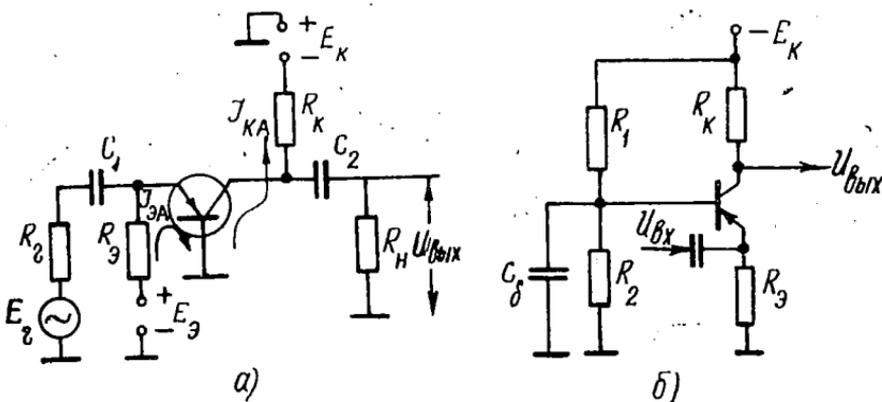


Рис. 2.2.7

Схема с двумя источниками питания применяется чаще, так как она обладает большей температурной стабильностью (см. § 2.3). В схеме рис. 2.2.7б база транзистора заземлена через C_6 . Входной сигнал подается на резистор R_3 относительно земли.

Рассмотрим работу схемы по рис. 2.2.7а. Здесь резисторы R_3 и R_k задают токи начального режима. Связь между токами и питающими напряжениями следующая:

$$I_{KA} = \frac{E_k - U_{к6A}}{R_k} \quad (2.2.23)$$

и

$$I_{3A} = \frac{E_3 - U_{36A}}{R_3} \quad (2.2.24)$$

напряжение E_3 берется $\gg U_{36A}$ и составляет $1 \div 1,5$ в. Тогда $I_3 \cong \frac{E_3}{R_3}$ и не меняется с изменением температуры, что обеспечивает стабильность и коллекторного тока, равного

$$I_K = \alpha I_3 + I_{КБ0}.$$

При подаче на вход напряжения положительной полярности ток в схеме увеличится, увеличивая падение напряжения на R_K , а потенциал коллектора относительно земли станет менее отрицательным, т. е. более положительным. Таким образом, полярность выходного напряжения $U_{\text{вых}} = U_{КБ}$ совпадает с полярностью входного сигнала. Начальный режим схемы (точка покоя) выбирается по семейству входных и выходных характеристик транзистора, аналогично тому, как это делается для схемы $ОЭ$.

В отличие от схемы $ОЭ$ в схеме $ОБ$ нелинейные искажения меньше, так как выходные характеристики идут более равномерно.

Расчет усилителя по эквивалентной схеме

Эквивалентная схема усилителя для области средних частот при использовании Т-образной эквивалентной схемы транзистора с генератором тока приведена на рис. 2.2.8.

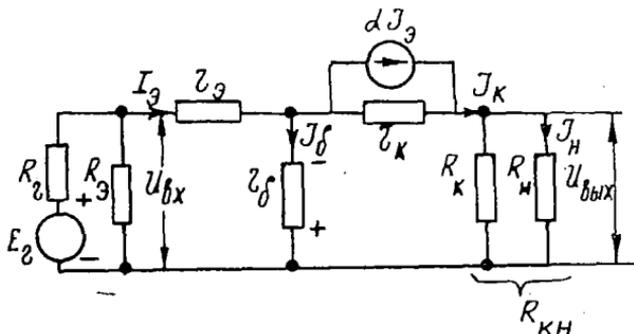


Рис. 2.2.8

В отличие от $ОЭ$ здесь генератор тока αI_3 шунтирован сопротивлением коллекторного перехода $r_K \cong 10^6$ Ом и барьерной емкостью C_K (не показана на рис.).

Сопrotивление R_K (или $R_{\text{шт}} = R_K || R_H$ при наличии внешней нагрузки) имеет порядок единиц ком—сотен ом. Поэтому при работе схемы *ОБ* как правило выполняется условие $R_{\text{шт}} \ll r_K$ или $R_K \ll r_K$ и влиянием сопротивления r_K можно пренебречь, считая $I_K = \alpha I_3$. Используя методику § 2.2.1 главы 2 подсчитаем для схемы *ОБ*

1. Входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_3};$$

где

$$U_{\text{вх}} = I_3 r_3 + I_6 r_6 = I_3 r_3 + (I_3 - I_K) r_6 = I_3 [r_3 + r_6 (1 - \alpha)]$$

Тогда

$$R_{\text{вх}} = r_3 + r_6 (1 - \alpha) \quad (2.2.25)$$

Если $r_3 = 26 \text{ Ом}$ при $I_3 = 1 \text{ ма}$, $r_6 = 150 \text{ Ом}$ и $\alpha = 0,98$, то $R_{\text{вх}} = 26 + 150(1 - 0,98) = 29 \text{ Ом}$.

т. е. входное сопротивление в схеме *ОБ* очень мало. В области малых токов ($I_3 \ll 1 \text{ ма}$) $R_{\text{вх}}$ резко увеличивается за счет роста r_3 (микрорежим транзистора).

При определении $R_{\text{вх}}$ со стороны зажимов генератора сигнала следует учесть, что параллельно $R_{\text{вх}}$ включен резистор R_3 . Однако

$$R_3 = \frac{E_3}{I_3} = \frac{(1 \div 1,5) \text{ в}}{(1 \div 2) \text{ ма}} = (0,7 \div 1) \text{ кОм}.$$

Поэтому

$$R'_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} || R_3 \approx R_{\text{вх}}.$$

При учете r_K ток коллекторной цепи не равен току генератора αI_3 , так как часть тока этого генератора ответвляется в r_K .

Найдем ток коллекторной цепи для этого случая.

$$I_K = \frac{\alpha I_3 r_K}{r_K + r_6 + R_{KH}}$$

Пренебрегая r_6 в знаменателе, получим

$$I_K = \frac{\alpha r_K}{r_K + R_{KH}} I_3 = \alpha_e I_3,$$

где

$$\alpha_e = \frac{\alpha r_K}{r_K + R_{KH}} \quad (2.2.26)$$

эквивалентный коэффициент передачи тока транзистора в схеме с *ОБ* при конечном сопротивлении нагрузки.

Замена α на α_e в формуле 2.2.25 позволяет отразить зависимость $R_{вх}$ от $R_{кн}$ (R_K). Если $R_{кн}=0$, то $\alpha_e=\alpha$ и $R_{вх}=R_{вх\ min}=r_э+r_б(1-\alpha)$.

Если $R_{кн} \rightarrow \infty$, то $\alpha_e \rightarrow 0$. При обрыве тока в цепи коллектора ($R_{кн}=\infty$, $\alpha=0$) входное сопротивление схемы *ОБ* возрастает до величины

$$R_{вх}=R_{вх\ max}=r_э+r_б \quad (2.2.27)$$

и становится равным $R_{вх}$ в схеме *ОЭ* при $I_K=0$.

Увеличение $R_{вх}$ при $I_K \rightarrow 0$ в схеме *ОБ* можно также пояснить с точки зрения внутритранзисторной обратной связи. В этой схеме существует положительная О.С. по току (рис. 2.2.8) через $r_б$. При уменьшении R_K глубина обратной связи увеличивается, так как увеличивается относительная доля напряжения обратной связи, выделяемого на $r_б$. Поэтому $R_{вх}$ уменьшается.

Установим связь между $R_{вх}$ в схемах *ОЭ* и *ОБ*. Из формулы (2.2.9) $R_{вх\ оэ}=r_э(1+\beta)+r_б$.

Разделив обе части этого выражения на $(\beta+1)$ и учитывая, что

$$\frac{1}{1+\beta}=1-\alpha$$

получим

$$\frac{R_{вх\ оэ}}{1+\beta}=r_э+\frac{r_б}{1+\beta}=r_э+r_б(1-\alpha)=R_{вх\ об}$$

Таким образом

$$R_{вх\ об}=\frac{R_{вх\ оэ}}{1+\beta} \quad (2.2.28)$$

или

$$R_{вх\ оэ}=\frac{R_{вх\ об}}{1-\alpha}$$

2. Коэффициент усиления по току

$$K_i=\frac{I_{вых}}{I_{вх}}=\frac{I_K}{I_э}=\alpha < 1 \quad (2.2.29)$$

(при $r_K \gg R_{кн}$ и $r_K \gg R_K$).

С учетом шунтирующего влияния r_K вместо α следует подставить α_e , тогда при $R_{кн}=0$; $K_i=\alpha_e$, при $R_{кн} \rightarrow \infty$, $K_i \rightarrow 0$

При определении $K_{iH} = \frac{I_H}{I_3}$ получим

$$K_{iH} = \frac{I_H}{I_3} = \frac{I_H \cdot I_K}{I_K \cdot I_3} = \alpha_e \frac{R_K}{R_K + R_H} \quad (2.2.30)$$

Следовательно, $K_{iH} < \alpha_e < 1$.

Если нас интересует $K_{i\Gamma} = \frac{I_H}{I_\Gamma}$, где I_Γ — ток короткого замыкания генератора входного сигнала, то формула 2.2.29 аналогично схеме $O\mathcal{E}$, примет вид

$$K_{i\theta} = \frac{I_H}{I_\Gamma} = \frac{I_H \cdot I_K \cdot I_3}{I_K \cdot I_3 \cdot I_\Gamma} = \alpha_e \frac{R_K}{R_K + R_H} \cdot \frac{R'_\Gamma}{R'_\Gamma + R_{\theta x}} \quad (2.2.31)$$

3. Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_K R_{KH}}{I_3 R_{\theta x}} = \alpha_e \cdot \frac{R_{KH}}{R_{\theta x}} \quad (2.2.32)$$

При $R_{KH} \gg R_{\theta x}$ $K_u \gg 1$,

Если $R_{KH} \simeq R_{\theta x}$, то $K_u \simeq 1$.

При $R_{KH} \rightarrow \infty$

$$K_u = \frac{\frac{\alpha r_K}{r_K + R_{KH}} R_{KH}}{r_3 + r_0(1 + \alpha_e)} = \frac{\alpha r_K \parallel R_{KH}}{r_3 + r_0} = \frac{\alpha r_K}{r_3 + r_0} \quad (2.2.33)$$

Т. е. при $R_{KH} \rightarrow \infty$, K_u имеет конечное значение. Полученная формула 2.2.33 приближенная, так как при выводе ее не учтено наличие генератора $\mu U_{\text{кб}}$, отражающего внутритранзисторную обратную связь по напряжению.

При подсчете $K_{u\Gamma} = \frac{U_{\text{вых}}}{E_\Gamma}$, получим аналогично 2.2.15.

$$\begin{aligned} K_{u\Gamma} &= \frac{U_{\text{вых}}}{E_\Gamma} = \frac{I_K \cdot R_{KH} \cdot U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}} \cdot E_\Gamma} = \\ &= \frac{I_K R_{KH} R'_{\theta x}}{I_{\theta x} R_{\theta x} (R'_{\theta x} + R_K)} = \alpha_e \frac{R_{KH} \cdot R'_{\theta x}}{R_{\theta x} (R'_{\theta x} + R_K)}, \end{aligned}$$

где $R'_{\theta x} = R_3 \parallel R_{\theta x}$.

Таким образом $K_{u\Gamma}$ зависит от внутреннего сопротивления генератора сигнала R_Γ . При больших R_Γ $K_{u\Gamma}$ падает.

4. Коэффициент усиления по мощности $K_p = K_u \cdot K_i \simeq K_u$, т. е. $K_p \text{ об} \ll K_{\text{роз}}$.

5. Выходное сопротивление в схеме $ОБ$ может быть найдено аналогично схеме $ОЭ$.

Не приводя выводов, укажем, что $R_{\text{вых}}$ на выходных зажимах транзистора определяется формулой

$$R_{\text{вых}} = r_{\text{к}}(1 - \alpha\gamma_{\text{э}}), \quad (2.2.34)$$

где $\gamma_{\text{э}}$ — коэффициент токораспределения, показывающий, какая часть тока $I_{\text{к}}$ ответвляется в цепь эмиттера,

$$\gamma_{\text{э}} = \frac{r_{\text{б}}}{r_{\text{б}} + r_{\text{э}} + R_{\text{г}}'}; \quad (2.2.35)$$

где $R_{\text{г}}' = R_{\text{г}} \parallel R_{\text{э}}$.

При $R_{\text{г}}' = 0$ $\gamma_{\text{э}} = \frac{r_{\text{б}}}{r_{\text{б}} + r_{\text{э}}}$; и $R_{\text{вых}} = R_{\text{вых min}}$.

При $R_{\text{г}}' = \infty$, $\gamma_{\text{э}} = 0$ и $R_{\text{вых}} = R_{\text{вых max}} = r_{\text{к}}$.

Таким образом $R_{\text{вых}}$ на выходных зажимах транзистора в схеме $ОБ$ имеет порядок $r_{\text{к}}$.

При определении $R_{\text{вых н}}$ — со стороны зажимов нагрузки — $R_{\text{вых}}$ шунтируется коллекторным сопротивлением $R_{\text{к}}$,

т. е. $R_{\text{вых н}} = R_{\text{вых}} \parallel R_{\text{к}} \approx R_{\text{к}}$, (2.2.36)

так как $R_{\text{к}} \ll R_{\text{вых}}$.

Пользуясь формулами 2.2.19 и 2.2.34 можно показать, что при $R_{\text{г}} = 0$, $R_{\text{вых оэ}} = R_{\text{вых об}}$.

При этом же условии из формул 2.2.14 и 2.2.32 следует, что $K_{\text{и оэ}} = K_{\text{и об}}$. Следовательно, при $R_{\text{г}} = 0$ схемы $ОЭ$ и $ОБ$ имеют одинаковые $K_{\text{и}}$ и $R_{\text{вых}}$ и отличаются только $K_{\text{г}}$ и $R_{\text{вх}}$ (последнее за счет различного характера внутренней обратной связи в этих схемах).

Выводы. Схема $ОБ$ при токах $I_{\text{э}} \gg 1$ ма обладает малым входным сопротивлением порядка десятков ом; $K_{\text{г}} < 1$, $K_{\text{и}} \gg 1$, если $R_{\text{кн}} \gg R_{\text{вх}}$; выходное сопротивление со стороны зажимов нагрузки $R_{\text{вых н}} \approx R_{\text{к}}$, а на зажимах транзистора $R_{\text{вых}}$ имеет порядок сотен ком — единиц. Мом. Фазы входного и выходного сигналов совпадают.

2.2.3. Усилитель по схеме с общим коллектором (ОК)

Принципиальная схема усилителя изображена на рис. 2.2.9. Здесь резисторы $R_{\text{б}}$ и $R_{\text{э}}$ задают токи в режиме покоя. Напряжение входного сигнала подается между базой и землей, а выходное напряжение снимается между эмиттером и

землей. Коллектор по переменному току заземлен через малое для переменного тока внутреннее сопротивление источника питания и является общей точкой для входной и выходной цепи. Вследствие такой подачи сигнала в схеме су-

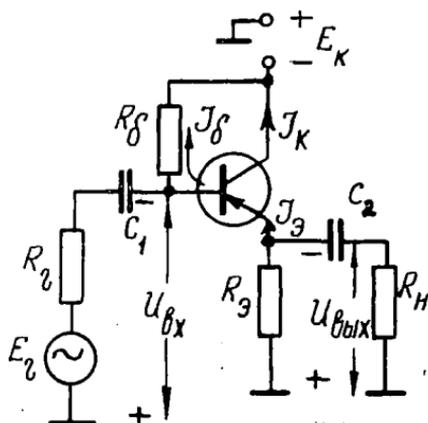


Рис. 2.2.9

ществует отрицательная обратная связь по напряжению с коэффициентом передачи $\kappa=1$, так как управляющее током транзистора напряжение $U_{бэ}$ определяется разностью входного и выходного напряжений

$$U_{бэ} = U_{вх} - U_{ос} = U_{вх} - U_{вых} \quad (2.2.37)$$

Наличие отрицательной обратной связи по напряжению определяет основные параметры усилителя по схеме ОК.

При подаче положительного входного сигнала на базу транзистора относительно земли, токи транзистора уменьшаются и уменьшается по абсолютной величине падение напряжения на R_e , являющееся выходным напряжением схемы.

Следовательно, потенциал эмиттера становится более положительным относительно земли, т. е. схема ОК не поворачивает фазу усиливаемого сигнала.

Анализ каскада по эквивалентной схеме в области средних частот

После выбора рабочей точки транзистора и определения его внутренних (физических) параметров в этой точке, схема усилителя по рис. 2.2.9 может быть заменена для пе-

ременных составляющих эквивалентной схемой, как это показано на рис. 2.2.10.

Определим параметры усилителя, считая, что $R_a \ll r_k^*$, (или при наличии внешней нагрузки $R_{вн} R_{вн} \ll r_k^*$, где $R_{эв} = R_{вн} || R_a$.)

1. Входное сопротивление схемы $R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}$ где $U_{вх} = I_{вх} r_б + I_{э}(r_э + R_{эв})$.

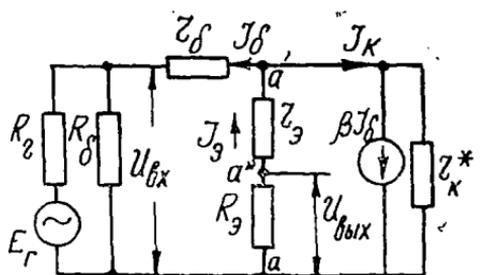


Рис. 2.2.10

Если пренебречь шунтирующим действием r_k^* , то $I_k = \beta I_b$ и $I_э = I_k + I_b = (\beta + 1) I_b$.

Тогда $U_{вх} = I_{вх} r_б + (r_э + R_{эв})(\beta + 1) I_b$ и $R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = r_б + (r_э + R_{эв})(\beta + 1)$. (2.2.38)

При $R_{эв} \gg r_э$ и $\beta \gg 1$ $R_{вх} = \beta R_{эв}$ (2.2.39)

С ростом $R_{эв}$ растет $R_{вх}$. При $\beta = 50$ и $R_{эв} = 1$ ком, $R_{вх} = 50 \times 10^3 = 50$ ком.

С учетом шунтирующего действия r_k^* в формулу (2.2.38) вместо $(\beta + 1)$ следует подставлять

$$(\beta + 1)_e = \frac{(\beta + 1) r_k^*}{r_k^* + R_{эв}} \quad (2.2.40)$$

Тогда пренебрегая малыми величинами $r_б$ и $r_э$

$$R_{вх} = (\beta + 1)_e R_{эв} = \frac{(\beta + 1) r_k^* \cdot R_{эв}}{r_k^* + R_{эв}} = (\beta + 1) (R_{эв} || r_k^*) \quad (2.2.41)$$

Если $R_{эв} \rightarrow \infty$, то $R_{вх} \rightarrow (\beta + 1) r_k^* = r_k$ (2.2.42)

Следовательно, предельная величина входного сопротивления в схеме ОК определяется величиной r_k и имеет порядок $M_{ом}$. Однако достижение таких высоких значений

$R_{вх}$ затруднено, так как рост $R_{эв}$ требует увеличения E_k . Кроме того, каскад ОК обычно применяется для работы на низкоомную нагрузку и R_n мало, а следовательно, $R_{эв}$ также мало.

Вследствие этого, высокие $R_{вх}$ могут быть получены только в специальных схемах ОК.

Получение высоких $R_{вх}$ затруднено также тем, что резистор $R_б$, задающий ток базы транзистора, включен параллельно $R_{вх}$, как это видно из схемы рис. 2.2.10.

Поэтому со стороны зажимов генератора входного сигнала

$$R'_{вх} = R_{вх} || R_б.$$

Величина резистора $R_б$ определяется из выражения

$$R_б = \frac{E_k - U_{RэА} - U_{эбА}}{I_{бА}} \approx \frac{E_k - U_{RэА}}{I_{бА}}$$

где $I_{бА}$, $U_{RэА}$ и $U_{эбА}$ — ток и напряжения транзистора в начальном режиме.

Для примера подсчитаем $R_б$ при $I_{бА} = 0,07$ ма, $E_k = 10$ в и $U_{RэА} = 5$ в.

$$R_б = \frac{10 - 5}{0,07} = 70 \text{ ком.}$$

При $R_{вх} = 50$ ком, $R_{вх}' = R_б || R_{вх} = 50 || 70 \approx 30$ ком.

2) Коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \frac{I_э}{I_б} = (\beta + 1)_e \quad (2.2.43)$$

При включении внешней нагрузки

$$K_{Iн} = \frac{I_n}{I_б} = \frac{I_n}{I_э} \cdot \frac{I_э}{I_б} = (\beta + 1)_e \frac{R_э}{R_э + R_n} \quad (2.2.44)$$

3) Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{I_э \cdot R_{эн}}{I_б \cdot R_{вх}} = (\beta + 1)_e \frac{R_{эн}}{r_б + (r_э + R_{эн})(\beta + 1)_e} \quad (2.2.45)$$

Из 2.2.45 видно, что $K_u < 1$. Если

$$R_{эн} \gg r_э \text{ и } R_{эн}(\beta + 1)_e \gg r_б, \text{ то } K_u \approx 1.$$

В связи с тем, что в схеме ОК $K_u \approx 1$ и фаза выходного напряжения совпадает с $U_{вх}$, данную схему часто называют эмиттерным повторителем (напряжение на выходе «повто-

рвет» входной сигнал по величине и по фазе). С учетом сопротивления генератора входного сигнала

$$K_{иr} = \frac{U_{вых}}{E_r} = \frac{U_{вых}}{U_{ax}} \cdot \frac{U_{ax}}{E_r} = (\beta + 1)_e \frac{R_{эн}}{(R'_{ax} + R_r)} \frac{R'_{ax}}{R_{ax}} \quad (2.2.46)$$

Из последней формулы видно, что наличие R_r снижает $K_{иr}$.

4) Выходное сопротивление в схеме ОК можно найти из соотношения

$$R_{вых} = \frac{U_{вых\ xx}}{I_{вых\ кз}}$$

При обрыве цепи нагрузки в схеме рис. 2.2.10, пренебрегая R_b и r_k^* получим $U_{вых\ xx} = E_r$. При к. з. цепи нагрузки в точках aa' ток $I_{вых\ кз} =$

$$I_{вых\ кз} = \frac{E_r}{R_r + r_b} + \beta I_b, \quad \text{причем } I_b = \frac{E_r}{R_r + r_b},$$

т. е.

$$I_{вых\ кз} = \frac{E_r}{R_r + r_b} (\beta + 1)$$

Тогда

$$R_{вых} = \frac{E_r}{\frac{R_r + r_b}{E_r} (\beta + 1)} = \frac{R_r + r_b}{\beta + 1}$$

С учетом базового резистора R_b вместо R_r в последней формуле следует брать $R_r' = R_r || R_b$.

Таким образом, $R_{вых}$ схемы на зажимах aa' равно

$$\frac{R_r' + r_b}{\beta + 1}$$

На зажимах aa'' $R_{вых}$ увеличение на величину r_a , которое включено последовательно в цепь тока, т. е.

$$R_{вых} = r_a + \frac{R_r' + r_b}{1 + \beta} \quad (2.2.47)$$

При $r_a = 25$ Ом, $R_r' = 1$ кОм, $\beta = 50$ и $r_b = 150$ Ом.

$$R_{вых} = 25 + \frac{10^3 + 150}{50} = 48 \text{ Ом}$$

Со стороны зажимов внешней нагрузки

$$R_{\text{вых } K} = R_{\text{вых}} \parallel R_g \approx r_g \approx R_{\text{вых}},$$

так как обычно $R_g \gg R_{\text{вых}}$.

Из формулы 2.2.47 видно, что $R_{\text{вых}}$ увеличивается с ростом R'_g . При больших R'_g нельзя не учитывать влияние r_K^* , так как оно становится одного порядка с $\frac{R'_g}{\beta + 1}$.

В этом случае

$$R_{\text{вых}} = r_g + \left[\frac{R'_g + r_b}{\beta + 1} \parallel r_K^* \right].$$

Если $R'_g \rightarrow \infty$, то $R_{\text{вых}} \approx r_K$ (2.2.48)

Это предельное значение выходного сопротивления на выходных зажимах транзистора в схеме ОК.

Выводы. Схема ОК (эмиттерный повторитель) обладает высоким входным сопротивлением (единицы, десятки ком), выходное сопротивление при обычных R_g мало (десятки Ом). Фаза входного и выходного сигнала совпадают.

Схема имеет стабильную величину K_u и большой диапазон входного сигнала за счет 100% отрицательной обратной связи по напряжению.

2.2.4. Сравнительная характеристика 3-х схем включения транзистора

Формулы для определения основных параметров простейших усилителей на транзисторах по схемам ОБ, ОК и ОЭ, а также примерные значения этих параметров приведены в табл. 2.

На рис. 2.2.11 даны зависимости входных и выходных сопротивлений усилителей от величины сопротивлений R_K и R_g соответственно. Для наиболее широко распространенной схемы ОЭ приведены также на рис. 2.2.12 зависимости K_u , K_i и K_p от $R_K (R_{KB})$, полученные по формулам 2.2.11а, 2.2.13а и 2.2.16а. Как видно из этих кривых K_p имеет максимум при $R_{KB} = 10^4 \div 10^5$ Ом, что как правило не достигается в схемах, так как с ростом R_K растут требуемые значения E_K .

Приведенные данные не дают полной сравнительной характеристики рассматриваемых схем, так как в них не отражены частотные свойства транзисторных каскадов. Как

известно, зависимость параметров транзисторных усилителей от частоты обусловлена зависимостью от частоты коэффициента передачи тока α (или β), а также влиянием барьерной емкости коллекторного перехода C_K (или C_K^*).

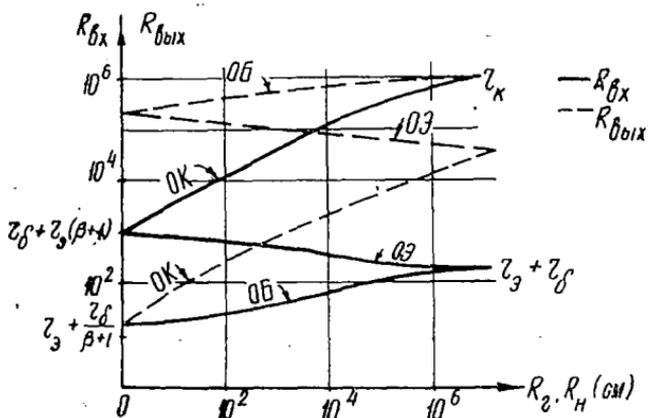


Рис. 2.2.11

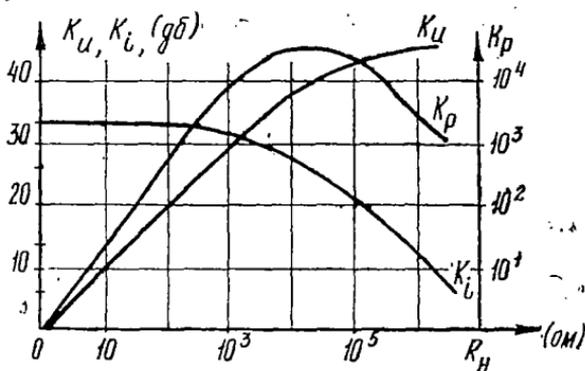


Рис. 2.2.12

В схеме ОБ

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega\tau_a}, \quad (2.2.49)$$

причем

$$\tau_a = \frac{1}{\omega_a} = \frac{1}{2\pi f_a}, \quad (2.2.50)$$

где f_α — предельная частота усиления по току в схеме *ОБ*, на которой $\frac{\alpha_0}{|\alpha|}$, а фазовый сдвиг выходного тока относительно входного равен 45° .

Влияние C_K проявляется в том, что его реактивное сопротивление шунтирует нагрузку на высоких частотах (совместно с r_K) и снижает выходной ток и выходное напряжение схемы.

В схеме *ОЭ* и *ОК* β и τ_β определяется формулами 2.2.6 и 2.2.7. Как известно

$$f_\beta = \frac{f_\beta}{1 + \beta} \quad (2.2.51)$$

и

$$\tau_\beta = \tau_\alpha (1 + \beta), \quad (2.2.52)$$

т. е. постоянная времени в схеме *ОЭ* и *ОК* в $(\beta + 1)$ раз больше, чем в схеме *ОБ*.

Емкость коллекторного перехода в схеме *ОЭ* и *ОК* $C_K^* = C_K(\beta + 1)$, т. е. шунтирующее влияние C_K^* при одинаковых R_K (R_{KH}) будет заметно сказываться в схемах *ОЭ* и *ОК* при более низких частотах, чем в схеме *ОБ*.

Следовательно, схема *ОБ* обладает лучшими частотными свойствами. Более подробный анализ частотных свойств этих схем дан в главе 3, § 1. Следует также отметить меньшие нелинейные искажения в схеме *ОБ*, в связи с большей линейностью выходных характеристик.

2.2.5. Расчет 3-х схем включения транзистора в системе h -параметров

При использовании масигнальных гибридных h -параметров эквивалентная схема транзисторного усилителя не зависит от схемы включения* и имеет вид, показанный на рис. 2.2.13.

Как известно, транзистор в системе h -параметров может быть описан следующими уравнениями

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{aligned} \right\} \quad (2.2.53)$$

* При этом сами h -параметры зависят от схемы включения транзистора.

Сводная таблица формул для расчета каскадов ОЭ, ОБ и ОК

Параметр каскада	ОБ		ОЭ		ОК	
	формула	порядок величины*	формула	порядок величины*	формула	порядок величины*
$K_{iH} = \frac{I_H}{I_{\theta X}}$	$\alpha_e \frac{R_K}{R_K + R_H}$	< 1	$\beta_e \frac{R_K}{R_K + R_H}$	$\gg 1$	$(\beta + 1) \frac{R_g}{R_g + R_H}$	$\gg 1$
$K_{i2} = \frac{I_H}{I_r}$	$\frac{\alpha_e R_K}{(R_K + R_H)} \cdot \frac{R_r'}{(R_r' + R_{\theta X})}$	< 1	$\frac{\beta_e R_K}{(R_K + R_H)} \cdot \frac{R_r'}{(R_r' + R_{\theta X})}$	$\gg 1$	$\frac{(\beta + 1)_e R_g R_r'}{(R_g + R_H)(R_r' + R_{\theta X})}$	$\gg 1$
$K_{ii} = \frac{U_{\theta IX}}{U_{\theta X}}$	$\frac{\alpha_e R_{KH}}{R_{\theta X}}$	$\gg 1$	$\frac{\beta_e R_{KH}}{R_{\theta X}}$	$\gg 1$	$\frac{(\beta + 1)_e R_{gH}}{r_g + (r_g + R_{gH})(\beta + 1)_e}$	< 1
$K_{i2} = \frac{U_{\theta IX}}{E_2}$	$\frac{\alpha_e R_{KH} R_{\theta X}}{R_{\theta X}(R_{\theta X} + R_e)}$	$\gg 1$	$\frac{\beta_e R_{KH} R_{\theta X}}{R_{\theta X}(R_{\theta X} + R_e)}$	$\gg 1$	$\frac{(\beta + 1)_e R_{gH} R_{\theta X}}{R_{\theta X}(R_{\theta X} + R_e)}$	< 1
$R_{\theta X}$ [OM]	$r_g + r_g(1 - \alpha_e)$	$10 \div 10^2$	$r_g + r_g(\beta_e + 1)$	$10^2 \div 10^3$	$r_g + (r_g + R_{gH}) \times (\beta + 1)_e \approx \beta_e R_{gH}$	$10^3 \div 10^4$
$R_{\theta IX}$ [OM]	$r_K \left(1 - \frac{\alpha_e r_g}{r_g + r_g + R_r'} \right)$	$10^5 \div 10^6$	$r_K \left(1 + \frac{\beta r_g}{r_g + r_g + R_r'} \right)$	$10^4 \div 10^5$	$r_g + \left[\frac{R_r' + r_g}{\beta + 1} \parallel r_K \right]$	$10^1 \div 10^2$

* Порядок величины $R_{\theta X}$ и $R_{\theta IX}$ приведен для номинальных режимов маломощных транзисторов.

где U_1, I_1 — переменные составляющие входного напряжения и тока,

U_2, I_2 — переменные составляющие выходного напряжения и тока,

h_{11} — входное сопротивление транзистора при коротком замыкании на выходе,

$$h_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0},$$

h_{12} — коэффициент обратной связи по напряжению при холостом ходе на входе,

$$h_{12} = \left. \frac{U_1}{U_2} \right|_{I_1=0},$$

h_{21} — коэффициент передачи по току при коротком замыкании на выходе,

$$h_{21} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0},$$

h_{22} — выходная проводимость при холостом ходе на входе.

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_1=0}.$$

Значения h -параметров приводятся в справочных данных транзисторов.

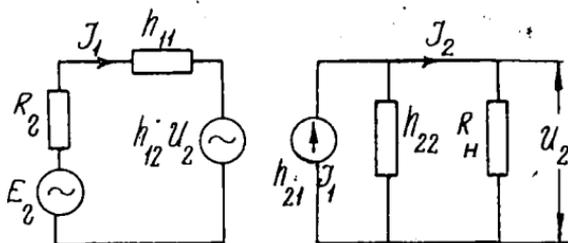


Рис. 2.2.13

Для определения основных характеристик усилителя к системе уравнений 2.2.53 необходимо добавить уравнения входной и выходной цепи

$$\left. \begin{aligned} U_2 &= -I_2 R_{\text{нн}} \\ U_1 &= E_{\Gamma} - I_1 R_{\Gamma} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.54)$$

Появление знака минус в первом уравнении 2.2.54 отражает тот факт, что на эквивалентной схеме условно за положительное направление тока I_2 принято направление, при котором ток втекает в узел схемы, а за положительное направление напряжения U_2 — направление от земли к выходной клемме. Поскольку ток I_2 должен течь от «+» к «-», то падение напряжения на нагрузке противоположно по знаку принятой за положительную полярности U_2 .

Решая совместно системы уравнений 2.2.53 и 2.2.54 получим следующие формулы

1. Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{h_{11} + \Delta h R_{кн}}{1 + h_{22} R_{кн}}, \quad (2.2.55)$$

где Δh — определитель системы уравнений 2.2.53, равный

$$\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$$

2. Усиление по току

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_{кн}} \quad (2.2.56)$$

3. Усиление по напряжению

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{h_{21} R_{кн}}{h_{11} + \Delta h R_{кн}} \quad (2.2.57)$$

4. Выходное сопротивление схемы при $E_r=0$ и отключенной нагрузке ($R_{кн} = \infty$)

$$R_{вых} = \frac{h_{11} + R_2}{\Delta h + h_{22} R_2} \quad (2.2.58)$$

Для схемы ОБ и ОЭ $\Delta h \ll 1$, а $\frac{1}{h_{22}}$ велико. Поэтому для этих схем обычно выполняется неравенство $R_{кн}$

$$R_{кн} \ll \frac{1}{h_{22}} \left(R_{кн} \ll \frac{1}{h_{22}} \right),$$

т.е. $R_{кн} \ll r_{к*}(r_{к*})$, что позволяет упростить формулы 2.2.55÷2.2.57

$$R_{вх} \cong h_{11} \quad (2.2.55a)$$

$$K_i = h_{21} \quad (2.2.56a)$$

$$K_u = \frac{h_{21} R_{кн}}{R_{вх}} \quad (2.2.57a)$$

для схемы ОК $\Delta h_K = h_{21} \cong \beta + 1$

и

$$R_{вх} = h_{11к} + \Delta h_K \cdot R_{кш} \quad (2.2.556)$$

при $R_{кш} \ll \frac{1}{h_{22к}}$.

Из формулы 2.2.58 видно, что $R_{вых}$ при $R_r \rightarrow \infty$ равно

$$R_{вых} = \frac{1}{h_{23}}$$

При $R_r \rightarrow 0$

$$R_{вых} = \frac{h_{11}}{\Delta h}$$

§ 2.3. Температурная стабилизация усилителей на биполярных транзисторах

Параметры транзистора как усилительного элемента сильно зависят от температуры и режима, а также подвержены значительному разбросу, в связи с чем при проектировании усилителей возникает задача стабилизации параметров транзисторных усилителей. Для этой цели, как правило, стремятся обеспечить жесткую стабильность начального режима (режима покоя) в требуемом температурном диапазоне при заданном разбросе параметров, чтобы устранить режимные изменения параметров транзисторов, а также нелинейные искажения, которые могут появиться при изменении начального режима.

Изменение температуры приводит к изменению тока в транзисторе в связи со следующим:

а) Изменяется обратный ток коллекторного перехода $I_{к60}$, примерно удваиваясь с увеличением температуры на каждые 10°C в германиевых транзисторах. В кремниевых транзисторах ток $I_{к60}$ можно не учитывать, так как он очень мал, однако в этих транзисторах большую роль играет ток утечки коллекторного перехода.

б) Изменяется напряжение на эмиттерном переходе $U_{э6}$. Температурный коэффициент напряжения $TКН$ этого перехода отрицательный и составляет $\varepsilon = (1,5 \div 2,2) \text{ мВ}/^\circ\text{C}$. При возрастании температуры от 20°C

$$U_{э6} = U_{э620^\circ} - (t^\circ - 20^\circ) \varepsilon, \quad (2.3.1)$$

а при снижении температуры

$$U_{э6} = U_{э620^\circ} + (20^\circ - t^\circ) \varepsilon \quad (2.3.2)$$

в) Изменяется коэффициент передачи тока α (или β). Ориентировочно можно считать, что изменение α с температурой в германиевых транзисторах происходит с коэффициентом, равным $2 \cdot 10^{-4}$ 1/град, в кремниевых — $6 \cdot 10^{-4}$ 1/град. Часто в справочных данных даются кривые изменения β с температурой.

Для стабилизации режима покоя в схемах усилителей на транзисторах вводятся отрицательные обратные связи по току и напряжению. Обобщенная схема усилителя со стабилизирующими обратными связями приведена на рис. 2.3.1. В этой схеме сопротивление R_{ϕ} вносит последователь-

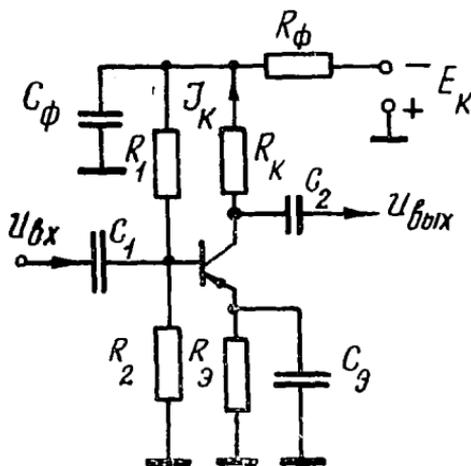


Рис. 2.3.1

ную отрицательную обратную связь по постоянному току транзистора. При увеличении тока I_K напряжение на R_{ϕ} увеличивается, а напряжение между эмиттером и базой уменьшается, возвращая I_K к прежней величине. Чтобы введение R_{ϕ} не снижало K_u и K_i для усиливаемых сигналов, его шунтируют конденсатором C достаточно большой емкости, сопротивление которого в рабочем диапазоне частот усилителя должно быть много меньше выходного сопротивления усилителя со стороны эмиттера (см. § 3.1). При этом для усиливаемых сигналов результирующее сопротивление в цепи эмиттера практически равно нулю и обратная связь отсутствует, а для медленных температурных изменений I_K обратная связь через R_{ϕ} сохраняется. Цепь $R_{\phi}C_{\phi}$ является фильтром, сглаживающим пульсации напряжения источника

питания. При медленных температурных изменениях коллекторного тока на сопротивлении R_{Φ} выделяется напряжение, пропорциональное току I_K . Если I_K увеличивается, то $U_{R_{\Phi}}$ также увеличивается, а напряжение, прикладываемое к делителю R_1R_2 в цепи базы, уменьшается и уменьшается отрицательное напряжение на базе относительно эмиттера, что стабилизирует I_K . Таким образом, для медленных изменений I_K через сопротивление R_{Φ} осуществляется отрицательная обратная связь по току. Делитель R_1R_2 задает требуемый потенциал базы в режиме покоя. Иногда питание делителя R_1R_2 осуществляют непосредственно коллекторным напряжением, для чего подключают R_1 к коллектору транзистора (рис. 2.3.2). В этом случае в схеме возникает па-

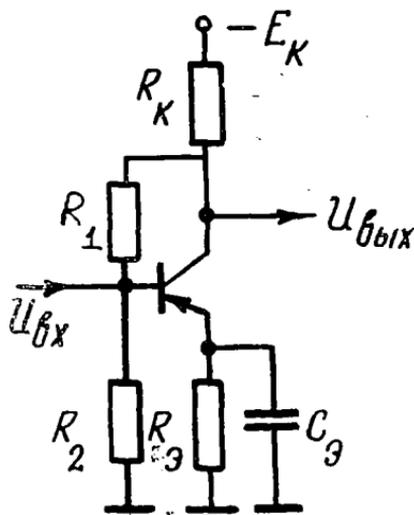


Рис. 2.3.2

раллельная отрицательная обратная связь по напряжению, так как с ростом I_K $U_{R_K} = U_{\text{вых}}$ уменьшается и уменьшает потенциал базы относительно эмиттера, стабилизируя ток I_K . Схему со стабилизацией обратной связью по напряжению можно получить из обобщенной схемы, если положить в ней $C_{\Phi} = 0$, $R_K = 0$, а резистор R_{Φ} использовать как коллекторный резистор. Аналогичным путем из обобщенной схемы можно получить все варианты схем смещения, применяемые в транзисторных усилителях. Поэтому анализ обобщенной схемы позволяет оценить стабильность практически всех применяемых схем. При анализе стабильности обоб-

щенной схемы будем считать, что температурные изменения тока $I_{к60}$, α и $U_{эб}$ невелики, что позволяет пользоваться малосигнальными параметрами транзистора.

Стабильность транзисторных схем принято оценивать коэффициентом неустойчивости S , равным

$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{K_{S=1}}}, \quad (2.3.3a)$$

где ΔI_K — изменение коллекторного тока исследуемой схемы с учетом всех дестабилизирующих факторов,

$\Delta I_{K_{S=1}}$ — изменение тока коллектора в схеме с идеальной стабилизацией ($S=1$), также с учетом всех дестабилизирующих факторов. Из 2.3.3a

$$\Delta I_K = S \Delta I_{K_{S=1}} \quad (2.3.3b)$$

Коэффициент S показывает, во сколько раз в рассматриваемой схеме температурные изменения коллекторного тока больше, чем в идеально стабилизированной схеме. Следовательно, чем S меньше, тем схема стабильнее.

Для определения ΔI_K воспользуемся упрощенной схемой, в целях упрощения, не рассматривая влияния фильтра $R_{\Phi}C_{\Phi}$. Учет фильтра $R_{\Phi}C_{\Phi}$ на стабильность схемы выполнен в Л. 3. Воспользуемся теоремой об эквивалентном генераторе и заменим делитель в цепи базы эквивалентным сопротивлением $R_0 = R_1 \parallel R_2$ эквивалентным генератором

$$E_{эб} = \frac{E_K R_2}{R_1 + R_2}.$$

Тогда для медленных тепловых изменений тока I_K схема примет вид, показанный на рис. 2.3.3. В этой схеме базовый ток $I_б$ равен

$$I_б = \frac{E_{эб} - U_{эб}}{R_3 + R_б} - \gamma_б I_K, \quad (2.3.4)$$

где $\gamma_б$ уже известный ранее (см. формулу 2.2.20) коэффициент, показывающий, какая часть изменяющегося коллекторного тока ответвляется в цепь базы. При медленных изменениях коллекторного тока в формулу для $\gamma_б$ должно войти сопротивление R_3 , так как для этих изменений I_K резистор R_3 не зашунтирован конденсатором C_3 . Сопротивление $R_г$, напротив не входит в $\gamma_б$, поскольку цепь источника питания и базовый делитель для медленных изменений тока разделены за счет включения конденсатора C_1 . Коллекторный ток I_K при $r_{K^*} \gg R_K$, когда можно не учитывать влияние R_{KH} на величину I_K , равен $I_K = \beta I_б + I_{к60} (1 + \beta)$ (2.3.5.)

Продифференцируем выражение 2.3.5, т. е. найдем изменение коллекторного тока с изменением температуры при изменяющихся β , $I_{КБ0}$, I_B ,

$$dI_K = d\beta I_B + dI_B \cdot \beta + dI_{КБ0} (1 + \beta) + I_{КБ0} d\beta.$$

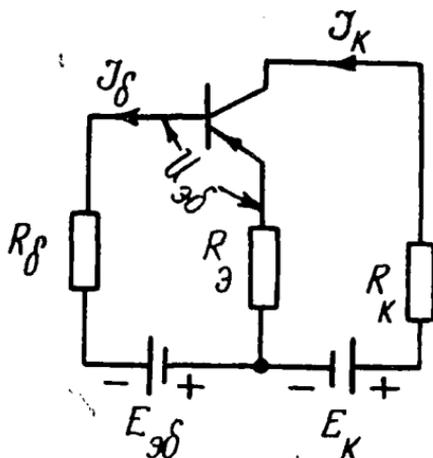


Рис. 2.3.3

Здесь dI_B вызвано изменением $U_{эб}$ с температурой и может быть найдено из формулы 2.3.4.

$$dI_B = \frac{-dU_{эб}}{R_э + R_б} - \gamma_б dI_K.$$

Подставив dI_B в предыдущее выражение и решая его относительно dI_K получим (заменяв d на Δ)

$$\Delta I_K = \frac{\beta}{1 + \gamma_б \beta} \left[\frac{\Delta I_{КБ0}}{\alpha} - \frac{\Delta U_{эб}}{R_э + R_б} + \frac{\Delta \beta}{\beta} (I_B + I_{КБ0}) \right].$$

Сравнивая полученное выражение с 2.3.36 можно видеть, что сумма членов в квадратных скобках есть $\Delta I_{K S-1}$, а множитель перед скобкой — S — коэффициент температурной нестабильности, т. е.

$$S = \frac{\beta}{1 + \gamma_б \beta}, \quad (2.3.7)$$

где $\gamma_б = \frac{R_э + r_э}{R_б + r_б + r_э} \approx \frac{R_э}{I_э + R_б}$.

а

$$\Delta I_{\kappa}|_{s=1} = \frac{\Delta I_{\kappa\beta 0}}{\alpha} - \frac{\Delta U_{\beta\delta}}{R_{\beta} + R_{\delta}} + \frac{\Delta\beta}{\beta} (I_{\delta} + I_{\kappa\delta 0}) \quad (2.3.8)$$

Во втором слагаемом в формуле 2.3.8 $\Delta U_{\beta\delta} = \epsilon \Delta t$.

Последнее слагаемое в выражении 2.3.8 удобно записать иначе, домножив и разделив его на $(\beta+1)$

$$\frac{\Delta\beta}{\beta} (I_{\delta} + I_{\kappa\delta 0}) \frac{(\beta+1)}{(\beta+1)} = \frac{\Delta\beta'}{\beta} \cdot \frac{I_{\beta}}{\beta+1}$$

Далее, учитывая, что

$$\frac{\Delta\beta}{\beta} = \frac{\Delta\alpha}{\alpha} (\beta+1)$$

получим

$$\frac{\Delta\beta}{\beta} (I_{\kappa\delta 0} + I_{\kappa\delta 0}) = \frac{\Delta\alpha}{\alpha} I_{\beta}$$

Тогда

$$\Delta I_{\kappa}|_{s=1} = \frac{\Delta I_{\kappa\beta 0}}{\alpha} - \frac{\Delta U_{\beta\delta}}{R_{\beta} + R_{\delta}} + \frac{\Delta\alpha}{\alpha} \cdot I_{\beta} \quad (2.3.9)$$

Подсчитаем влияние отдельных слагаемых на $\Delta I_{\kappa}|_{s=1}$. Пусть, например, температура окружающей среды меняется от 20°C до 40°C ; транзистор германиевый с $\beta=50$, $I_{\kappa\beta 0 20^{\circ}} = 10 \text{ мка}$; ТКН эмиттерного перехода $\epsilon = -1,6 \frac{1}{\text{град C}}$ и $\text{ТК}_{\alpha} = 210^{-4} \frac{1}{\text{град C}}$;

Пусть $R_{\beta} = 0,5 \text{ кОм}$, $I_{\beta} = 2 \text{ ма}$ и $R_{\delta} = 2,5 \text{ кОм}$. Примем, что ток $I_{\kappa\beta 0}$ удваивается при увеличении температуры на 10° . Тогда

$$\frac{\Delta U_{\beta\delta}}{R_{\beta} + R_{\delta}} = \frac{\epsilon \Delta T}{R_{\beta} + R_{\delta}} = - \frac{1,6 \cdot 20}{3} \approx -11 \text{ мка}$$

$$I_{\kappa\beta 0 40^{\circ}} = I_{\kappa\beta 0 20^{\circ}} \cdot 2^{\frac{40-20}{10}} = 2^2 \cdot 10 = 40 \text{ мка}$$

$$\Delta I_{\kappa\beta 0} = 40 \text{ мка} - 10 \text{ мка} = 30 \text{ мка}$$

$$\Delta\alpha = 2 \cdot 10^{-4} \cdot 20 = 0,004 \text{ и } \frac{\Delta\alpha}{\alpha} I_{\beta} = \frac{0,004}{0,98} \cdot 2 \approx 8 \text{ мка}$$

Результирующее изменение коллекторного тока

$$\Delta I_K = \frac{\beta}{1 + \beta \gamma_6} \Delta I_K |_{S=1} = \frac{50}{1 + 50 \frac{0,5}{0,5 + 2,5}} (30 + 11 + 8) \approx$$

$$\approx \frac{50 \cdot 50}{1 + 50 \frac{0,5}{3}} \approx 5 \cdot 50 \approx 250 \text{ мкА}$$

Если $R_K = 2 \text{ кОм}$, то изменение коллекторного напряжения равно $\Delta U_{K\theta} = \Delta I_K (R_\theta + R_K) = 0,25 \text{ мА} \cdot 2,5 \text{ кОм} = 0,625 \text{ в}$.

При выборе начального режима транзистора следует учитывать изменение коллекторного тока и напряжения, т. е. выбирать I_{KA} и $U_{K\theta}$ в начальном режиме с запасом так, чтобы при температурных их изменениях полезный сигнал не попадал в зоны больших нелинейных искажений (не «обрезался» сверху или снизу). Это выполняется при соблюдении условий:

$$U_{K\theta \Delta} - \Delta U_{K\theta} - U_{K\theta \text{ min}} \geq U_{\text{ВЫХ}},$$

$$I_{KA} - \Delta I_K - I_{K \text{ min}} \geq I_K.$$

Здесь $U_{K\theta \text{ min}}$ и $I_{K \text{ min}}$ — остаточные напряжения и ток в транзисторе.

Как уже указывалось, чем меньше S , тем меньше ΔI_K и тем стабильнее работа схемы. Причем это замечание касается не только температурных изменений коллекторного тока, но и нестабильности, вызванной разбросом параметров и прочими факторами. Рассмотрим, в каких пределах меняется S при изменении γ_6 , т. е. при изменении R_θ и R_6 .

Максимальное и минимальные значения $\gamma_6 = \frac{R_\theta}{R_\theta + R_6} =$
 $= \frac{1}{1 + \frac{R_\theta}{R_6}}$ будут равны соответственно:

$$\gamma_6 = \gamma_{6 \text{ max}} = 1 \text{ при } R_\theta = 0 \text{ или } R_6 = \infty \text{ и}$$

$$\gamma_6 = \gamma_{6 \text{ min}} = 0 \text{ при } R_\theta = 0 \text{ или } R_6 = \infty.$$

При этом S меняется следующим образом: $\gamma_6 = 0, S = S_{\text{max}} = \beta$
 (2.3.10)

$$\text{и } \gamma_6 = 1, S = S_{\text{min}} = \frac{\beta}{1 + \beta} = \alpha \quad (2.3.11)$$

Следовательно, при увеличении R_a и уменьшении R_b значения S уменьшаются, т. е. для увеличения стабильности схемы необходимо увеличивать R_a и уменьшать R_b .

Это вывод вытекает и из рассмотрения работы схемы по рис. 2.3.1. Чем больше R_a , тем глубже отрицательная обратная связь по току и стабильнее начальный режим. Малые R_b приводят к меньшей зависимости напряжения на базе от изменения базового тока.

Из формулы 2.3.7 можно установить связь между S и отношением $\frac{R_a}{R_b}$, а именно

$$\frac{R_a}{R_b} = \frac{\beta - S}{\beta(S-1) + S} \quad (2.3.12)$$

Если задаться одним из сопротивлений (например R_a), то по формуле 2.3.12 можно подсчитать второе сопротивление при выбранном S . Если $\beta \gg S$, то формула 2.3.12 упрощается

$$\frac{R_a}{R_b} = \frac{1}{S-1} \quad \text{или} \quad \frac{R_b}{R_a} = S - 1. \quad (2.3.13)$$

Обычно значением S задаются в пределах от 2 до 5. Меньшие значения S требуют больших R_a , вследствие чего увеличивается E_k (для компенсации потерь на R_a), и малых R_b , что приводит к увеличению отбора мощности от E_k делителем и снижению K_u , K_i за счет шунтирования делителем входного сопротивления усилителя. Если выбрать $S=2 \div 5$, а R_a из условия $U_{кв}=(0,1 \div 0,3) E_k$, то R_b оказывается в несколько раз больше входного сопротивления, что удовлетворяет проектировщиков.

Следует отметить, что формулы 2.3.6–2.3.9 справедливы при любом способе включения транзистора в усилителе, так как выводе этих формул нас не интересовало, какой из электродов транзистора являлся общим для переменного тока.

При малых величинах R_a и R_b следует учитывать внутренние сопротивления транзистора r_a и r_b и пользоваться точной формулой для γ_b

$$\gamma_b = \frac{R_a + r_a}{R_b + r_b + R_a + r_a}; \quad (2.3.14)$$

Оценим стабильность различных рассмотренных ранее схем, используя формулу 2.3.7.

1) Схема $ОЭ$ с фиксированным током базы (рис. 2.2.1). В этой схеме $R_3=0$, R_6 — велико, т. е. $\gamma_6 \approx 0$ и $S=S_{max}=\beta$. Следовательно, стабильность схемы плохая.

2) Схема $ОЭ$ с фиксированным напряжением на базе (рис. 2.3.4). В этой схеме также $R_3=0$, а $R_6=R_1||R_2$ достаточно большое, т. е. $S=S_{max}=\beta$.

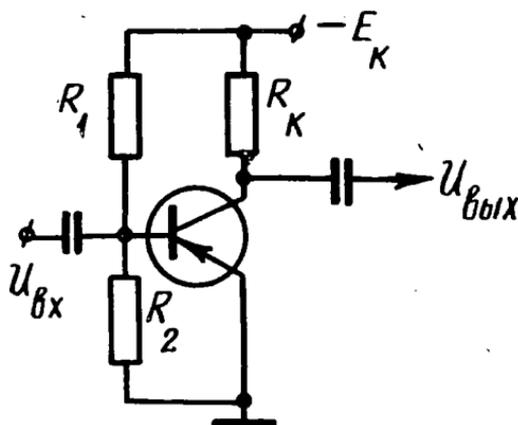


Рис. 2.3.4

3) Схема $ОБ$ с двумя источниками питания (рис. 2.2.7а). В этой схеме $R_6=0$; R_3 — велико (сотни ом, ком), т. е. $\gamma_6=1$ и $S=S_{min}=\alpha$. Схема стабильна, что отмечалось и ранее при выборе R_3 (см. § 1.2).

4) Схема $ОК$ с фиксированным током базы (рис. 2.2.9). В этой схеме $R_6 \gg R_3$, т. е. $S \rightarrow S_{max}$ в зависимости от отношения $\frac{R_3}{R_6}$. Однако в схеме с $ОК$ $\Delta U_{кв}$ меньше, чем в схеме $ОЭ$, так как здесь существует 100% отрицательная обратная связь по напряжению.

5) Схема $ОЭ$ с обратной связью по напряжению (рис. 2.3.5). В этой схеме роль сопротивления обратной связи выполняет сопротивление R_k , поэтому при подсчете S вместо R_3 следует ставить R_k (если в схеме имеются одновременно R_k и R , то для подсчета стабильности следует пользоваться более общей формулой, приведенной в [Л. 11]. Таким образом, в схеме по рис. 2.3.5.

$$S = \frac{\beta}{1 + \frac{\beta R_k}{R_6 + R_k}} \quad (2.3.15)$$

В зависимости от выбора $\frac{R_K}{R_\delta}$ в схеме будет обеспечено то или иное значение S (обычно $S=5 \div 10$). Недостатком этой схемы является трудность одновременного обеспечения требуемой стабильности и заданного коэффициента усиления, так как оба эти параметра определяются выбором R_K .

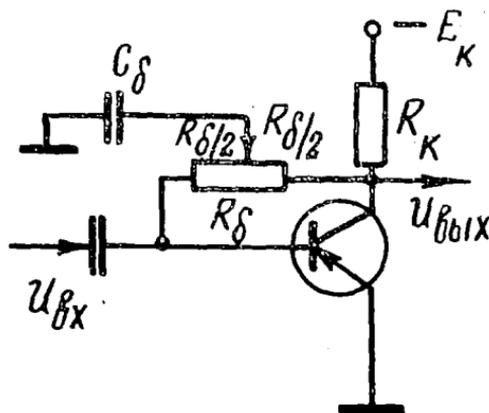


Рис. 2.3.5

Кроме того, в этой схеме наряду с параллельной обратной связью по медленно изменяющемуся напряжению коллектора, связанному с тепловым изменением тока коллектора, создается и обратная связь по переменному току, что приводит к снижению коэффициента усиления и входного сопротивления усилителя.

Для устранения отрицательной обратной связи по переменному току сопротивление R_B делят на две (как правило, равные) части и среднюю точку заземляют через большую емкость C_B . Тогда переменный сигнал не будет поступать с выхода во входную цепь, однако влияние цепи стабилизации на K_u , $R_{вх}$ и K_i останется за счет того, что резистор $\frac{R_B}{2}$ шунтирует для переменного тока R_K и $R_{вх}$ усилителя.

При больших сопротивлениях R_B шунтирующее действие $\frac{R_B}{2}$ снижает K_u , K_i и $R_{вх}$ много меньше, чем отрицательная обратная связь, существующая в схеме при отсутствии C_B .

Термокомпенсация

Схемы с отрицательной обратной связью обеспечивают в оптимальном случае $S = \alpha$, однако они не уменьшают $\Delta I_K|_{S=1}$. Для уменьшения изменений коллекторного тока $\Delta I_K|_{S=1}$ применяются схемы с термокомпенсацией. Одна из таких схем приведена на рис. 2.3.6. В этой схеме в цепи

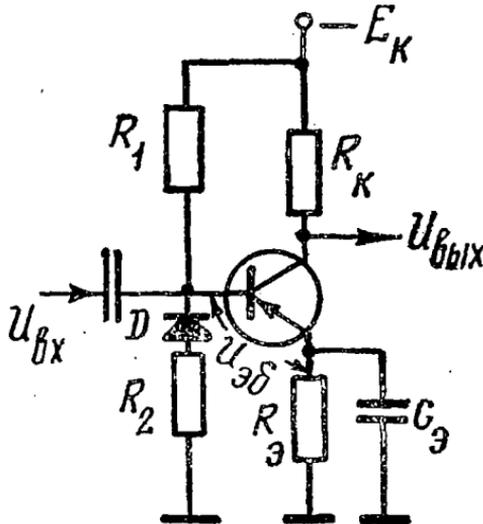


Рис. 2.3.6

базы применен прямосмещенный диод, имеющий температурный коэффициент напряжения (ТКН) одинаковый с ТКН эмиттерно-базового перехода транзистора. Тогда при изменении температуры окружающей среды напряжение на эмиттерном переходе $U_{эб}$ и напряжение на диоде $U_{д}$ будут меняться одинаково, а результирующее напряжение на базе относительно эмиттера остается постоянным.

Применение такой схемы особенно эффективно в кремниевых транзисторах, в которых $\Delta U_{эб}$ дает основную составляющую $\Delta I_K|_{S=1}$. Кроме диодов, в плечи делителя могут включаться терморезисторы, требуемая температурная зависимость которых подбирается обычно экспериментально.

§ 2.4. Фазоинверсный усилитель с разделенной нагрузкой

2.4.1. Схема на электронных лампах

Схема усилителя приведена на рис. 2.4.1. В этой схеме резистор нагрузки (или токозадающий резистор) разделен

на две части: R_a и R_k , включенные соответственно в цепь анода и катода, с которых снимаются два выходных напряжения. При подаче входного сигнала положительной полярности на сетку относительно земли, ток лампы увеличивается и увеличивается падение напряжения на резисторах

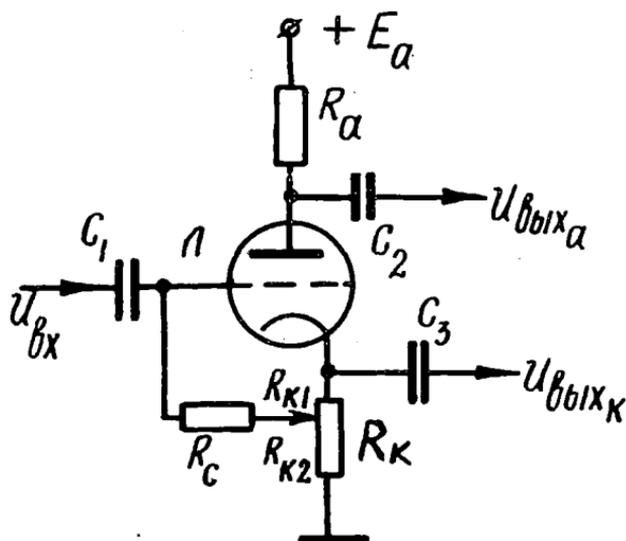


Рис. 2.4.1

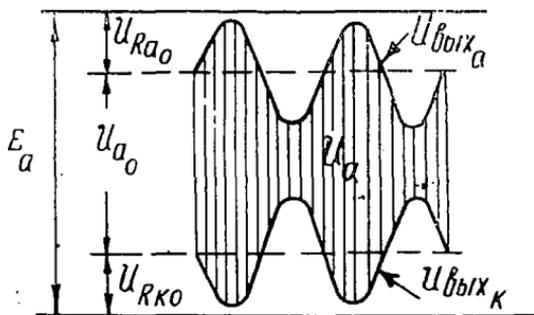


Рис. 2.4.2

R_a и R_k . Вследствие этого на катодном выходе появляется переменное выходное напряжение $U_{\text{выхк}}$ в фазе с входным сигналом, а на анодном выходе — выходное напряжение $U_{\text{выха}}$ в противофазе с входным сигналом. Изменение напряжения на лампе и нагрузочных резисторах при подаче синусоидального входного сигнала показаны на рис. 2.4.2.

Как легко видеть, переменное напряжение на лампе U_a равно сумме напряжений $U_{\text{вых а}}$ и $U_{\text{вых к}}$.

Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой используется обычно для получения двух противофазных выходных напряжений, равных по величине, поэтому как правило резисторы R_a и R_k берутся равной величины.

Рассчитаем основные характеристики усилителя для этого случая.

1. Коэффициент усиления по напряжению K_{Ua} и K_{Uk} .

Для определения K_u рассмотрим эквивалентную схему усилителя для переменного тока выходной цепи (рис. 2.4.3),

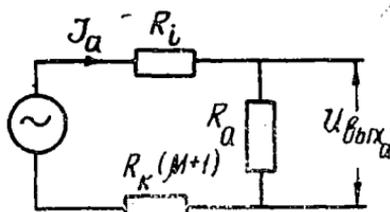


Рис. 2.4.3

которая очевидно, не должна отличаться от эквивалентной схемы усилителя с ОК при отсутствии конденсатора, шунтирующего R_k .

Из этой схемы

$$I_a = \frac{\mu U_{\text{вх}}}{R_i + (\mu + 1) R_k + R_a}$$

Выходное напряжение в случае анодного выхода $U_{\text{вых а}} = -I_a R_a$ и

$$K_{ua} = \frac{-U_{\text{вых а}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{-\mu R_a}{R_i + (\mu + 1) R_k + R_a} \quad (2.4.2)$$

Для катодного выхода эквивалентную схему следует преобразовать так, чтобы сопротивление R_k присутствовало в ней без множителя.

Для этого разделим числитель и знаменатель формулы 2.4.2 на $(\mu + 1)$

Тогда

$$I_a = \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} U_{\text{вх}}}{\frac{R_a + R_i}{\mu + 1} + R_k} \quad (2.4.3)$$

Полученному выражению будет соответствовать эквивалентная схема, представленная на рис. 2.4.4. Она отличается от эквивалентной схемы катодного повторителя тем, что

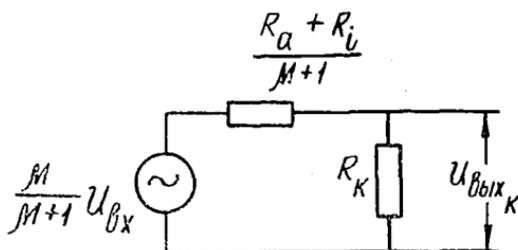


Рис. 2.4.4

последовательно с внутренним сопротивлением лампы в этой схеме включено сопротивление $\frac{R_a}{\mu+1}$. Выходное напряжение на катодном выходе

$$U_{\text{вых к}} = I_a R_k \quad \text{и} \quad K_{u \text{ к}} = \frac{U_{\text{вых к}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\frac{\mu}{\mu+1} R_k}{\frac{R_i}{\mu+1} + R_k + \frac{R_a}{\mu+1}} = \frac{\mu R_k}{R_i + R_a + R_k (\mu + 1)} \quad (2.4.4)$$

Если $R_a = R_k = R$, то

$$K_u = K_{u \text{ к}} = |K_{u \text{ а}}| = \frac{\mu R}{R_i + R (\mu + 2)} < 1, \quad (2.4.5)$$

т. е. фазоинверсный каскад не усиливает напряжение. Величина $K_u < 1$ свидетельствует о наличии отрицательной обратной связи в усилителе. Действительно, в этом усилителе существуют два типа отрицательных обратных связей. При снятии выходного напряжения с анода лампы в каскаде существует отрицательная обратная связь по току через сопротивление R_k . На катодном выходе существует отрицательная обратная связь по напряжению с коэффициентом передачи в цепи обратной связи $k=1$, как и в катодном повторителе.

2. Выходные сопротивления усилителя.

Различный характер обратных связей обуславливает различие выходных сопротивлений по анодному и катодному выходам.

По анодному выходу $R_{\text{вых а}}$ определим по эквивалентной схеме рис. 2.4.3 из опытов холостого хода ($R_a = \infty$) и короткого замыкания ($R_a = 0$)

$$R_{\text{вых а}} = \frac{U_{xx}}{I_{кз}} = \frac{\mu U_{ax}}{\mu U_{ax}} = R_i + R_k (\mu + 1) \quad (2.4.6)$$

Таким образом, $R_{\text{вых а}}$ велико и растет при увеличении R_k , так как увеличивается глубина отрицательной обратной связи. Со стороны зажимов внешней нагрузки

$$R_{\text{вых ан}} = R_{\text{вых а}} \parallel R_a = \frac{R_a [R_i + R_k (\mu + 1)]}{R_a + R_i + R_k (\mu + 1)}$$

Если $R_i = 10 \text{ кОм}$, $\mu = 20$ и $R_a = R_k = 5 \text{ кОм}$, то $R_{\text{вых а}} = 10 + 105 = 115 \text{ кОм}$, а $R_{\text{вых ан}} = 5 \parallel 115 \approx 5 \text{ кОм}$, т. е. $R_{\text{вых ан}} \approx R_a$ (т. к. $R_i + R_k (\mu + 1) \gg R_a$).

По катодному выходу из схемы рис. 2.4.4

$$R_{\text{вых к}} = \frac{U_{xx}}{I_{кз}} = \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} U_{ax}}{\frac{\mu}{\mu + 1} U_{ax}} = \frac{R_a + R_i}{\mu + 1}, \quad (2.4.7)$$

т. е. $R_{\text{вых к}}$ мало. При $R_a = 5 \text{ кОм}$, $R_i = 10 \text{ кОм}$ и $\mu = 20$
 $R_{\text{вых к}} = \frac{15 \cdot 10^3}{20} = 750 \text{ Ом}$.

При определении выходного сопротивления со стороны зажимов внешней нагрузки $R_{\text{вых кн}} = R_{\text{вых к}} \parallel R_k$. Так как $R_k \gg R_{\text{вых к}}$, то $R_{\text{вых кн}} \approx R_{\text{вых к}}$. Следовательно, выходные сопротивления фазоинверсного каскада различны и $R_{\text{вых а}} \gg R_{\text{вых к}}$. Различие выходных сопротивлений, как показано в [Л. 1], приводит к различию частотных искажений по анодному и катодному выходам. Поэтому, для выравнивания выходных сопротивлений в цепь катодного выхода часто включают

$$R_{\text{доб}} = R_{\text{вых ан}} - R_{\text{вых кн}}$$

3. Входная емкость каскада.

При работе усилителя в области высоких частот представляет интерес входная емкость фазоинверсного каскада. Напишем выражение для $C_{\text{вх}}$, пользуясь результатами, полученными для схем ОА и ОК. В данной схеме емкостной

ток между сеткой и землей создается за счет емкостей C_{ca} и $C_{ск}$. Ток через C_{ca} определяется разностью напряжений $U_{вх} - U_{вых а} = U_{вх} - (-K_{ua} U_{вх}) = U_{вх}(1 + K_{ua})$. Ток через $C_{ск}$ определяется разностью напряжений $U_{вх} - U_{вых к} = U_{вх} - K_{uk} U_{вх} = U_{вх}(1 - K_{uk})$. Суммарный ток утечки $i_{\Sigma} = i_{cca} + i_{cck} =$

$$= U_{вх}(1 + K_{ua}) \omega C_{ca} + U_{вх}(1 - K_{uk}) \omega C_{ск} =$$

$$= \omega U_{вх} [C_{ca}(1 + K_{ua}) + C_{ск}(1 - K_{uk})] = \omega U_{Lx} C_{вх},$$

где $C_{вх} = C_{ca}(1 + K_{ua}) + C_{ск}(1 - K_{uk})$ (2.4.8)

К полученному $C_{вх}$ следует добавить еще емкость монтажа $C_{м}$.

Анализируя выражение 2.4.8, можно видеть, что при $K_{ua} = K_{uk} \rightarrow 1$ $C_{вх} \approx 2 C_{ca} + C_{м}$, т. е. входная емкость фазоинверсного каскада невелика, а емкостное входное сопротивление велико, что является следствием существования последовательной отрицательной обратной связи в каскаде.

2.4.2. Схема на биполярных транзисторах

Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 2.4.5. Назначение ее, аналогично ламповой схеме, состоит

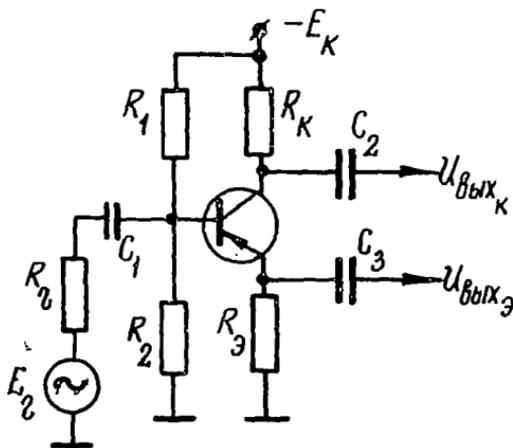


Рис. 2.4.5

в том, чтобы обеспечить два выходных напряжения, равных по величине и противоположных по фазе, необходимых для работы двухтактного усилителя мощности.

Анализ фазоинверсного каскада удобно выполнить по эквивалентной схеме (рис. 2.4.6), которая отличается от

эквивалентной схемы $OЭ$ наличием сопротивления $R_э$ в цепи эмиттера. С этого сопротивления снимается выходное напряжение $U_{вых э}$. Второе выходное напряжение $U_{вых к}$ снимается с $R_к$. Легко видеть, что при коллекторном выходе схема фазоинверсного каскада отличается от каскада $OЭ$

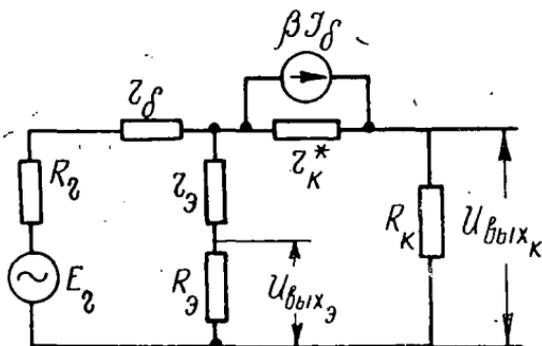


Рис. 2.4.6

тем, что последовательно с сопротивлением $r_э$ включено сопротивление $R_э$. При эмиттерном выходе фазоинверсный каскад аналогичен эмиттерному повторителю, у которого в коллекторной цепи последовательно с $r_к^*$ включено сопротивление $R_к$. Так как $r_к^* \gg R_к$, то влиянием сопротивления $R_к$ можно пренебречь. Поэтому для анализа схемы можно воспользоваться результатами, полученными в схемах $OЭ$ и OK .

1. Коэффициент усиления $K_{у к}$ по коллекторному выходу получим из формулы (2.2.15), заменив в ней $r_э$ на $r_э + R_э$.

Тогда

$$K_{у к} = \frac{\beta_e R_к}{R_г + (r_э + R_э)(\beta_e + 1) + r_б} \quad (2.4.9)$$

По эмиттерному выходу из формулы 2.2.46

$$K_{у э} = \frac{(\beta + 1)_e R_э}{R_г + (r_э + R_э)(\beta + 1)_e + r_б} \quad (2.4.10)$$

Для обеспечения равенства $K_{у к}$ и $K_{у э}$ резисторы $R_к$ и $R_э$ должны быть выбраны из условия $K_{у к} = K_{у э}$ или $\beta_e R_к = (\beta_e + 1) R_э$.

Если $\beta \gg 1$, то $R_к = R_э$.

2. Выходное сопротивление по коллекторному и эмиттерному выходам получим аналогично из 2.2.19 и 2.2.47.

По коллекторному выходу

$$R_{\text{вых к}} = r_{\text{к}}^* (1 + \gamma'_{\text{б}} \beta), \quad (2.4.11)$$

где $\gamma'_{\text{б}}$ — коэффициент токораспределения базовой цепи при наличии $R_{\text{э}}$ в эмиттере

$$\gamma'_{\text{б}} = \frac{r_{\text{э}} + R_{\text{э}}}{r_{\text{э}} + R_{\text{э}} + r_{\text{б}} + R_{\text{э}}} \quad (2.4.12)$$

Так как $R_{\text{э}}$ велико, то $\gamma'_{\text{б}} \gg \gamma_{\text{б}}$ из формулы 2.2.20 и $R_{\text{вых к}}$ в схеме фазоинверсного каскада больше, чем в схеме $OЭ$, что является следствием отрицательной обратной связи по току, существующей через сопротивление $R_{\text{э}}$.

Например, при $\beta = 50$, $r_{\text{к}}^* = 10^5$ Ом, $r_{\text{б}} = 150$ Ом, $r_{\text{э}} = 25$ Ом, $R_{\text{Г}} = 1$ кОм и $R_{\text{э}} = 1$ кОм получим

$$\begin{aligned} R_{\text{вых к}} &= r_{\text{к}}^* (1 + \beta \gamma'_{\text{б}}) = 10^5 \left(1 + \frac{50 \cdot 1025}{2175} \right) = \\ &= 10^5 (1 + 23,6) = 25 \cdot 10^5 \text{ кОм} \end{aligned}$$

Выходное сопротивление со стороны зажимов внешней нагрузки

$$R_{\text{вых ин}} = R_{\text{вых к}} \parallel R_{\text{К}} \approx R_{\text{К}},$$

так как $R_{\text{К}} \ll R_{\text{вых к}}$.

Выходное сопротивление по эмиттерному выходу $R_{\text{вых э}}$ в схеме OK равно

$$R_{\text{вых э}} = r_{\text{э}} + \left(\frac{r_{\text{б}} + R_{\text{э}}}{\beta + 1} \right) \parallel r_{\text{к}}^* \approx r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{б}} + R_{\text{э}}}{\beta + 1},$$

т. е. $R_{\text{вых э}} \ll R_{\text{вых к}}$, что соответствует характеру обратных связей, существующих в схеме фазоинверсного каскада по этим выходам.

При определении $R_{\text{вых эн}}$ (со стороны зажимов внешней нагрузки) следует написать $R_{\text{вых эн}} = R_{\text{вых э}} \parallel R_{\text{э}} \approx R_{\text{вых э}}$, так как $R_{\text{вых э}} \ll R_{\text{э}}$.

Например, при указанных в предыдущем примере параметрах транзистора

$$R_{\text{вых эн}} = \left(25 + \frac{150 + 10^3}{51} \right) \parallel 10^3 = (25 + 23) \parallel 10^3 = 48 \text{ Ом}$$

т. е. действительно $R_{\text{вых эн}} \ll R_{\text{вых ин}}$.

Однако с ростом $R_{\text{Г}}$ различие в величине этих сопротивлений уменьшается, так как при этом $R_{\text{вых эн}}$ увеличивается.

§ 2.5. Каскодное включение электронной лампы и транзистора

2.5.1. Каскодный усилитель на электронных лампах

Принципиальная схема каскодного усилителя на электронных лампах изображена на рис. 2.5.1. Каскодом обычно называют схему, в которой используют две лампы в одном усилительном каскаде, включенные последовательно по переменному и постоянному току. В схеме рис. 2.5.1. лампа

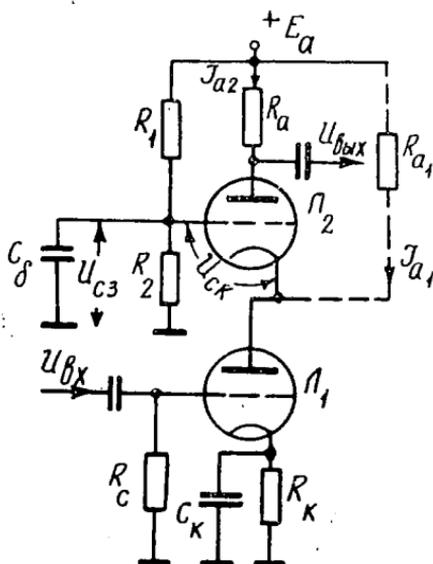


Рис. 2.5.1

Λ_1 включена по схеме с общим катодом (ОК), лампа Λ_2 — по схеме с общей сеткой (ОС). Кратко такую схему каскода обозначают ОК—ОС. Входной сигнал подается на сетку Λ_1 . При этом ток ламп Λ_1 и Λ_2 меняется, однако анодное напряжение Λ_1 относительно земли остается практически неизменным, так как оно определяется потенциалом сетки лампы Λ_2 (за вычетом напряжения $U_{ск2}$ лампы Λ_2 , изменяющегося незначительно), жестко фиксированного с помощью делителя R_1R_2 . Следовательно, триод Λ_1 работает с $U_a \approx \text{const}$, что позволяет получить высокий коэффициент усиления на этой лампе приблизительно равный статическому коэффициенту μ_1 . Усиленный лампой Λ_1 входной сигнал оказывается приложенным к промежутку

сетка—катод лампы Λ_2 , включенной по схеме OC с нагрузкой R_a . С анода Λ_2 снимается выходное напряжение. Коэффициент усиления каскада можно получить следующим образом (используя формулу 2.1.34)

$$K_u = K_{\Lambda_1} \cdot K_{\Lambda_2} = \mu_1 \cdot \frac{(\mu_2 + 1) R_a}{R_{i2} + R_a + R_{i1} (\mu_2 + 1)}. \quad (2.5.1)$$

Здесь в формуле (2.1.34) сопротивление R_{i1} заменено сопротивлением R_{i1} , так как для переменного тока в катод Λ_2 включено дифференциальное сопротивление R_{i1} лампы Λ_1 .

Учитывая, что $\mu_{1,2} \gg 1$, формулу можно упростить

$$K_u = \frac{\mu_1 \mu_2 R_a}{R_{i2} + R_a + \mu_2 R_{i1}}. \quad (2.5.2)$$

Так как обычно $\mu_2 R_{i1} \gg R_{i2}$ и $\mu_2 R_{i1} \gg R_a$, то пренебрегая этими членами в знаменателе получим

$$K_u = \frac{\mu_1 \mu_2 R_a}{\mu_2 R_{i1}} = S_1 R_a. \quad (2.5.3)$$

Из (2.5.3) следует, что K_u увеличивается с увеличением крутизны Λ_1 , т. е. в качестве Λ_1 следует брать лампу с большей крутизной и ставить ее в режим больших токов. Для этой цели в каскод иногда включают сопротивление R_{a1} (на рис. 2.5.1 показано пунктиром, которое позволяет выбирать ток лампы Λ_1 больше I_{a2}). Увеличивать же общий ток каскода не всегда возможно, так как при этом растет падение напряжения на R_a и требуются большие E_a .

Если в каскодном усилителе применяются одинаковые лампы, то формулу (2.5.2) можно записать (пренебрегая R_{i2})

$$K_u = \frac{\mu^2 R_a}{\mu R_i + R_a}. \quad (2.5.4)$$

Из последнего выражения видно, что 1) каскодный усилитель можно рассматривать как обычную схему OK с эквивалентной лампой, имеющей параметры $\mu_{\text{экв}} = \mu^2$, $R_{i \text{ экв}} = \mu R_i$ и $S_{\text{экв}} = \frac{\mu_{\text{экв}}}{R_{i \text{ экв}}} = S$.

2) для увеличения K необходимо выбирать $R_a \gg R_{i \text{ экв}} = \mu R_i$. При $R_a \gg \mu R_i$ $K_u \rightarrow \mu_{\text{экв}} = \mu^2$ и может быть очень большим. Однако последнее условие при активной нагрузке выполнить невозможно, т. к. потребуются очень большие R_a (большие E_a).

Например, если у 6Н9С, $\mu=70$, $R_i=50$ кОм, то $R_{i\text{ экв}}=3,5$ МОм. Если выбрать $I_{a2} \approx 0,3$ ма, то падение напряжения на $R_a=R_{i\text{ экв}}$ составит $0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 3,5 \cdot 10^6 = 1$ кв, что мнереально.

Поэтому получение высокого коэффициента усиления в схеме возможно только при включении в анод Λ_2 нагрузок, обладающих малым сопротивлением для постоянного тока и большим — для переменного. Такой нагрузкой является ко-

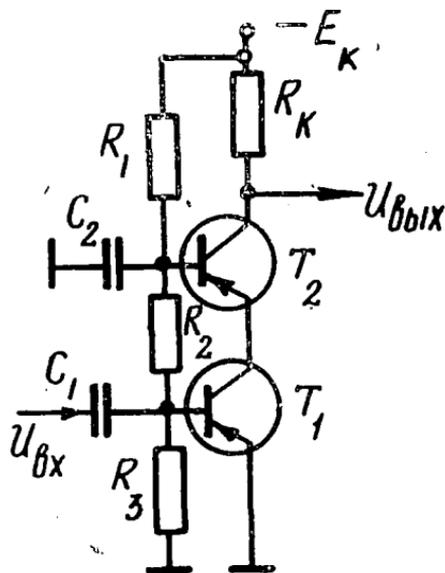


Рис. 2.5.2

лебательный контур. Высокое резонансное сопротивление контура позволяет получать в каскодном усилителе значения K_u , близкие к $\mu_{\text{экв}} = \mu^2$. При этом сопротивление контура постоянному току очень мало.

При расчете начального режима каскодного усилителя следует иметь в виду, что напряжение источника питания E_a должно удовлетворять соотношению

$$E_a = U_{a\kappa 1} + U_{a\kappa 2} + I_{a2} R_a + \underbrace{(I_{a1} + I_{a2}) R_K}_{E_{co1}} \quad (2.5.5)$$

Ток делителя $R_1 R_2$ выбирается обычно на порядок меньше анодного тока. Напряжение на сетке Λ_2 относительно земли равняется

$$U_{c\kappa \Lambda 2} = U_{a\kappa 1} + |E_{co1}| - |E_{co2}| = \frac{E_a R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.5.6)$$

Емкость C_6 ставится для заземления сетки λ_2 по переменному току.

2.5.2. Каскодный усилитель на транзисторах

Транзисторы в каскодных усилителях могут быть включены различными способами. Наиболее широко распространены усилители по схемам $ОЭ-ОБ$ и $ОК-ОЭ$.

1) Схема $ОЭ-ОБ$, приведенная на рис. 2.5.2, работает аналогично ламповому усилителю по схеме 2.5.1.

Сочетание транзисторов $ОЭ-ОБ$, включенных последовательно по переменному току, может рассматриваться как эквивалентный транзистор (рис. 2.5.3), параметры которого

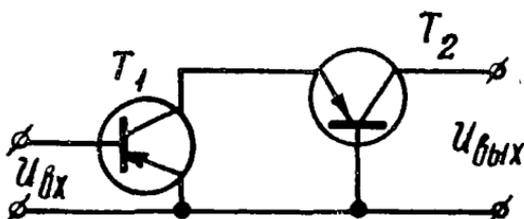


Рис. 2.5.3

могут быть получены путем анализа эквивалентного транзистора как четырехполюсника. Не производя выводов, приведем получаемые значения h -параметров эквивалентного транзистора [Л. 6].

$$\left. \begin{aligned} h_{11 \text{ экв}} &= h_{11 \text{ э}} & h_{22 \text{ экв}} &= h_{22 \text{ б}} \\ h_{21 \text{ экв}} &= h_{21 \text{ э}} & h_{12 \text{ экв}} &\cong \frac{h_{12 \text{ э}}}{10^2 + 10^{+3}} \end{aligned} \right\}, \quad (2.5.7)$$

здесь $h_{11 \text{ э}}$, $h_{21 \text{ э}}$, $h_{12 \text{ э}}$ — h -параметры транзистора T_1 , включенного с $ОЭ$,
 $h_{22 \text{ б}}$ — выходная проводимость T_2 , включенного с $ОБ$.

Таким образом, применение каскодного усилителя позволяет получить эквивалентный транзистор с $R_{\text{вх}} = R_{\text{вх } \text{э}}$, $R_{\text{вых}} = R_{\text{вых } \text{б}}$, $K_i = K_{i \text{ э}}$ и резко ослабить внутреннюю обратную связь по напряжению.

Каскодный усилитель по схеме $ОЭ-ОБ$ очень выгодно применять в резонансных усилителях, так как большое $R_{\text{вых}}$ уменьшает шунтирование контура в усилителях, а рез-

ко ослабленная внутритранзисторная обратная связь повышает устойчивость усилителей без применения цепей нейтрализации [Л. 6].

В схеме рис. 2.5.2 транзисторы T_1 и T_2 включены последовательно по переменному и по постоянному току. Пос-

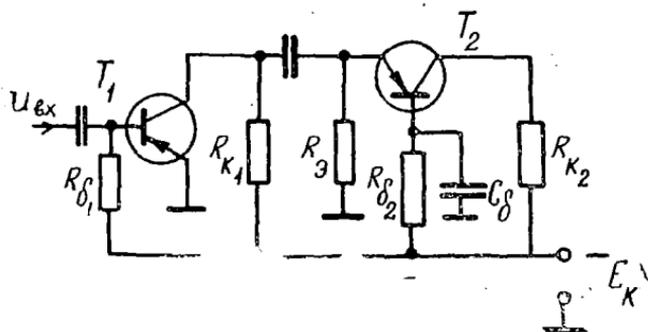


Рис. 2.5.4

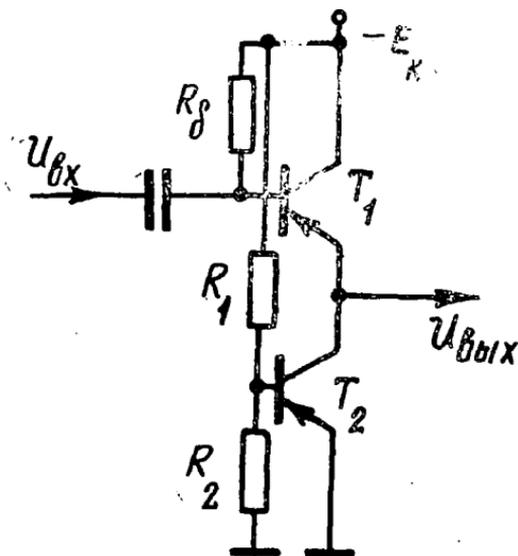


Рис. 2.5.5

леднее обстоятельство требует повышенных E_K , что неудобно. Поэтому часто применяется схема с параллельным включением по постоянному току (рис. 2.5.4). Здесь R_{δ_1} , R_{δ_2} — обеспечивают требуемые токи в цепях баз транзисто-

ров, C_6 — заземляет базу T_2 по переменному току. Усиленное транзистором T_1 напряжение подается на R_3 транзистора T_2 и результирующее $U_{\text{вых}}$ снимается с $R_{\text{к2}}$.

2) Схема $OK-OЭ$ (рис. 2.5.5) широко применяется для обеспечения высокого входного сопротивления. Эту схему часто рассматривают как эмиттерный повторитель на T_1 , нагруженный сопротивлением коллектор—эмиттер $r_{\text{к2}}^*$ транзистора T_2 . Режим транзисторов по постоянному току задается сопротивлениями R_6 , R_1 и R_2 . Используя формулу (2.2.41) схемы OK получим, заменяя $R_{\text{эп}}$ на $r_{\text{к2}}^*$

$$R_{\text{вх}} = \frac{\beta r_{\text{к1}}^* \cdot r_{\text{к2}}^*}{r_{\text{к1}}^* + r_{\text{к2}}^*}$$

При одинаковых транзисторах

$$R_{\text{вх}} = \frac{\beta r_{\text{к}}^*}{2} = \frac{r_{\text{к}}}{2} \quad (2.5.8)$$

и очень велико.

Однако, высокое $R_{\text{вх}}$ в этой схеме достигается только при больших внешних нагрузках ($R_{\text{н}} \rightarrow \infty$).

§ 2.6. Усилители на полевых транзисторах

Как известно, основные отличия полевых или униполярных транзисторов от биполярных заключается в следующем:

1) полевые транзисторы управляются напряжением а не током,

2) они имеют высокое входное сопротивление ($R_{\text{вх}} = 10^6$ ом для германиевых и $R_{\text{вх}} = 10^9$ ом для кремниевых полевых транзисторов с $p-n$ -переходом).

Для полевых транзисторов с изолированным затвором (МДМ транзисторов) $R_{\text{вх}}$ достигает 10^{15} ом. Однако, наличие большой входной емкости снижает входное сопротивление на высоких частотах,

3) рабочий ток в полевых транзисторах обусловлен движением носителей одного знака (электронов или дырок), почему их и называют униполярными. Эти носители являются основными для активной области транзистора, вследствие чего параметры его не зависят от времени жизни неосновных носителей, что обуславливает большую радиационную стойкость и возможность работы полевых транзисторов при низких температурах,

4) полевые транзисторы имеют низкий уровень шумов, так как у них отсутствует генерационно-рекомбинационная составляющая шума.

2.6.1. Принцип действия и характеристики транзистора с $p-n$ переходом

Полевой транзистор является трехэлектродным прибором. Условное обозначение и схема включения полевого транзистора показаны на рис. 2.6.1а и б. Обозначение элек-

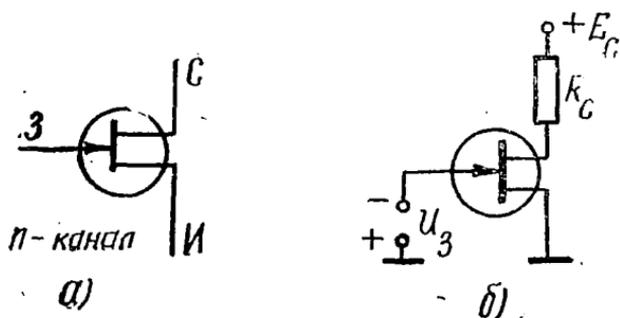


Рис. 2.6.1

тродов: исток ($И$) — электрод, через который носители тока втекают в прибор, сток ($Д$) — электрод, принимающий носители тока. К затвору ($З$) прикладывается управляющее напряжение.

Управление током осуществляется за счет изменения эффективной ширины проводящего канала между истоком и стоком под действием поля затвора, а следовательно, изменения сопротивления канала. Стоковые вольт-амперные характеристики полевого транзистора приведены на рис. 2.6.2а. В них можно выделить 3 различных участка:

I — ненасыщенный (или триодный) участок, где ток меняется пропорционально напряжению. На этом участке область канала, обедненная носителями тока, мала, и изменение $U_{си}$ мало меняет проводимость канала.

II — участок насыщения (или пентодный), где проводящий канал между истоком и стоком перекрыт и увеличение $U_{си}$ приводит к соответствующему росту сопротивления канала, а ток прибора остается практически постоянным.

Переход от ненасыщенного к насыщенному участку характеристик происходит при напряжении на стоке $U_{си} = U_{си} = U_{п} - U_{зп}$, (2.6.1), где $U_{си}$ — напряжение насыщения

на стоке, а $U_{п}$ — пороговое напряжение транзистора, при котором канал перекрыт и ток стока $I_c = 0$ (точнее I_c равен тепловому току I_{ct}).

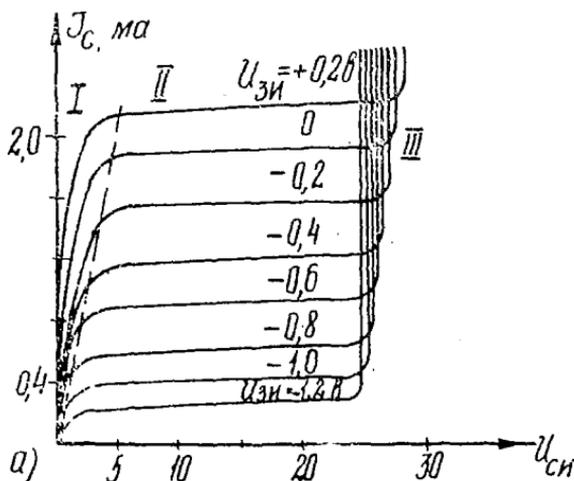


Рис. 2.6.2а

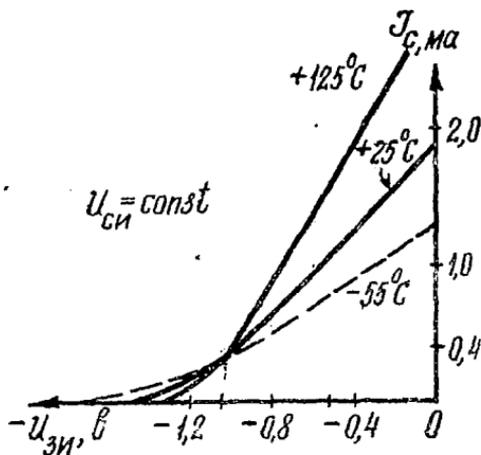


Рис. 2.6.2б

III — участок пробоя, когда при больших $U_{си}$ происходит пробой по цепи сток—затвор и ток прибора резко возрастает.

Наиболее часто используемый рабочий участок характеристик полевого транзистора — участок насыщения.

Стоко-затворная характеристика полевого транзистора (рис. 2.6.26) снимается при $U_{сн} \geq U_{сн} = \text{const}$ и имеет квадратичный характер, что приводит к нелинейным искажениям тока стока при больших амплитудах сигнала.

Основные параметры полевых транзисторов следующие:

1) Максимальный ток стока $I_{с.м.}$, измеряемый при напряжении стока $U_{сн} = U_{п}$ и напряжении затвора $U_{зп} = 0$.

2) Пороговое напряжение $U_{п}$, равное напряжению на затворе при токе стока, равном тепловому току $I_{с.т.}$ и $U_{сн} = 0$. Численно пороговое напряжение $U_{п}$ равно напряжению насыщения $U_{сн}$ при $U_{зп} = 0$, что следует из формулы 2.6.1. Обычно пороговое напряжение измеряют не при $I_{с.} = I_{с.т.}$, что трудно осуществить практически, а при $I_{с.} = 0,1\% I_{с.м.}$

3) Крутизна стоко-затворной характеристики S , определяемая при $U_{зп} = 0$ и $U_{с.м.} = U_{сн} = U_{п}$. Максимальное значение крутизны достигается при максимальном токе прибора.

Связь между рассмотренными основными параметрами полевого транзистора может быть выражена приближенной формулой

$$S = \frac{2I_{с.м.}}{U_{п}} \quad (2.6.2)$$

4) Дифференциальное (внутреннее) сопротивление канала между истоком и стоком на участке насыщения (R_i имеющее величину порядка 0,1–1 мОм).

5) Емкость $p-n$ перехода между затвором и каналом. Эту распределенную емкость для упрощения расчетов, обычно заменяют двумя сосредоточенными емкостями. Емкостью затвор–исток $C_{зп}$ и емкостью затвор–сток $C_{зс}$. Зависимость $C_{зс}$ и $C_{зп}$ от приложенного напряжения та же, что и для обычного полупроводникового диода ($p-n$ перехода). Примерные значения параметров у диффузионных ПТ $U_{п} = 0,8 \div 7$ в; $I_{с.макс} = 0,1 \div 5$ ма; $S = 0,1 \div 3$ ма/в, $C_{зп} = C_{зс} = 2 \div 10$ нф.

Вследствие большой подвижности электронов в германии S и $I_{с.м.}$ германиевых ПТ больше, чем кремниевых. Однако, как уже указывалось, $R_{вх}$ кремниевых ПТ выше, кроме того они могут работать при более высоких температурах (до $120 \div 150^{\circ}\text{C}$).

Частотные свойства ПТ определяются наличием межэлектродных емкостей $C_{зп}$ и $C_{зс}$.

При изменении напряжения входного сигнала происходит заряд емкости $C_{зп}$ и $C_{зс}$ через сопротивление канала

(при внутреннем сопротивлении генератора сигнала $R_r=0$, что соответствует максимально возможной скорости заряда).

Сопротивление канала для изменяющегося тока при полностью открытом канале равно приблизительно $\frac{1}{S}$.

Тогда постоянная времени входной цепи ПТ равна

$$\tau = C_3 \cdot \frac{1}{S} [2.6.3], \text{ где } C_3 = C_{зн} + C_{зс}.$$

Так как $\tau = \frac{1}{2\pi f_0} = \frac{1}{\omega_0}$, то максимальная верхняя частота полевого транзистора

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{S}{2\pi C_3} \quad (2.6.4)$$

f_0 достигает значений 150÷200 мГц при $R_r=0$.

При $R_r \neq 0$ значение f_0 падает до десятков и сотен мГц.

Так как в ПТ в переносе тока не участвуют неосновные носители, то не происходит их накопления, и время пере-

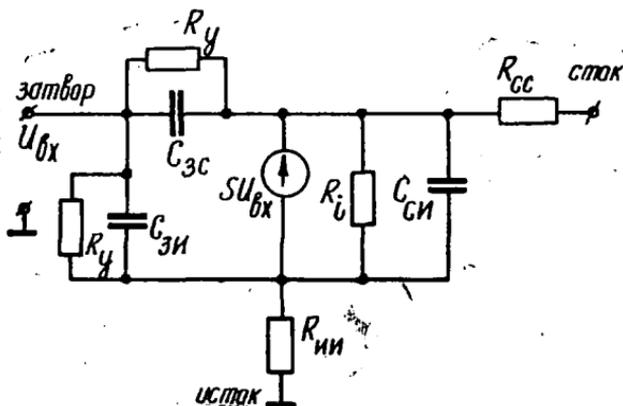


Рис. 2.6.3

ключения импульсных схем определяется целиком постоянной времени входной цепи.

Эквивалентная схема полевого транзистора для переменных составляющих в области не слишком высоких частот изображена на рис. 2.6.3. В этой схеме ПТ аналогично пентоду заменен генератором тока $SU_{зг} = SU_{вх}$ с выходным сопротивлением R_i . Выходное сопротивление шунтировано

междуэлектродной емкостью исток—исток $C_{ис}$. Связь между истоком и затвором осуществляется через $C_{из}$ и сопротивление R_y , которое характеризует ток утечки между затвором и истоком через распределенное сопротивление обратно-смещенного $p-n$ перехода и имеет величину порядка $10^{-8} \div 10^{-10}$ Ом. Аналогичная цепь связывает затвор со стоком. В эквивалентной схеме могут быть еще показаны объемные сопротивления полупроводника от контактов истока и стока до области, примыкающей к затвору ($R_{пт}$ и $R_{сс}$).

Упрощенная эквивалентная схема (рис. 2.6.4) (без учета $R_{пт}$ и $R_{сс}$ величина которых мала, и R_y , шунтирующим дей-

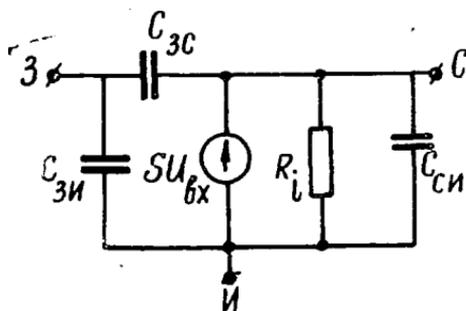


Рис. 2.6.4

ствием которого можно пренебречь вплоть до очень высоких частот), оказывается аналогичной эквивалентной схеме с генератором тока для электронной лампы, что позволяет при анализе схем на ПТ пользоваться теорией, разработанной для электронных ламп.

В отличие от электронных ламп у ПТ канал проводит ток в любом направлении, т. е. сток и исток могут меняться местами.

2.6.2. Схема с общим истоком (рис. 2.6.5)

Работает схема следующим образом. При $U_{вх} = 0$ в схеме устанавливается ток покоя $I_{с0}$ такой величины, при котором напряжение на сопротивлении в цепи истока $R_{и}$ обеспечивает отрицательное смещение на затворе, относительно истока, соответствующее току $I_{с0}$. Это напряжение смещения подается в цепь затвора через сопротивление R_z , которое служит для создания гальванической связи затвора с землей и для стабилизации входного сопротивления. Сопро-

тивление R_3 выбирается обычно порядка Мом. Емкость C_{II} шунтирует R_{II} для переменного тока и устраняет тем самым отрицательную обратную связь по току. При подаче входного сигнала ток I_c меняется, и на сопротивлении R_c выделяется усиленное напряжение, фаза которого противоположна $U_{вх}$.

Эквивалентные схемы каскада для переменного тока показаны на рис. 2.6.6 (рис. 6а — высокие частоты, 6б — средние и 6в — низкие частоты).

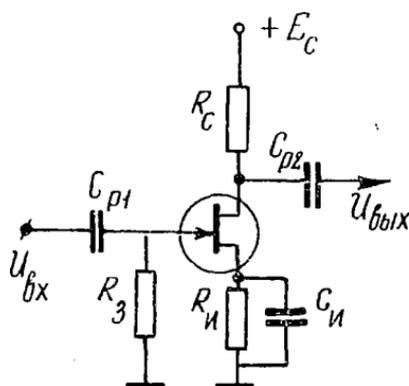


Рис. 2.6.5

Здесь сопротивление R_c включено параллельно сопротивлению R_i , так как для переменного тока выходное сопротивление источника питания можно считать равным нулю.

Сопротивление R_{II} на эквивалентной схеме не показано, так как оно шунтировано достаточно большой емкостью C_{II} . Полная идентичность рассматриваемых схем с эквивалентной схемой с общим катодом на электронных лампах позволяет воспользоваться готовыми формулами

$$K_u = S(R_c || R_i) \approx SR_c \quad (\text{так как } R_c \ll R_i) \quad (2.6.5a)$$

или

$$K_u = \frac{SR_i R_c}{R_i + R_c} = \frac{\mu R_c}{R_i + R_c} \quad (2.6.5б)$$

где

$$\mu = SR_i \quad (2.6.6)$$

— статический коэффициент усиления (по аналогии с лампами).

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_i \parallel R_c \approx R_c, \quad (2.6.7)$$

$$C_{\text{ВХ}} = C_{3\text{И}} + C_{3\text{С}}(1 + K_u) + C_{\text{МОИТ}}. \quad (2.6.8)$$

$$R_{\text{ВХ}} = R_3. \quad (2.6.9)$$

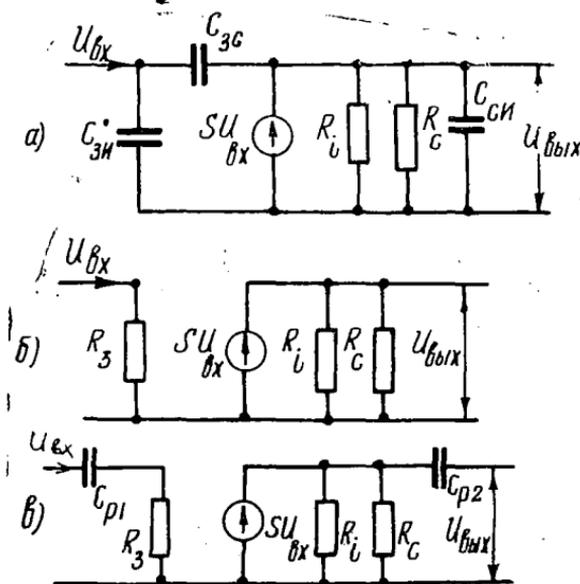


Рис. 2.6.6

При отсутствии $C_{\text{И}}$ в схеме возникает отрицательная обратная связь по току и выходное сопротивление увеличивается до значения

$$R'_{\text{ВЫХ}} = [R_i + R_u(1 + SR_i)] \parallel R_c \quad (2.6.10)$$

а коэффициент усиления падает (см. ф-лу 2.1.24).

$$K_u' = \frac{\mu R_c}{R_c + R_i + R_u(1 + SR_i)} \approx \frac{SR_c}{1 + SR_u} \quad (2.6.11)$$

Отрицательная обратная связь по току через сопротивление $R_{\text{И}}$ стабилизирует также рабочую точку транзистора.

Поэтому иногда из соображений стабилизации режима $R_{\text{И}}$ выбирается большей величины, чем требуется для создания необходимого смещения. В этом случае компенсация избыточного отрицательного напряжения на $R_{\text{И}}$ произво-

дится введением делителя в цепь затвора, задающего на затвор такое положительное напряжение от E_c ; чтобы результирующее напряжение между затвором и истоком равнялось требуемой величине.

2.6.3. Схема с общим стоком (истоковый повторитель) (рис. 2.6.7а)

Назначение элементов аналогично ламповой схеме. Эквивалентная схема истокового повторителя (рис. 2.6.7б) позволяет получить следующие соотношения, аналогичные

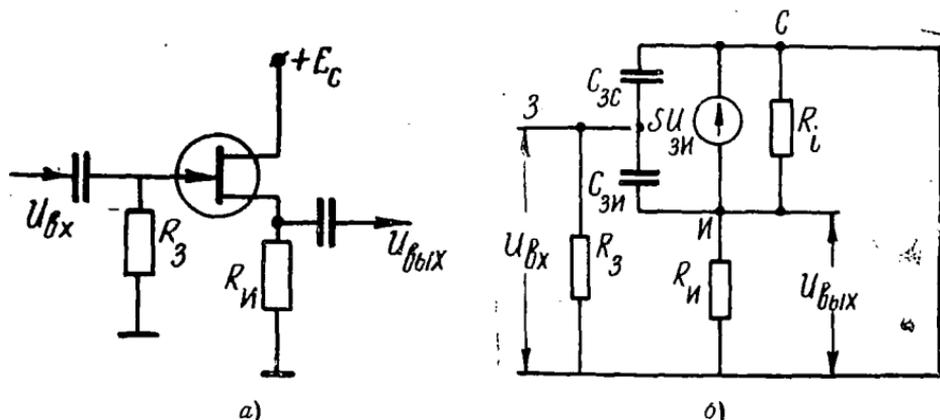


Рис. 2.6.7

соотношениям для катодного повторителя (формулы 2.1.29, 2.1.30).

$$K_u = \frac{S(R_{II} \parallel R_I)}{1 + S(R_{II} \parallel R_I)} \approx \frac{SR_{II}}{1 + SR_{II}}, \quad (2.6.12)$$

$$R_{вых} = \frac{R_{II} \parallel R_I}{1 + S(R_{II} \parallel R_I)} \approx \frac{R_{II}}{1 + SR_{II}} \approx \frac{1}{S}, \quad (2.1.13)$$

$$R_{вх} = R_3,$$

$$C_{вх} = C_{зс} + C_{зИ}(1 - K_u) + C_{монт}. \quad (2.6.15)$$

Из формулы 2.6.15 видно, что в схеме ОС входная емкость много меньше, чем в схеме СИ. Основную роль в создании $C_{вх}$ играет емкость $C_{зс}$, так как $C_{зИ}$ уменьшена в $(1 - K_u)$ раз. При $K_u \rightarrow 1$, $C_{зИ}(1 - K_u) \rightarrow 0$.

Следовательно, для уменьшения $C_{вх}$ следует приближать K_u к единице. Для увеличения K_u нужно увеличивать R_{II} . Однако, при этом требуется увеличивать E_c , что не всегда возможно. Компромиссный вариант — использование в ка-

честве $R_{н}$ нелинейных элементов с малым сопротивлением для постоянного тока и большим — для переменного, тока.

Пример такой схемы приведен на рис. 2.6.8.

Здесь в цепь истока включен биполярный транзистор T_2 , обладающий большим дифференциальным сопротивлением $r_{к}^*$. Делитель R_1, R_2 создает требуемый потенциал на базе T_2 .

Дальнейшее снижение входной емкости может быть получено за счет уменьшения влияния емкости $C_{зс}$, что дости-

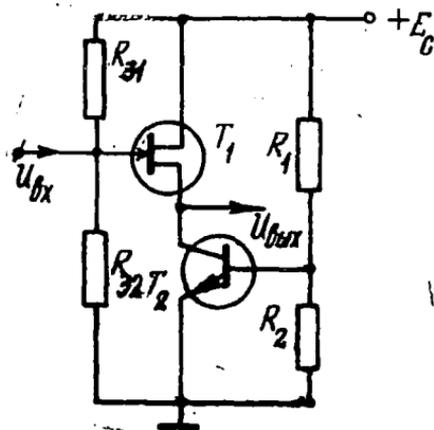


Рис. 2.6.8

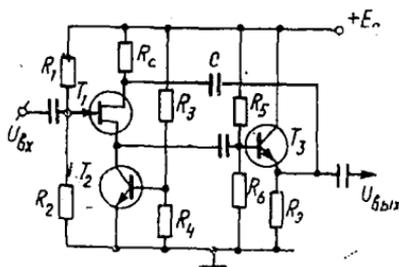


Рис. 2.6.9

гается введением обратной связи на стоковый вывод в такой фазе, чтобы разность переменных потенциалов между затвором и стоком стремилась к нулю (следящая обратная связь). Тогда ток через $C_{зс}$ также будет стремиться к нулю, уменьшая влияние этой емкости на $Z_{вх}$.

Схема, в которой используется данный принцип, приведена на рис. 2.6.9. Здесь истоковый повторитель с коэффициентом усиления $K_{ип}$ (T_1) нагружен на эмиттерный повторитель (T_3) с коэффициентом усиления $K_{эл}$.

В качестве истокового сопротивления в первом каскаде применен биполярный транзистор T_2 с большим $r_{к}^*$. С выхода эмиттерного повторителя на T_3 напряжение $U_{вых}$, равное $U_{вх} \cdot K_{ип} \cdot K_{эл}$, в фазе с $U_{вх}$ подается на стоковый вывод T_1 через емкость C , создавая следящую связь. В результате этого к емкости $C_{зс}$ приложена разность напряжений —

$U_{вх} - K_{шп} K_{эп} U_{вх}$ и входная емкость рассматриваемого усилителя равна:

$$C_{вх} = C_{зи}(1 - K_{шп}) + C_{зс}(1 - K_{шп} K_{эп}) + C_{монт}. \quad (2.6.16)$$

При $K_{шп} \rightarrow 1$ и $K_{шп} \cdot K_{эп} \rightarrow 1$; $C_{вх} \rightarrow C_{монт}$ и верхняя граничная частота усилителя увеличивается.

Приближенно (не учитывая τ_b биполярного транзистора) можно считать, что частотные искажения на высоких частотах в данном усилителе определяются постоянной времени входной цепи для высоких частот, равной

$$\tau_{вх} = C_{вх}(R_{вх} || R_r), \quad (2.6.17)$$

где R_r — внутреннее сопротивление генератора входного сигнала, а

$$R_{вх} = R_1 || R_2$$

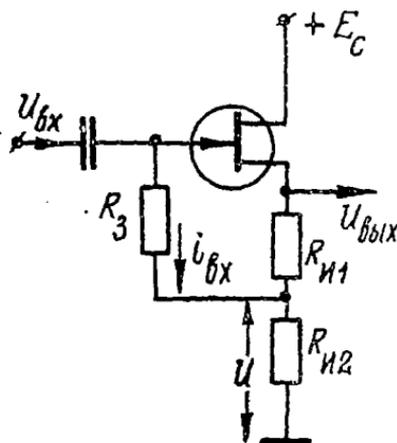


Рис. 2.6.10

С целью увеличения входного сопротивления истокового повторителя может быть также применена схема по рис. 2.6.10, аналогичная схеме рис. 2.1.12.

В этой схеме сопротивление $R_{шп}$ служит для создания необходимого смещения на затворе.

Входное сопротивление схемы (по формуле 2.1.34а)

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{i_{вх}} = \frac{R_3}{1 - \gamma K_{\mu}}$$

где $\gamma = \frac{R_{и2}}{R_{и1} + R_{и2}}$;

При значении $\gamma=0,8 \div 0,9$ и $K_u=0,7 \div 0,9$ $R_{вх}=(2 \div 5)R_3$ и достигает десятков МОм.

2.6.4. Схемы на полевых транзисторах с изолированным затвором

Принцип работы полевых транзисторов с изолированным затвором (МОП — транзисторов)* основан на эффекте изменения проводимости поверхностного слоя полупроводника под воздействием поперечного электрического поля.

МОП — транзисторы выполняются двух типов; со встроенным каналом и с индуцированным каналом.

Вольт-амперные характеристики МОП — транзисторов со встроенным каналом приведены на рис. 2.6.11.

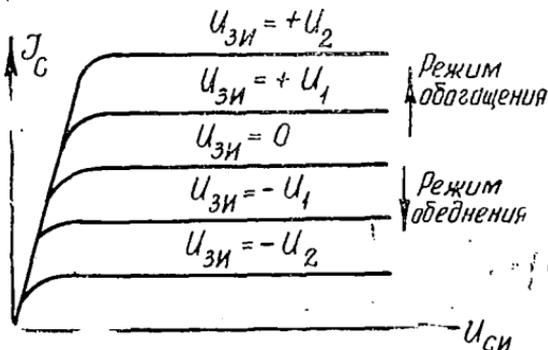


Рис. 2.6.11

Интересно отметить, что МОП — транзистор со встроенным каналом может работать как при положительном, так и при отрицательном напряжении на затворе, т. е. цепь смещения затвора в МОП — транзисторах не нужна.

Вольт-амперные характеристики МОП-транзистора с индуцированным затвором приведены на рис. 2.6.12. Стокозатворные характеристики МОП — транзисторов обоих типов приведены на рис. 2.6.13. Примерные параметры МОП-транзисторов следующие:

$$U_{п} = 2 \div 10 \text{ в};$$

$$I_{ст} = 0,1 \div 5 \text{ ма};$$

$$S = 0,1 \div 2 \text{ ма/в};$$

$$R_{вх} = 10^{10} \div 10^{15} \text{ ом}; C_{вх} = 0,5 \div 2 \text{ пф}.$$

* Название транзисторов обусловлено их структурой: металл — окисел — полупроводник — (МОП). В последнее время часто также применяют термин МДП — транзистор (металл — диэлектрик — полупроводник).

Эквивалентная схема МОП-транзистора аналогична схеме полевого транзистора с $p-n$ переходом.

Усилители на МОП-транзисторах с индуцированным затвором строятся, как правило, с непосредственной связью

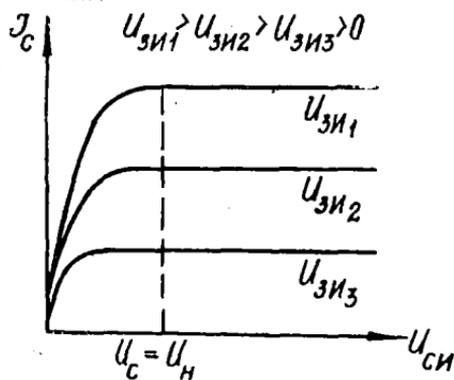


Рис. 2.6.12

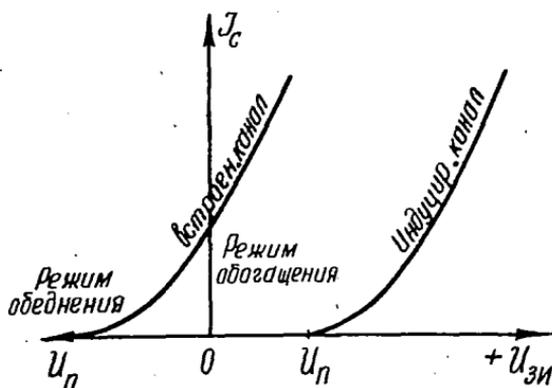


Рис. 2.6.13

между каскадами, так как в них потенциал стока U_c можно непосредственно подавать на затвор. В качестве примера на рис. 2.6.14 показана схема 3-х каскадного усилителя на МОП-транзисторах.

Выбор сопротивления R_c должен производиться из следующих соображений:

- а) обеспечение требуемого коэффициента усиления;

б) обеспечение требуемого режима работы стоковой цепи рассматриваемого каскада в цепи затвора следующего каскада;

в) обеспечение необходимой полосы пропускания усилителя ($f_{\text{в}}$).

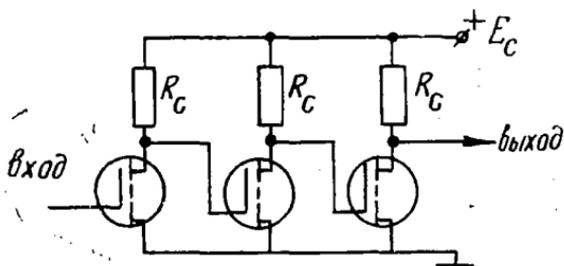


Рис. 2.6.14

ГЛАВА 3. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В случае, когда коэффициент усиления одного каскада оказывается недостаточным, применяют последовательное соединение ряда каскадов — многокаскадный усилитель. При последовательном соединении m каскадов результирующий коэффициент усиления равен

$$K = \frac{U_{\text{вых } m}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых } 1}}{U_{\text{вх}}} \cdot \frac{U_{\text{вых } 2}}{U_{\text{вых } 1}} \times \dots \\ \dots \times \frac{U_{\text{вых } m}}{U_{\text{вых } m-1}} = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_m,$$

или при выражении коэффициента усиления в децибелах

$$K_{\text{дб}} = K_{1\text{дб}} + K_{2\text{дб}} + \dots + K_{m\text{дб}}.$$

Соединение каскадов осуществляют либо только по переменному току — усилители переменного тока, либо гальванически. В последнем случае с выхода предыдущего каскада на вход следующего передается как медленное изменение выходного напряжения, так и его постоянная составляющая. Такой класс усилителей называется усилителями с непосредственной связью (частный случай — усилители постоянного тока).

В усилителях переменного тока для связи каскадов по переменному току и разделению по постоянному используются различные разделительные элементы, что позволяет провести следующую классификацию усилителей:

- 1) Усилители с RC -связью, где разделительным элементом является емкость.
- 2) Усилители с трансформаторной связью.
- 3) Усилители со связью через колебательный контур.

§ 3.1. Усилители с RC -связью

Схема двухкаскадного усилителя с RC -связью на транзисторах по схеме с $OЭ$ приведена на рис. 3.1.1. Назначение

всех элементов схемы ясно из изложенного ранее. Расчет элементов схемы усилителя ведется из условия обеспечения им требуемого K_u , K_i , $R_{вх}$, $R_{вых}$ и коэффициента нелинейных искажений K_f в заданной полосе частот усилителя от f_H до f_B при заданных коэффициентах частотных искажений M_H и M_B соответственно (здесь $M_H = \frac{K_0}{K_H}$ и $M_B = \frac{K_0}{K_B}$, причем K_0 , K_H и K_B — коэффициенты усиления на средних, низких и высоких частотах).

Изменение коэффициента усиления с частотой связано с наличием в схеме реактивных элементов. Рассмотрим вли-

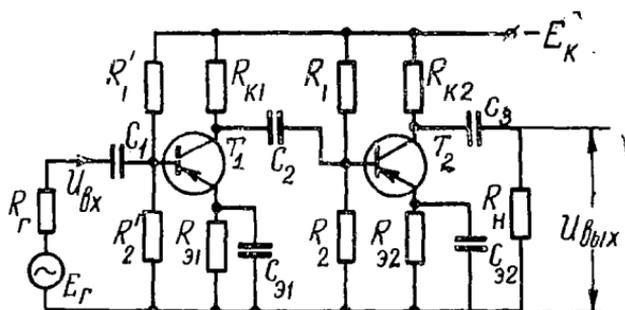


Рис. 3.1.1

яние их на работу усилителя сначала качественно. Емкость цепи связи между каскадами, а также емкость связи в цепи нагрузки и генератора сигнала включены последовательно в цепь тока. Величина их, как указывалось ранее, выбирается так, чтобы в основной полосе частот усилителя сопротивление емкостей было очень мало и им можно было бы пренебречь. Однако в области низких частот сопротивление емкости растет, и ток входной цепи усилителя (или ток нагрузки) уменьшается, что приводит к уменьшению коэффициента усиления K усилителя. При частоте $f=0$, $K=0$. Следовательно, вследствие включения разделительных емкостей коэффициент усиления уменьшается в области низких частот.

Емкость цепи эмиттера, как указывалось, шунтирует резистор R_e , для переменной составляющей тока. Если на средних и высоких частотах $X_{C_3} = 0$, то с уменьшением частоты сигнала сопротивление эмиттерной емкости увеличивается. Результирующее сопротивление параллельно соединенных R_e и C_e увеличивается и на нем появляется замет-

ное падение от переменной составляющей тока, которое является напряжением отрицательной обратной связи в усилителе. Появление отрицательной обратной связи снижает коэффициент усиления усилителя. Таким образом, емкость C_2 также, как и разделительная емкость, влияет в области низких частот. В отличие от разделительных емкостей включение C_2 не снижает коэффициент усиления до нуля при частоте $f=0$.

В области высоких частот появляется зависимость коэффициента усиления от частотных свойств транзистора (снижение β с частотой) и от влияния барьерной емкости C_K^* коллекторного перехода, а так же емкости нагрузки C_H , включенной параллельно сопротивлению нагрузки. Эти ем-

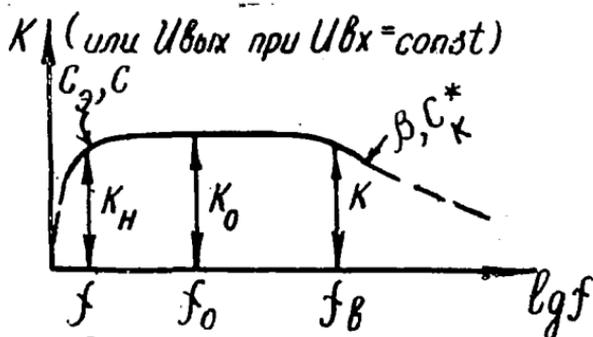


Рис. 3.1.2

кости обычно невелики (десятки, сотни $n\phi$) и на низких и средних частотах их сопротивление очень велико, в результате чего шунтирующим действием емкостей C_K^* и C_H можно пренебречь. С ростом частоты X_{CK} и X_{CH} уменьшаются и в них ответвляется все большая доля тока коллектора или нагрузки, что приводит к снижению коэффициента усиления.

Для промежуточных и входного каскадов вместо емкости нагрузки следует учитывать входную емкость следующего каскада.

В результате совместного действия рассмотренных факторов амплитудно-частотная характеристика усилителя с RC-связью имеет вид, показанный на рис. 3.1.2.

Поскольку влияние отдельных реактивных элементов проявляется не во всем диапазоне частот, работу усилителя

можно рассмотреть независимо в области низких, средних и высоких частот.

а) Средние частоты.

В области средних частот влиянием всех реактивных элементов схемы можно пренебрегать. Эквивалентная схема выходного каскада (рис. 3.1.3а) в этом случае не отличается от схемы 2.2.4. за исключением того, что на рис. 3.1.3а транзистор не заменен Т-образной эквивалентной схемой.

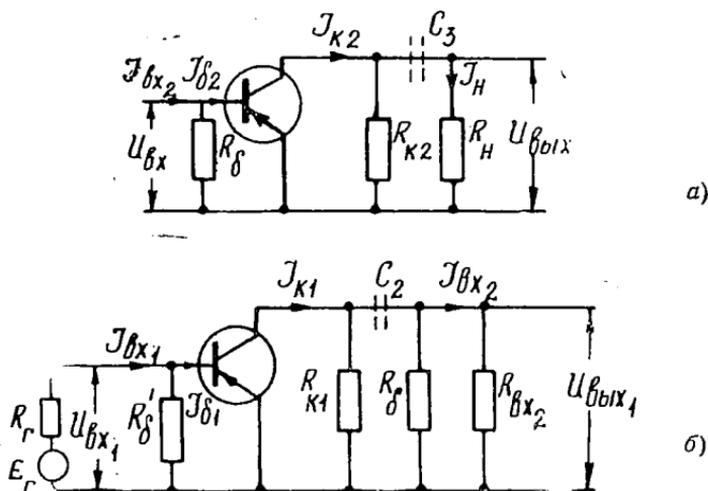


Рис. 3.1.3

Значения коэффициентов усиления по току и напряжению определяются формулами 2.2.12а и 2.2.13а.

$$K_{I2} = \frac{J_N}{I_{\beta 2}} = \frac{I_N}{I_{K2}} \cdot \frac{I_{K2}}{I_{\beta 2}} = \frac{\beta_{e2} \cdot R_{K2}}{R_{K2} + R_N} \quad (3.1.1)$$

и

$$K_{U2} = \frac{U_{\beta \text{вых}}}{U_{\beta x 2}} = \frac{I_{K2} R_{KN}}{I_{\beta 2} R_{\beta x 2}} = \frac{\beta_{e2} R_{KN}}{R_{\beta x 2}}, \quad (3.1.2)$$

где $R_{KN} = R_{K2} \parallel R_N$.

Следовательно, для получения больших K_i сопротивление R_N должно выбираться из условия $R_N \ll R_{K2}$. Для увеличения K_u следует брать $R_{KN} \gg R_{\beta x 2}$.

Эквивалентная схема входного каскада приведена на рис. 3.1.3б. Из схемы видно, что при подсчете K_u и K_i во

входном каскаде в формулах 3.1.1 и 3.1.2 следует заменить R_H на $R'_{вх2} = R_{вх2} \parallel R_{б2}$, где $R_{б2} = R_3 \parallel R_4$ — сопротивление переменному току в цепи базы второго каскада.

Если $R'_{вх2} \ll R_{к1}$ и $R_{вх2} \ll R_{б2}$, то эквивалентная нагрузка первого каскада равна $R_{к1} \parallel R_{вх2} \approx R_{вх2}$ и $K_{u1} = \frac{\beta_{e1} \cdot R_{вх2}}{R_{оx1}}$.

$$\text{При } R_{вх2} \approx R_{вх1}, K_{u1} \approx \beta_{e1}, \quad (3.1.3)$$

т. е. усиление по напряжению в усилителе с RC -связью, нагруженном на аналогичный каскад, равно усилению по току. Именно поэтому в промежуточных каскадах с RC -связью не применяется схема OB .

Для входного каскада необходимо также подсчитать

$$K_{u1r} = \frac{U_{вых1}}{E_r},$$

тогда

$$\begin{aligned} K_{u1r} &= \frac{U_{вых1}}{E_r} = \frac{U_{вых1}}{U_{оx1}} \cdot \frac{U_{оx1}}{E_r'} \cdot \frac{E_r'}{E_r} = \\ &= \frac{\beta_{e1} \cdot (R_{к1} \parallel R_{б2} \parallel R_{оx2}) R_{б1}}{(R_{оx1} + R_r') (R_{б1} + R_r)} \end{aligned} \quad (3.1.4)$$

$$\text{Здесь } R_r' = R_r \parallel R_{б1} \quad (3.1.5)$$

и

$$E_r' = \frac{E_2 R_{б1}}{R_{б1} + R_r}, \quad (3.1.6)$$

Общий коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = K_{u1r} \cdot K_{u2}. \quad (3.1.7)$$

Общий коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_H}{I_2} = K_{I2} \cdot K_{I1r}, \quad (3.1.8)$$

где

$$\begin{aligned} K_{I1r} &= \frac{I_{б2}}{I_r} = \frac{I_{б2}}{I_{к1}} \cdot \frac{I_{к1}}{I_{б1}} \cdot \frac{I_{б1}}{I_r} = \\ &= \beta_{e1} \frac{R_{к1} \parallel R_{оx2} \parallel R_{б2}}{R_{оx2}} \cdot \frac{R_r \parallel R_{б1} \parallel R_{оx1}}{R_{оx1}} \end{aligned} \quad (3.1.9)$$

б) Область низких частот.

В области низких частот влияние C_2 и C_c при малых допустимых M_H можно определять отдельно, пользуясь ме-

тодом суперпозиции и учитывая, что общий коэффициент частотных искажений каскада $M_H = M_{H\beta} \cdot M_{H\sigma}$, где $M_{H\beta}$, $M_{H\sigma}$ — коэффициенты частотных искажений за счет C_{β} и C_{σ} .

Влияние конденсатора связи C_{β} в цепи нагрузки на частотные искажения усилителя может быть подсчитано по

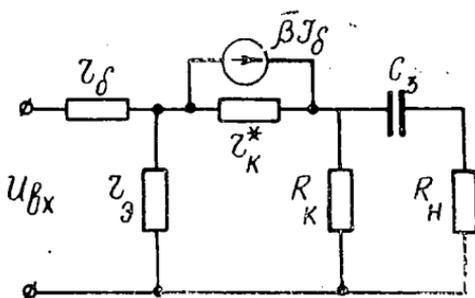


Рис. 3.1.4

эквивалентной схеме выходного каскада (рис. 3.1.4). В этой схеме цепь $R_{\beta 2} C_{\beta 2}$ не показана, так как предполагается, что $C_{\beta 2} = \infty$ ($Z_{\beta 2} = 0$).

Используя формулу 3.1.1, можно записать на низких частотах $K_{iH} = \frac{\beta_{e2} R_{k2}}{R_{k2} + R_H + \frac{1}{j\omega C_{\beta 3}}}$. На средних частотах (при

$$X_{C_{\beta 3}} \approx 0) K_{i0} = \frac{\beta_{e2} R_{k2}}{R_{k2} + R_H}.$$

Коэффициент частотных искажений $M_{H\sigma}$ на нижней граничной частоте ω_H равен

$$M_{H\sigma} = \frac{\dot{K}_{i0}}{K_{iH}} = \frac{\frac{\beta_{e2} R_{k2}}{R_{k2} + R_H}}{\frac{\beta_{e2} R_{k2}}{R_{k2} + R_H + \frac{1}{j\omega C_{\beta 3}}}} = 1 + \frac{1}{j\omega_H C_{\beta 3} (R_{k2} + R_H)} \quad (3.1.10)$$

Произведение $C_{\beta 3} (R_{k2} + R_H)$ имеет размерность времени и называется постоянной времени низких частот $\tau_{H\sigma}$ для конденсатора связи, т. е.

$$\tau_{H\sigma} = C_{\beta 3} (R_{k2} + R_H) \quad (3.1.11)$$

Здесь $R_{k2} + R_H$ — цепь перезаряда конденсатора связи. Более точно цепь перезаряда конденсатора $C_{\beta 3}$ определяется ве-

личной $R_H + (R_{K2} || R_{ВЫХ2})$, что можно было бы получить, раскрыв выражение для β_e .

Вводя 3.1.11 в 3.1.10, получим

$$M_{HC} = 1 + \frac{1}{j\omega_H \tau_{HC}}$$

и

$$|M_{HC}| = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_H \tau_{HC}}\right)^2} \quad (3.1.12)$$

Если M_{HC} задано, то из формулы 3.1.12

$$\tau_{HC} = \frac{1}{\omega_H \sqrt{M_{HC}^2 - 1}} \quad (3.1.13)$$

и

$$C_{c3} = \frac{1}{\omega_H (R_{K2} + R_H) \sqrt{M_{HC}^2 - 1}} \quad (3.1.14)$$

$$\text{При } M_{HC} = \sqrt{2} \quad \tau_{HC} = \frac{1}{\omega_H}, \quad (3.1.15)$$

т. е. чем больше τ_{HC} при $M_{HC} = \text{const}$, тем меньше ω_H и шире полоса пропускания усилителя в сторону низких частот. При $\omega_H = \text{const}$ увеличение τ_{HC} приводит к уменьшению M_{HC} .

Для нахождения емкости связи между каскадами в формулу 3.1.14 следует подставить вместо $(R_{K2} + R_H)$ сумму $[R'_{ВХ3} + R_{K1}]$, что видно из эквивалентной схемы рис. 3.1.3.

$$\text{Тогда} \quad \tau_{HC2} = C_{c2} (R'_{ВХ2} + R_{K1}). \quad (3.1.16)$$

Для емкости связи входной цепи

$$\tau_{HC1} = C_{c1} [R_{Г} + (R_{Б1} || R_{ВХ1})] = C_{c1} (R_{Г} + R'_{ВХ1}) \quad (3.1.17)$$

Обычно в транзисторных схемах вследствие малых номиналов резисторов $R_{Г}$, R_{K} и R_H значения C_c при $f_H = 20 \div 100$ гц лежат в пределах единиц, десятков мкф.

Из формул 3.1.10 и 3.1.11 коэффициент усиления каскада в области низких частот равен

$$K_{iH} = \frac{K_{i0}}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_{HC}}} = \frac{K_{i0}}{1 - j \frac{1}{\omega \tau_{HC}}} \quad (3.1.18)$$

Найдем аргумент этого выражения, т. е. сдвиг фазы выходного напряжения относительно входного, вносимый разделительной емкостью C_c , для чего умножим знаменатель и числитель на комплексно сопряженную величину знаменателя. Тогда

$$K_{in} = \frac{K_{i0} \left(1 + j \frac{1}{\omega \tau_{nc}} \right)}{1 - \left(\frac{1}{\omega \tau_{nc}} \right)^2}$$

и $\text{tg } \varphi_c$, определяемый отношением мнимой части K_{in} к действительной, равен

$$\text{tg } \varphi_c = \frac{1}{\omega \tau_{nc}} \quad (3.1.19)$$

Фазовый сдвиг в области низких частот за счет емкости C_c

$$\varphi_c = \text{arctg } \frac{1}{\omega \tau_{nc}} \quad (3.1.20)$$

Из 3.1.20 видно, что с увеличением частоты φ_c уменьшается. При $\omega \rightarrow 0$ $\text{tg } \varphi_c \rightarrow \infty$ и $\varphi_c \rightarrow 90^\circ$, а при $\omega \rightarrow \infty$ $\text{tg } \varphi_c \rightarrow 0$ и $\varphi_c \rightarrow 0$. Если $\omega \tau_{nc} = 1$ (при $M_{nc} = \sqrt{2}$), то $\text{tg } \varphi_c = 1$ и $\varphi_c = 45^\circ$.

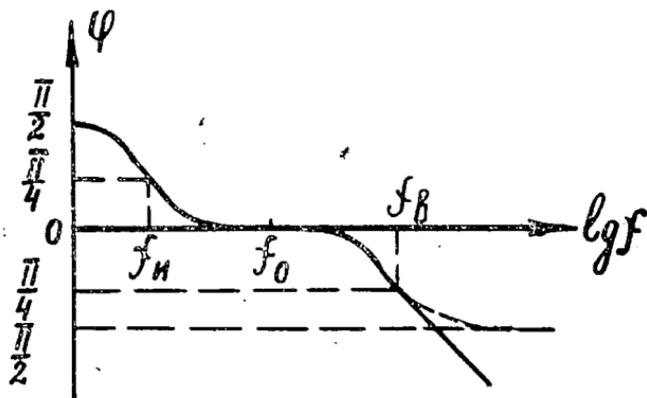


Рис. 3.1.5

Таким образом, сдвиг фазы между выходным и входным напряжением, вызванный влиянием C_c , изменяется в области низких частот от 90° при $f=0$ до 0 в соответствии с характеристикой, приведенной на рис. 3.1.5.

Для примера подсчитаем емкость в цепи связи с нагрузкой, если $R_K=1$ кОм, $R_H=0,5$ кОм, $f_H=100$ гц и $M_{\text{пс}} = \sqrt{2}$.
Из формулы 3.1.14

$$C_c = \frac{1}{(R_H + R_K) \omega_H \sqrt{M_{\text{пс}}^2 - 1}} = \frac{1}{1,5 \cdot 10^3 \cdot 2\pi \cdot 100} \cong 1 \text{ мкф.}$$

Выбор величины конденсатора $C_{\text{э1}}$ производится по эквивалентной схеме рис. 3.1.6. Емкости $C_{\text{с1}}$ и $C_{\text{с2}}$, используя

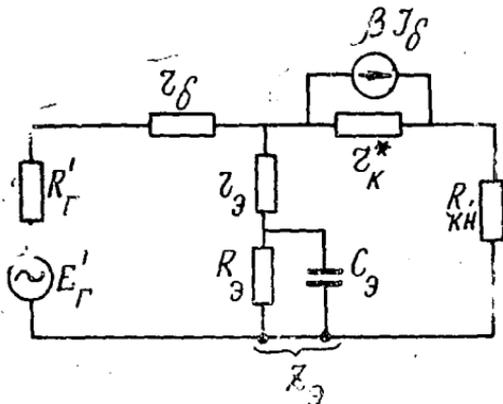


Рис. 3.1.6

метод суперпозиции, в этой схеме полагаем бесконечно большими и не учитываем.

Найдем для этой схемы коэффициент усиления по напряжению в области низких частот

$$K_{\text{иГН}} = \frac{\beta_{\text{э1}} R_{\text{КН}}}{R_{\text{вх1ГН}} + R_{\text{э}'}} \quad (3.1.21)$$

здесь $R_{\text{КН}} = R_{\text{К1}} \parallel R_{\text{вх2}}$, $R_{\text{Г}'} = R_{\text{Г}} \parallel R_1 \parallel R_2$ и входное сопротивление в области низких частот

$$R_{\text{вх1ГН}} = \bar{r}_{\text{б1}} + r_{\text{э1}} (\beta_{\text{э}} + 1) + z_{\text{э1}} (\beta_{\text{э1}} + 1) = R_{\text{вх1}} + z_{\text{э1}} (\beta_{\text{э}} + 1) \quad (3.1.22)$$

причем

$$z_{\text{э1}} = R_{\text{э1}} \parallel \frac{1}{j\omega C_{\text{э1}}} = \frac{R_{\text{э1}}}{1 + j\omega R_{\text{э1}} C_{\text{э1}}}$$

Подставив 3.1.22 в 3.1.21, получим

$$K_{\text{иГН}} = \frac{\beta_{\text{э1}} R_{\text{КН}}}{R_{\text{вх1}} + z_{\text{э1}} (\beta_{\text{э1}} + 1) + R_{\text{Г}'}}$$

Разделим числитель и знаменатель последнего выражения на $R'_r + R_{вх1}$, тогда.

$$K_{иГН} = \frac{\frac{\beta_{e1} R_{КН}}{R_{вх1} + R'_r}}{1 + \frac{Z_{э1} (\beta_{e1} + 1)}{R'_r + R_{вх1}}} = \frac{K_{иГ0}}{1 + \frac{(\beta_{e1} + 1) R_{э1}}{(1 + j\omega C_{э1} R_{э1}) (R'_r + R_{вх1})}}$$

Отсюда коэффициент частотных искажений на нижней граничной частоте $\omega_{Н}$,

$$\begin{aligned} M_{Нэ} &= \frac{\dot{K}_{иГ0}}{\dot{K}_{иГН}} = 1 + \frac{(\beta_{e1} + 1) R_{э1}}{(R'_r + R_{вх1}) (1 + j\omega_{Н} C_{э1} R_{э1})} = \\ &= 1 + \frac{1}{\frac{R'_r + R_{вх1}}{(\beta_{e1} + 1) R_{э1}} (1 + j\omega_{Н} R_{э1} C_{э1})} \end{aligned}$$

Полагая, что $\omega_{Н} C_{э1} R_{э1} \gg 1$, получим

$$M_{Нэ} = 1 + \frac{1}{j\omega_{Н} C_{э1} \frac{R'_r + R_{вх1}}{\beta_{e1} + 1}}. \quad (3.1.23)$$

Произведение

$$C_{э1} \left[\frac{R'_r + R_{вх1}}{\beta_{e1} + 1} \right] = \tau_{Нэ}, \quad (3.1.24)$$

где $\tau_{Нэ}$ — постоянная времени в области низких частот для конденсатора $C_{э1}$ в цепи эмиттера.

Сумма $\frac{R'_r + R_{вх1}}{\beta_{e1} + 1} = \frac{R'_r + r_{б1}}{\beta_{e1} + 1} + r_{э1}$ представляет собою выходное сопротивление эмиттерного повторителя $R_{вых\ эп}$ и является цепью перезаряда емкости $C_{э1}$. В эту сумму не вошел резистор $R_{э1}$, так как $R_{э1} \gg R_{вых\ эп}$ и кроме того было предположено, что $\omega_{Н} C_{э1} R_{э1} \gg 1$, т. е. $R_{э1} \gg \frac{1}{\omega_{Н} C_{э1}}$

Учитывая принятые обозначения

$$M_{Нэ} = 1 + \frac{1}{j\omega_{Н} \tau_{Нэ1}} \quad \text{и} \quad |M_{Нэ}| = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_{Н} \tau_{Нэ}} \right)^2}. \quad (3.1.25)$$

Полученная формула аналогична формуле 3.1.12 для конденсатора связи, что делает ее удобной, несмотря на некоторую приближенность.

Для выходного каскада:

$$\tau_{нэ2} = \left[r_{э2} + \frac{r_{б2} + R'_r}{\beta_{э2} + 1} \right] C_э, \quad (3.1.26)$$

где $R'_r = R_{к1} \| R_{б2}$ (3.1.27) — результирующее сопротивление между базой T_2 и землей для переменного тока.

Если $M_{нэ} = \sqrt{2}$, то $\tau_{нэ} = \frac{1}{\omega_H}$ и

$$C_э = \frac{\beta_{э} + 1}{\omega_H [(r_{б} + R'_r) + (\beta_{э} + 1) r_{э}]} \quad (3.1.28)$$

Для примера, подсчитаем $C_э$, если $f_H = 100$ гц, $M_{нэ} = \sqrt{2}$, $R_r = 1$ кОм, $r_{б} = 500$ Ом, $\beta_{э} = 50$ и $r_{э} = 25$ Ом. Тогда

$$C_э = \frac{50 + 1}{2\pi \cdot 100 (1500 + 1275)} \approx 30 \text{ мкф.}$$

При меньших f_H , $r_{б}$ и R'_r значения $C_э$ достигают сотен мкф. Дополнительный сдвиг фаз между $U_{вых}$ и $U_{вх}$ вносимый конденсатором $C_э$, подсчитывается по формуле, аналогичной 3.1.20.

При заданном угле сдвига на нижней граничной частоте $\varphi_{эH}$ величина $C_э$ может быть выбрана из условия

$$C_э = \frac{\beta_{э} + 1}{\omega_H (r_{б} + R'_r) \operatorname{tg} \varphi_{нэ}}, \quad (3.1.29)$$

так как $\operatorname{tg} \varphi_H = \sqrt{M_H^2 - 1}$, как это следует из формул 3.1.12 и 3.1.20.

Общие низкочастотные искажения усилителя

$$M_{H \text{ ус}} = M_{Hэ1} \cdot M_{Hэ2} \cdot M_{Hс1} \cdot M_{Hс2} \cdot M_{Hс3}. \quad (3.1.30)$$

Их величина не должна превышать допустимых значений для данного усилителя.

Если разделить частотные искажения поровну на все цепи, то для одной цепи

$$M_{H \text{ цепи}} = \sqrt[N]{M_{H \text{ ус}}}, \quad (3.1.31)$$

где N — число цепей, вносящих искажения на низкой частоте. Общий сдвиг по фазе на низких частотах в усилителе

$$\varphi_{н ус} = \varphi_{н\varphi 1} + \varphi_{н\varphi 2} + \dots + \varphi_{н\varphi N} \quad (3.1.32)$$

Если сдвиг по фазе одинаков во всех цепях, то

$$\varphi_{н ус} = N\varphi_{н цепи} \quad (3.1.33)$$

в) Область высоких частот.

В области высоких частот, как уже указывалось, необходимо учитывать влияние C_k^* , β и C_n .

Эквивалентная схема усилителя в области высоких частот приведена на рис. 3.1.7а. Чтобы упростить анализ, за-

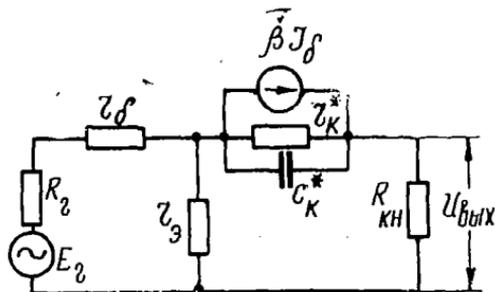


Рис. 3.1.7а

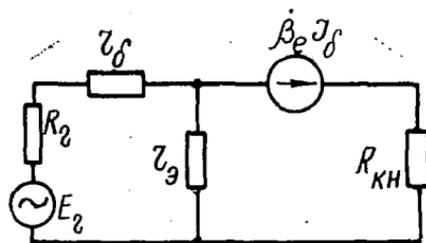


Рис. 3.1.7б

меним частотно-зависимую цепь $r_k^* || C_k^*$, шунтирующую генератор тока βI_b , одним эквивалентным генератором тока. Для этого подсчитаем сначала Z_k , равное

$$Z_k = r_k^* || \frac{1}{j\omega C_k^*},$$

где

$$r_k^* = \frac{r_k}{\beta + 1} \approx \frac{r_k}{\beta} = \frac{r_k(1 + j\omega\tau_\beta)}{\beta_0} = r_{k0}^*(1 + j\omega\tau_\beta) \quad (3.1.34)$$

и

$$C_k^* = C_k(\beta + 1) \approx C_k\beta \approx \frac{C_k\beta_0}{1 + j\omega\tau_\beta} \approx \frac{C_{k0}^*}{1 + j\omega\tau_\beta} \quad (3.1.35)$$

Тогда

$$Z_k = r_k^* || \frac{1}{j\omega C_k^*} = \frac{r_k^*}{1 + j\omega r_k^* C_k^*} = \frac{r_{k0}^*(1 + j\omega\tau_\beta)}{1 + j\omega r_{k0}^* C_{k0}^*}$$

или

$$Z_k = \frac{r_{k0}^*(1 + j\omega\tau_\beta)}{1 + j\omega\tau_k}, \quad (3.1.36)$$

где $\tau_k = r_{k0}^* C_{k0}^* = r_k C_k$ есть постоянная времени коллекторного перехода.

Эквивалентный коэффициент передачи тока на высоких частотах в схеме $OЭ$ с учетом шунтирующего действия Z_k^* равен (аналогично 2.2.17)

$$\begin{aligned} \dot{\beta}_e &= \frac{\dot{\beta} Z_k}{Z_k + R_{KH}} = \frac{\beta_0}{(1 + j\omega\tau_\beta)} \cdot \frac{r_{k0}^* (1 + j\omega\tau_\beta)}{1 + j\omega\tau_k} = \\ &= \frac{r_{k0}^* (1 + j\omega\tau_\beta)}{1 + j\omega\tau_k} + R_{KH} \\ &= \frac{\dot{\beta}_0 z_{k0}^*}{r_{k0}^* (1 + j\omega\tau_\beta) + R_{KH} (1 + j\omega\tau_k)} = \\ &= \frac{\beta_{0e}}{1 + j\omega \left[\frac{\tau_\beta r_{k0}^*}{r_{k0}^* + R_{KH}} + \frac{\tau_k R_{KH}}{R_{KH} + r_{k0}^*} \right]} = \frac{\beta_{0e}}{1 + j\omega\tau_e} \quad (3.1.37) \end{aligned}$$

$$\text{где } \tau_e = \tau_\beta \frac{r_{k0}^*}{r_{k0}^* + R_{KH}} + \frac{\tau_k R_{KH}}{R_{KH} + r_{k0}^*} \quad (3.1.38)$$

$$\text{и } \beta_{0e} = \frac{\beta_0 r_{k0}^*}{r_{k0}^* + R_{KH}}. \quad (3.1.39)$$

Так как обычно $r_{k0}^* \gg R_{KH}$, то $\tau_e \approx \tau_\beta + C_{k0}^* R_{KH}$ (3.1.40)

С учетом 3.1.37 эквивалентная схема усилителя на высоких частотах примет вид, показанный на рис. 3.1.76, где

$$\dot{\beta}_e = \frac{\beta_{0e}}{1 + j\omega\tau_e}.$$

Воспользовавшись эквивалентной схемой, получим выражения для $K_{иг}$ в области высоких частот

$$K_{иг} = \frac{U_{вых}}{E_r} = \frac{\dot{\beta}_e R_{KH}}{\dot{R}_r + \dot{R}_{вх}}. \quad (3.1.41)$$

В этом выражении $\dot{R}_{вх}$ также является функцией частоты, так как $\dot{R}_{вх} = r_\sigma + r_\partial (\beta_e + 1)$ (3.1.42а)

С увеличением частоты $R_{вх}$ снижается вместе с уменьшением β_e . При

$$f \rightarrow \infty, \quad \beta_e \rightarrow 0 \quad \text{и} \quad R_{вх} \rightarrow r_\sigma + r_\partial \ll R_{вх0}.$$

Кривая изменения входного сопротивления от частоты приведена на рис. 3.1.8а. Из рассмотрения ее видно, что вход усилителя эквивалентен параллельному соединению активного и емкостного сопротивлений. Действительно, учитывая формулу (3.1.42а) и (3.1.37) эквивалентную схему для входного сопротивления можно представить в виде, показанном на рис. 3.1.8б. При $\omega \rightarrow \infty$ из этой схемы получим, что $R_{вх\infty} = r_э + r_б$, а при $\omega = 0$ $R_{вх0} = R_{вх0} = r_э(\beta_{e0} + 1) + r_б$ (3.1.42б)

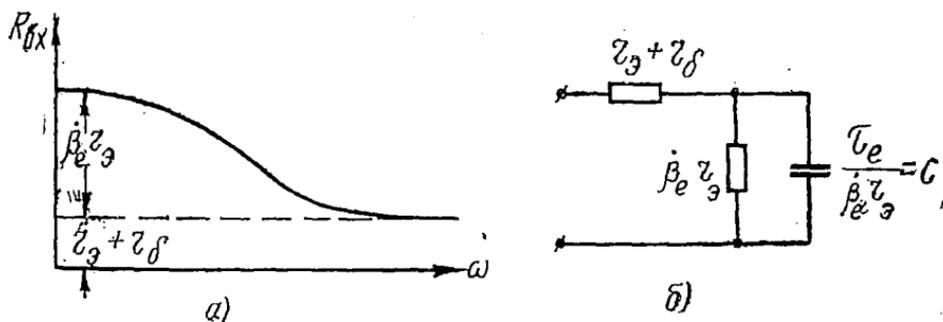


Рис. 3.1.8

Величина емкости шунтирующей вход

$$C = \frac{\tau_e}{\beta_{e0} r_э} = \frac{\tau_э + C_{к0}^* R_{кн}}{\beta_{e0} r_э} \approx \frac{\tau_э}{r_э} + \frac{C_{к0}^* R_{кн}}{\beta_{e0} r_э} \approx \frac{C_k R_{кн}}{r_э},$$

так как $\frac{\tau_э}{r_э}$ очень мало.

Следовательно, входная емкость усилителя определяется емкостью C_k транзистора и много больше ее (эффект, аналогичный ламповым схемам).

Подставив значение $R_{вх}$ в формулу 3.1.41 и преобразуя, получим

$$K_{иг} = \frac{K_{иг0}}{1 + j\omega\tau_э}, \quad (3.1.43а)$$

где

$$K_{иг0} = \frac{\beta_{e0} R_{кн}}{R_r + R_{вх0}}. \quad (3.1.43б)$$

$R_{вх0}$ определяется формулой (3.1.42б), а

$$\tau_э = \frac{\tau_e}{1 + \beta_{e0} \gamma_б}. \quad (3.1.44)$$

Здесь $\gamma_б$ — коэффициент токораспределения (формула 2.2.20).

С учетом полученного, коэффициент частотных искажений M_B на высшей граничной частоте f_B равен

$$M_B = \frac{K_{u\Gamma 0}}{K_{u\Gamma}} = 1 + j\omega\tau_B$$

$$\text{и } |M_B| = \sqrt{1 + (\omega\tau_B)^2}. \quad (3.1.45)$$

Если M_B задано, то τ_B усилителя

$$\tau_B \leq \frac{\sqrt{M_B^2 - 1}}{\omega_B} \quad (3.1.46)$$

или

$$\tau_B \leq (1 + \beta_{0e}\gamma_B) \sqrt{\frac{M_B^2 - 1}{\omega_B}}. \quad (3.1.47)$$

Проанализируем это выражение для различных типов транзисторов.

В низкочастотных транзисторах $\tau_B \gg C_{ко} * R_{вх}$ и

$$\tau_B \approx \tau_B \leq (1 + \beta_{0e}\gamma_B) \sqrt{\frac{M_B^2 - 1}{\omega_B}}. \quad (3.1.48a)$$

Следовательно, в этих транзисторах частотные искажения определяются в основном τ_B .

$$\text{При } R_{\Gamma} \rightarrow \infty \quad \gamma_B = \frac{r_B}{r_B + r_B + R_{\Gamma}} \rightarrow 0 \quad \text{и} \quad \tau_B \leq \frac{\sqrt{M_B^2 - 1}}{\omega_B}. \quad (3.1.48б)$$

$$\text{При } R_{\Gamma} \rightarrow 0 \quad \tau_B \leq \left(1 + \frac{\beta_{0e}r_B}{r_B + r_B}\right) \frac{\sqrt{M_B^2 - 1}}{\omega_B}. \quad (3.1.48в)$$

Этот результат можно пояснить следующим образом.

При малых R_{Γ} основное влияние на $K_{u\Gamma}$ оказывает $R_{вх}$. Так как $R_{вх}$ с ростом частоты уменьшается, то величина коэффициента усиления снижается медленнее и полоса частот усилителя увеличивается. При больших R_{Γ} изменение $R_{вх}$ с частотой практически не влияет на $K_{u\Gamma}$. В этом случае полоса частот усилителя уже, или при одной и той же ω_B требуются транзисторы с большим τ_B .

Для высокочастотных транзисторов $\tau_{к} = C_{к} * R_{кв}$ пренебрегать нельзя и выбор транзисторов для усилителей следует производить по формуле 3.1.47.

Влияние емкости нагрузки

Если нагрузка имеет комплексный характер (например, емкостная нагрузка), то

$$Z_H = R_H \parallel \frac{1}{j\omega C_H} = \frac{R_H}{1 + j\omega\tau},$$

где $\tau = C_H R_H$.

При этом

$$\dot{U}_{вых} = I_K (Z_H \parallel R_K) = \dot{\beta}_e I_b (Z_H \parallel R_K).$$

Поделив полученное выражение на $E_r = I_b (R_r + R_{вх})$, имеем

$$\dot{K}_{уг} = \frac{\dot{U}_{вых}}{E_r} = \frac{\dot{\beta}_e}{R_r + R_{вх}} \cdot \frac{R_{KH}}{1 + j\omega C_H R_{KH}}$$

или с учетом (3.1.41) и (3.1.43)

$$\dot{K}_{уг} = K_{уг0} \frac{1}{(1 + j\omega\tau_0)(1 + j\omega C_H R_{KH})}, \quad (3.1.49)$$

т. е. при комплексной нагрузке частотные искажения усилителя в области верхних частот определяются двумя постоянными времени — τ_0 и $C_H R_{KH}$.

Для приближенных расчетов в рабочем диапазоне частот квадратичным членам $(j\omega)^2 \tau_0 C_H R_{KH}$, получаемом в знаменателе 3.1.49 при раскрытии скобок, можно пренебречь и за эквивалентную постоянную времени усилителя в области верхних частот принимать

$$\tau_{ув} = \tau_0 + C_H R_{KH}.$$

Тогда

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_{ув})^2}. \quad (3.1.50)$$

Фазовая характеристика усилителя в области высоких частот может быть получена из 3.1.43, если знаменатель формулы умножить на комплексно сопряженную величину и найти отношение действительной части K_u к мнимой, аналогично 3.1.19. Тогда

$$\operatorname{tg} \varphi_B = -\omega \tau_B \quad (3.1.51)$$

Если $\omega \rightarrow 0$ $\operatorname{tg} \varphi \rightarrow 0$ и $\varphi \rightarrow 0$. Если $\omega = \frac{1}{\tau_0}$ ($M_B = \sqrt{2}$), то $\operatorname{tg} \varphi_B = -1$ и $\varphi_B = -45^\circ$. При $\omega \rightarrow \infty$, а точнее, при $\omega > \frac{1}{\tau_0}$ формула 3.1.5 становится приближенной, вследствие использования приближенного выражения для β , и фазовый угол увеличивается быстрее.

Ход фазовой характеристики усилителя в области высоких частот показан на рис. 3.1.5. (пунктиром показана фазовая характеристика, определяемая формулой 3.1.51).

Особенности расчета многокаскадных усилителей в области высоких частот заключаются в том, что нагрузка каждого каскада на этих частотах получается комплексной за счет влияния комплексного входного сопротивления каскада, определяемого 3.1.42.

Для получения коэффициента усиления усилителя на высоких частотах K_{yc} в используем известное соотношение для

$$K_{yc} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \dots K_N \quad (3.1.52)$$

и выражения 3.1.43а для коэффициентов усиления отдельного каскада, причем в этом выражении для второго и последующих каскадов берется $R_r = 0$, а нагрузка всех каскадов, кроме последнего, равна $R_{in} || R_{вх}$ следующего каскада. После подстановки (3.1.43а) в (3.1.52) и преобразования, получим

$$K_{yc} = \frac{K_{0yc}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\theta 1})^2} \cdot \sqrt{1 + (\omega\tau_{\theta 2})^2} \dots \sqrt{1 + (\omega\tau_{\theta N})^2}} \quad (3.1.53)$$

В этой формуле $\tau_{\theta 1}, \tau_{\theta 2}, \dots, \tau_{\theta N}$ — постоянные времени на высокой частоте 1-го, 2-го и т. д. каскадов, определяемые по 3.1.44. При подсчете τ_{θ} всех каскадов, кроме 1-го, в выражение (2.2.20) для γ_{θ} вместо R_r следует подставлять результирующее сопротивление между базой и землей рассматриваемого каскада, определяемое параллельным соединением коллекторного сопротивления предыдущего каскада и сопротивления базы рассматриваемого каскада.

Значение K_{0yc} в (3.1.53) определяется из (3.1.52) при подстановке коэффициентов усиления отдельных каскадов на средних частотах, подсчитанных по формулам 3.1.2 и 3.1.4.

Из 3.1.53 следует, что

$$M_{yc} = \frac{K_{yc0}}{K_{yc}} = \sqrt{1 + (\omega\tau_{\theta 1})^2} \sqrt{1 + (\omega\tau_{\theta 2})^2} \dots = M_{\theta 1} \cdot M_{\theta 2} \dots M_{\theta N} \quad (3.1.54)$$

При заданном M_{yc} и одинаковых частотных искажениях отдельных каскадов

$$M_{\theta \text{ каскада}} = \sqrt[N]{M_{yc}}, \quad (3.1.55)$$

где N — число каскадов.

$$\Phi_{\theta} \text{ каскада} = \frac{\Phi_{\theta \text{ ус}}}{N} \quad (3.1.56)$$

Выражение для определения граничной частоты ω_{θ} усилителя по заданному M_{θ} каскада, можно получить из 3.1.46 и 3.1.55.

$$\omega_{\theta} \leq \frac{1}{\tau_{\theta}} \sqrt{M_{\theta}^2 - 1} = \frac{1}{\tau_{\theta}} \sqrt{\left(\frac{N}{\sqrt{M_{\theta \text{ ус}}}}\right)^2 - 1} \quad (3.1.57)$$

т. е. в многокаскадном усилителе полоса частот сужается.

Для иллюстрации вышесказанного произведем выбор транзистора для низкочастотного усилителя, если задано $M_{\theta \text{ ус}} = \sqrt{2}$, $R_{\Gamma} = 0$, $f_{\theta} = 20$ кГц и ориентировочное число каскадов усилителя, определенное прикидочным расчетом на средних частотах, равно трем ($\beta_{\theta \text{ ус}}$ принято равным 30).

Распределим частотные искажения по каскадам равномерно, тогда $M_{\theta 1} = M_{\theta 2} = M_{\theta 3} = \sqrt[3]{\sqrt{2}} = 1,12$. Так как $f_{\theta} = 20$ кГц, то выбираем низкочастотные транзисторы, в которых $\tau_{\beta} \gg \tau_{\kappa}$. Тогда воспользуемся 3.1.48а и определим требуемое τ_{β} транзистора, для чего необходимо подсчитать член $(1 + \gamma_{\beta} \beta_{\theta \text{ ус}}) = 1 + \frac{\beta_{\theta \text{ ус}} r_{\theta}}{r_{\theta} + r_{\beta} + R_{\Gamma}}$. Обычно в нормальных режимах транзисторов $r_{\theta} = 25$ ом, $r_{\beta} = 500$ ом, для 2-го и 3-го каскадов $R_{\Gamma} \approx R_{\kappa} \parallel R_{\beta} \approx R_{\kappa} = 10^3$ ом.

$$\text{Тогда } 1 + \frac{\beta_{\theta \text{ ус}}}{r_{\beta} + r_{\theta} + R_{\Gamma}} = 1 + \frac{30 \cdot 25}{25 + 500 + 10^3} = 1,5.$$

Из полученного результата видно, что выбор транзистора для 2-го и 3-го каскадов, введя некоторый запас по частотным искажениям можно производить по приближенной формуле 3.1.48б.

$$\text{Для 1-го каскада при } R_{\Gamma} = 0 \quad 1 + \beta_{\theta \text{ ус}} \gamma_{\beta} = 1 + \frac{30 \cdot 25}{225} = 4,3$$

$$\text{Тогда } \tau_{\beta 1} \leq 4,3 \frac{\sqrt{M_{\theta}^2 - 1}}{\omega_{\theta}} \leq \frac{4,3 \sqrt{1,12^2 - 1}}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3} \leq 18 \text{ мксек.}$$

$$\text{Отсюда } f_{\beta 1} \geq \frac{1}{2\pi \tau_{\beta 1}} \geq 10 \text{ кГц.}$$

Для 2-го и 3-го каскадов

$$\tau_{\beta 2} = \tau_{\beta 3} \leq \frac{\sqrt{(M_{\theta 2,3})^2 - 1}}{\omega_{\theta}} \leq \frac{\sqrt{(1,12)^2 - 1}}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^3} \leq 4 \text{ мксек}$$

$$\text{и } f_{\beta 2} = f_{\beta 3} \geq 42 \text{ кГц.}$$

После выбора транзистора и полного расчета усилителя на средних частотах можно уточнить значения M_B для каждого каскада и для всего усилителя по формулам 3.1.45 и 3.1.54.

Добротность транзисторного усилительного каскада

Под добротностью D усилителя принято понимать следующее выражение

$$D = K_{u0} \Delta\omega, \quad (3.1.58)$$

где K_{u0} — усиление по напряжению усилителя на средних частотах, $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$ — полоса пропускания усилителя.

При $\omega_B \gg \omega_H$, что имеет место в широкополосных усилителях, выражение для добротности записывают приближенно в виде

$$D \approx K_{u0} \cdot \omega_B \quad (3.1.59)$$

Из формул (3.1.45) и (3.1.436) значение ω_B при $M_B = \sqrt{2}$ равно $\omega_B = \frac{1}{\tau_B}$, а $K_{u0} = \frac{\beta_{0e} R_{KH}}{R_{\Gamma} + R_{BX0}}$.

Тогда

$$D = \frac{\beta_{0e} R_{KH}}{(R_{\Gamma} + R_{BX0}) \tau_B} = \frac{\beta_{0e} R_{KH} (1 + \beta_{0e} \gamma_B)}{(R_{\Gamma} + R_{BX0}) (\tau_B + C_{K0}^* R_{KH})}$$

Раскрыв $(1 + \beta_{0e} \gamma_B)$ и преобразуя, получим

$$D = \frac{\beta_{0e} R_{KH}}{(\tau_B + C_{K0}^* R_{KH}) (R_{\Gamma} + r_B + r_B)} \quad (3.1.60)$$

При применении высокочастотных транзисторов и при больших R_{KH} , когда $C_{K0}^* R_{KH} \gg \tau_B$ (или $R_{KH} \gg \frac{\tau_B}{C_{K0}^*} \gg \frac{\tau_a}{C_K}$) в выражении для добротности значением τ_B можно пренебречь и

$$D = \frac{\beta_{0e} R_{KH}}{C_{K0}^* R_{KH} (R_{\Gamma} + r_B + r_B)} \cong \frac{1}{C_K (R_{\Gamma} + r_B + r_B)} \quad (3.1.61)$$

Следовательно, в этом случае, $D = K_{u0} \omega_B$ есть величина постоянная и не зависит от нагрузки.

Т. е. при стремлении увеличить коэффициент усиления схемы за счет увеличения R_{KH} будет снижаться в такой же степени верхняя граничная частота усилителя, так как

$$\omega_B \cong \frac{1}{\tau_B} = \frac{1}{C_{K0}^* R_{KH}}$$

Это свойство широкополосных усилителей называют иногда законом постоянства площади усиления усилителя, так как в таких усилителях площадь, ограниченная амплитудно-частотной характеристикой и осью абсцисс, остается постоянной при изменении ω_B или K_{u0} (рис. 3.1.9)

$$\text{При } R_g=0 \text{ и } r_g \ll r_b \quad D = D_0 \approx \frac{1}{C_{кгб}}, \quad (3.1.62)$$

т. е. добротность усилителя в этом случае обратно пропорциональна постоянной транзистора $C_{кгб}$, приводимой в справочниках.

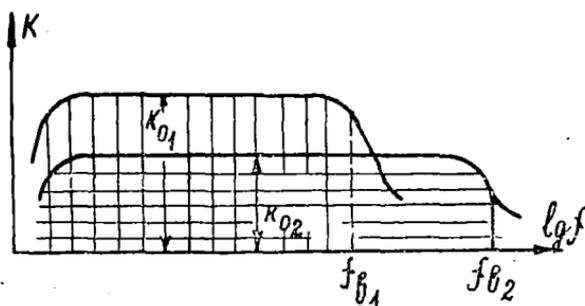


Рис. 3.1.9

D_0 транзистора велико. Например, для П607

$$D_0 = \frac{1}{r_b C_k} = 5 \cdot 10^8 \frac{1}{\text{мксек}} = 5 \cdot 10^9 \frac{1}{\text{сек}}.$$

Если принять $K_{u0}=500$, то усилитель при $R_g=0$ и активной нагрузке мог бы обеспечить полосу частот при $M_B = \sqrt{2}$ до $\omega_B = 10^7 \frac{1}{\text{сек}}$. Однако, при R_g отличном от нуля, D резко падает. Например, при $R_g \approx 1 \text{ ком}$ D уменьшается почти на порядок по сравнению с D_0 .

При применении низкочастотных транзисторов и малых $R_{кн}$, когда $\tau_\beta \gg R_{кн} \cdot C_{к0}^*$ (или $R_{кн}^2 \ll \frac{\tau_\beta}{C_{к0}^*}$) в выражении 3.1.60 можно пренебречь членом $C_{к0}^* R_{кн}$. Тогда

$$D = \frac{\beta_{0э} R_{кн}}{\tau_\beta (R_g + r_b + r_g)} \approx \frac{R_{кн}}{\tau_\alpha (R_g + r_g + r_b)} \equiv R_{кн}. \quad (3.1.63)$$

Следовательно, в этом случае добротность прямо пропорциональна $R_{кн}$. При увеличении коэффициента усиления

ний за счет увеличения $R_{\text{нп}}$ растет добротность, а полоса частот усилителя не уменьшается и остается практически постоянной, так как $\omega_{\text{в}} = \frac{1}{\tau_{\text{в}}} = \frac{1 + \beta \gamma_{\text{б}}}{\tau_{\text{б}}}$.

§ 3.2. Усилители с трансформаторной связью*

Схемы усилителей с трансформаторной связью приведены на рис. 3.2.1. В схеме рис. 3.2.1а первичная обмотка трансформатора Tp_2 включена непосредственно в цепь кол-

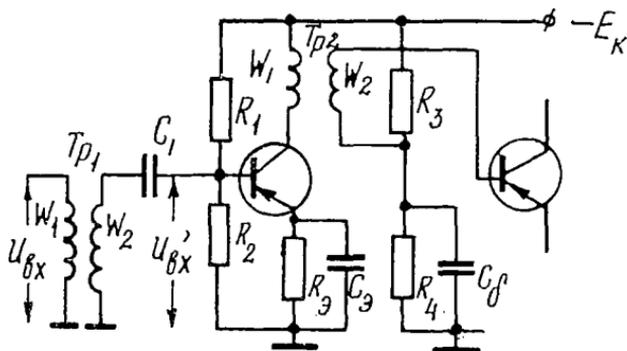


Рис. 3.2.1а

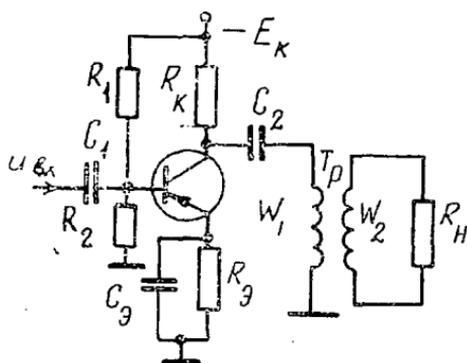


Рис. 3.2.1б

* К данному классу усилителей принято относить только промежуточные усилители, работающие при малых переменных составляющих в квазилинейном режиме. Поэтому выходные каскады с трансформаторным включением нагрузки (усилители мощности) работающие с большими входными сигналами в § 3.2 не рассматриваются.

лектора транзистора T_1 . В этом случае при отсутствии входного сигнала, т. е. при постоянном токе коллектора транзистора, сопротивление в коллекторной цепи определяется только омическим сопротивлением первичной обмотки трансформатора, которое очень мало. Поэтому практически напряжение на коллекторе в режиме покоя $U_{кв.А}$ равно напряжению источника питания E_K . Это позволяет при одном и том же требуемом $U_{вых}$ выбирать меньшие E_K в случае трансформаторного включения нагрузки.

Схема трансформаторного усилителя по рис. 3.2.16 применяется реже, так как она не дает выигрыша в величине напряжения источника питания E_K . Однако в этой схеме отсутствует намагничивание сердечника трансформатора постоянной составляющей коллекторного тока, что уменьшает габариты и вес трансформатора.

Преимуществами трансформаторных усилителей по сравнению с усилителями с RC -связью является:

1. Возможность получения двухтактного выхода.
2. Возможность согласования выходного сопротивления усилителя с нагрузкой (или со входным сопротивлением следующего каскада), что позволяет получить высокий коэффициент усиления по мощности. Наличие согласующего трансформатора позволяет в этих усилителях использовать схему OB с малым K_f и лучшими частотными свойствами.
3. Получение произвольной фазы выходного сигнала.

Недостатки трансформаторных усилителей:

1. Большой вес и габариты согласующего трансформатора.
2. Большие нелинейные и частотные искажения за счет реактивных элементов согласующего трансформатора.

Графический анализ трансформаторного усилителя по рис. 3.2.1а выполнен на семействе выходных характеристик транзистора (рис. 3.2.2). При $U_{вх}=0$ линия нагрузки идет через точку $U_{кв.А}=E_K$ практически вертикально, так как сопротивление первичной обмотки трансформатора $r_1 \approx 0$. На этой линии нагрузки, называемой линией нагрузки для постоянного тока, выбирается точка начального режима транзистора — точка А. Через эту точку должна проходить линия нагрузки для переменного тока при $U_{вх} \neq 0$, которая определяется r_1 и приведенными к первичной обмотке сопротивлением вторичной обмотки r_2 и нагрузки $R_{н}$ трансформатора. В схеме 3.2.1а $R_{н}=R_{вх}$ следующего каскада.

Таким образом, наклон линии нагрузки для переменного тока определяется углом

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{m_i}{R_{K\sim} \sim m_u},$$

$$R_{K\sim} = r_1 + r_2' + R_N' \quad (3.2.1)$$

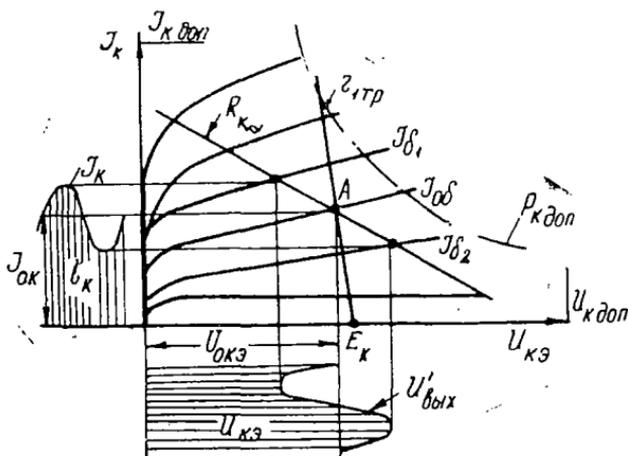


Рис. 3.2.2

В формуле 3.2.1

$$r_2' = \frac{r_2}{n^2}, \text{ а } R_N' = \frac{R_N}{n^2},$$

где n — коэффициент трансформации трансформатора

$$n = \frac{W_2}{W_1}.$$

При выбранном (или заданном) $R_{K\sim}$ и известной нагрузке величина коэффициента трансформации трансформатора n определится из формулы 3.2.1

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{R_N + r_2}{R_{K\sim} - r_1}} = \sqrt{\frac{R_N}{\eta R_{K\sim}}}, \quad (3.2.2)$$

где η — к.п.д. трансформатора, равный

$$\eta = \frac{R_N'}{R_N' + r_2' + r_1} \quad (3.2.3)$$

В случае необходимости обеспечить согласование между каскадами (или выходного каскада с нагрузкой) значение $R_{к\sim}$ должно равняться $R_{вых}$ усилителя, тогда

$$n = \sqrt{\frac{R_{н}}{2 \cdot R_{вых}}} \quad (3.2.4)$$

По линии нагрузки для переменного тока можно графически определить выходное напряжение $U'_{вых}$ и выходной ток $I_{вых}$ при известном токе базы I_b . Однако графический анализ дает хорошую точность только при больших сигналах и применяется в выходных каскадах. При малых сигналах следует пользоваться аналитическим методом, например, методом эквивалентных схем.

Анализ трансформаторного усилителя по эквивалентной схеме

Полная эквивалентная схема усилителя по рис. 3.2.1а (без учета цепи $R_3 C_3$) приведена на рис. 3.2.3. Пунктиром

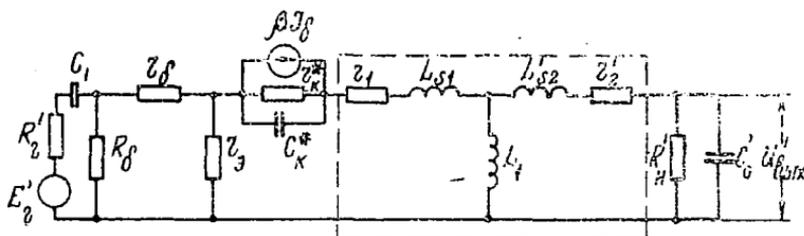


Рис. 3.2.3

выделены элементы, входящие в эквивалентную схему трансформатора, а именно: L_1 — индуктивность намагничивания (индуктивность первичной обмотки), L_{s1} и $L'_{s2} = \frac{L_{s2}}{n^2}$ — индуктивности рассеяния обмоток и омические сопротивления обмоток r_1 и $r_2' = \frac{r_2}{n^2}$. Межвитковая емкость обмоток трансформатора, приведенная к первичной обмотке, объединена с приведенной емкостью нагрузки и обозначена $C_0' = C_0 n_2$.

В выходной цепи обозначено: $U'_{вых} = \frac{U_{вых}}{n}$ и $I'_{вых} = I_{вых} \cdot n$.
Во входной цепи приведенные ко вторичной обмотке вход-

ного трансформатора $E'_r = E_r \cdot n_{вх}$, где $n_{вх} = \frac{W_{1 \text{ вх}}}{W_{1 \text{ вх}}}$ и $R'_r = R_r \times \times n_{вх}^2$.

Так как индуктивность первичной обмотки L_1 велика (единицы, десятки гн) и включена параллельно нагрузке, то ее влияние сказывается на низких частотах, когда $X_{L1} = j\omega L_1$, со снижением частоты уменьшается и начинает потреблять значительный ток из цепи коллектора.

Индуктивность рассеяния $L_S = L_{S1} + L'_{S2}$ мала (обычно в трансформаторах $\frac{L_S}{L_1} = 0,01 \div 0,01$) и включена последовательно в цепь нагрузки. Поэтому ее влияние начинает сказываться на высоких частотах, когда $X_{L_S} = j\omega L_S$ сравнимо с

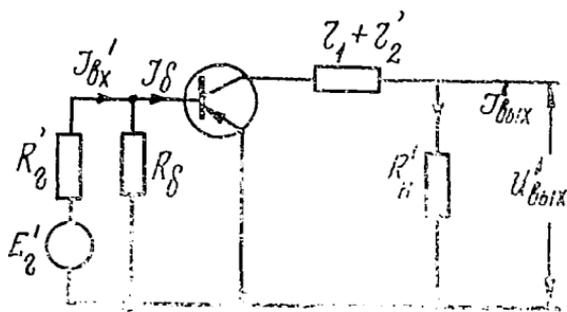


Рис. 3.2.4

R_{II}' и напряжение на R_{II}' уменьшается за счет потерь в X_{L_S} . Влияние C_0 также заметно только на высоких частотах, так как величина C_0 — десятки пкф.

Для упрощения проведем анализ работы усилителя раздельно для области низких, средних и высоких частот, аналогично усилителю с RC -связью.

В области средних частот, где можно пренебречь влиянием реактивных элементов, эквивалентная схема имеет вид, показанный на рис. 3.2.4 Для нее, коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I'_{\text{вых}}}{n \cdot I'_{\text{вх}} \cdot n_{\text{вх}}} = \frac{1}{n \cdot n_{\text{вх}}} \cdot \frac{I'_{\text{вых}}}{I'_{\text{вх}}}$$

Отношение приведенных токов $\frac{I'_{вых}}{I'_{вх}}$ определяется аналогично усилителю по схеме *ОЭ* и равно

$$\frac{I'_{вых}}{I'_{вх}} = \frac{\beta_{0e} R_{\bar{b}}}{R_{\bar{b}} + R_{ax}}$$

Тогда

$$K_I = \frac{\beta_{0e}}{n \cdot n_{ax}} \cdot \frac{R_{\bar{b}}}{R_{\bar{b}} + R_{ax}} \quad (3.2.5)$$

Усиление по напряжению, используя (2.2.156)

$$\begin{aligned} K_{u\Gamma} &= \frac{U_{вых}}{E_{\Gamma}} = \frac{n_{ax} U'_{вых} \cdot n}{E_{\Gamma}} = n \cdot n_{ax} \frac{U'_{вых}}{E_{\Gamma}} = \\ &= n n_{ax} \frac{\beta_{0e}}{R_{\Gamma} + R_{ax}} \cdot R_{K\sim} \approx n \cdot n_{ax} \frac{\beta_{0e} R'_{H}}{R_{\Gamma} + R_{ax}} \quad (3.2.6) \end{aligned}$$

Последнее преобразование справедливо, так как $R_{K\sim} \approx R'_{H}$ (без учета внутренних сопротивлений трансформатора).

Для области низких частот эквивалентная схема выходной цепи приведена на рис. 3.2.5а. На этой схеме не пока-

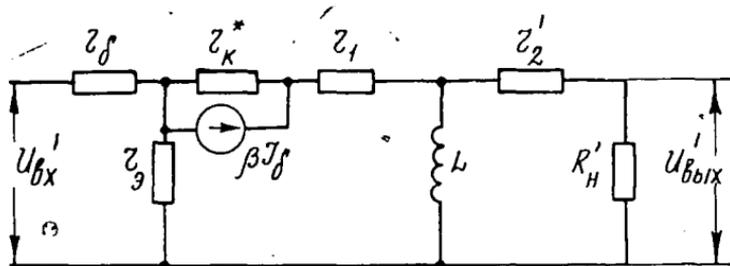


Рис. 3.2.5а

зана разделительная емкость C_1 и емкость в цепи эмиттера $C_э$, так как их величина принята равной ∞ . Выбор $C_э$ и C_1 по заданным частотным искажениям $M_{нс}$ и $M_{нэ}$ производится также, как и в усилителе с *RC*-связью. Для оценки влияния L_1 на величину частотных искажений проведем преобразования в эквивалентной схеме, а именно: сопротивлением r_b пренебрежем, генератор тока βI_b с шунтирующим сопротивлением r_k^* заменим генератором напряжения

$\beta I_{\sigma r_K}^*$ с внутренним сопротивлением r_K^* . Тогда эквивалентная схема примет вид, показанный на рис. 3.2.56.

Для этой схемы выходное напряжение на низкой частоте

$$U_{\text{вых нч}} = \frac{\beta I_{\sigma r_K}^* (j\omega L_1 \parallel R_2)}{(j\omega L_1 \parallel R_2) + R_1},$$

где $R_2 = R'_H + r_2'$, а $R_1 = r_K^* + r_1$.

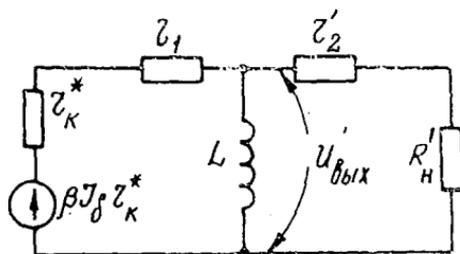


Рис. 3.2.56

С ростом частоты сопротивление $j\omega L_1$ увеличивается и все меньше шунтирует R_2 . В области средних частот L_1 практически не влияет и

$$U_{\text{вых ср}} = \frac{\beta I_{\sigma r_K}^* R_2}{R_2 + R_1}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \dot{M}_{HL} &= \frac{U_{\text{вых ср}}}{U_{\text{вых нч}}} = \frac{R_2 \cdot (j\omega L_1 \parallel R_2 + R_1)}{(R_2 + R_1) (j\omega L_1 \parallel R_2)} = \\ &= \frac{j\omega L_1 (R_2 + R_1) + R_1 R_2}{j\omega L_1 (R_2 + R_1)} = 1 + \frac{1}{j\omega_H \tau_{HL}}. \end{aligned} \quad (3.2.7)$$

где $\tau_{HL} = \frac{L_1}{R_1 \parallel R_2}$ 3.2.8 — имеет размерность времени и называется постоянной времени индуктивности намагничивания трансформатора в области низких частот (постоянная цепи перематчивания L_1).

$$\text{Модуль } |M_{HL}| = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_H \tau_{HL}}\right)^2} \quad (3.2.9)$$

уменьшается с увеличением τ_{HL} , т. е. частотные искажения снижаются с увеличением τ_{HL} при одной и той же частоте ω_H .

Для увеличения $\tau_{нЛ}$ необходимо увеличивать L_1 (что связано с увеличением размеров трансформатора) и снижать $R_1 \parallel R_2$. Последнее требование ограничивает возможность согласования каскадов, так как при согласовании $R_2 \approx R_1 \approx r_k^*$, а $R_1 \parallel R_2 = \frac{r_k^*}{2}$ и очень велико.

Общие частотные искажения усилителя с трансформаторной связью каскадов в области низких частот

$M_{н ус} = M_{нЛ} \cdot M_{нС} \cdot M_{нВ}$, где $M_{нВ}$ и $M_{нС}$ определяются по формулам 3.1.12 и 3.1.25.

Область высоких частот

Включение трансформатора приводит к тому, что кроме инерционности транзистора на высоких частотах необходимо учитывать влияние индуктивности рассеяния транс-

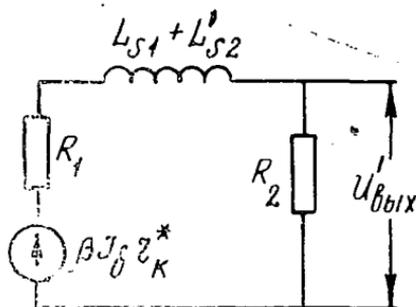


Рис. 3.2.6

форматора L_S и емкости C_0 . Оценим влияние L_S на частотные искажения усилителя, пользуясь эквивалентной схемой для области высоких частот (рис. 3.2.6).

На высоких частотах

$$\dot{U}_{вых вч} = \frac{\beta I_B r_k^* R_2}{R_2 + R_1 + j\omega L_S}$$

где $R_1 = r_k^* + r_1$ и $R_2 = r_2' + R_k'$

на средних частотах

$$U_{вых ср} = \frac{\beta I_B r_k^* R_2}{R_2 + R_1}$$

Тогда

$$M_{\omega L} = \frac{U_{вых ср}}{\dot{U}_{вых вч}} = \frac{R_2 + R_1 + j\omega L_S}{R_2 + R_1} = 1 + j\omega_0 \frac{L_S}{R_2 + R_1} = 1 + j\omega_0 \tau_{\omega L}$$

Здесь $\tau_{\theta L} = \frac{L_{\theta}}{R_2 + R_1}$ 3.2.10 — имеет размерность времени и называется постоянной времени высоких частот трансформатора.

Тогда

$$|M_{\theta L}| = \sqrt{1 + (\omega \tau_{\theta L})^2} \quad (3.2.11)$$

С увеличением $\tau_{\theta L}$ частотные искажения увеличиваются. Для снижения $\tau_{\theta L}$ следует уменьшать L_S и увеличивать $(R_1 + R_2)$. Обычно в трансформаторах $L_s = (10^{-2} \div 10^3) L_1$ и влияние ее не велико. При использовании низкочастотных

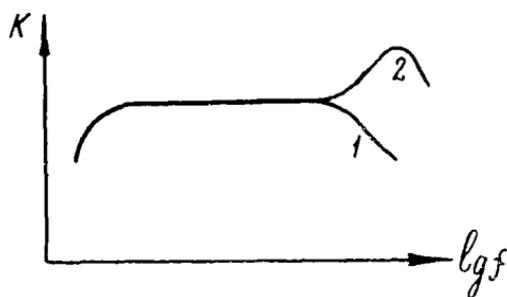


Рис. 3.2.7

транзисторов частотные искажения усилителя с трансформаторной связью определяются исключительно частотными свойствами самого транзистора. Влияние емкости C_0 учитывается аналогично усилителю с RC -связью (см. § 1 главы 3).

Из-за наличия индуктивности L_S и емкости C_0 в коллекторной цепи трансформаторного усилителя возможен резонанс напряжений. При этом усиление на резонансной частоте увеличивается, что увеличивает неравномерность частотной характеристики усилителя (рис. 3.2.7, кривая 2). Это явление может быть использовано для компенсации завала частотной характеристики усилителя на высоких частотах, вызванного инерционностью коэффициента передачи по току применяемых транзисторов или емкостью C_0 в других каскадах.

ЛИТЕРАТУРА

1. К. Э. Эрглис, И. П. Степаненко, Электронные усилители, Физматгиз, 1961, Наука, 1964.
 2. И. П. Степаненко, Основы теории транзисторов и транзисторных схем, Энергия, 1967, 1973.
 3. Ю. В. Виноградов, Основы электронной и полупроводниковой техники, Энергия, 1968, 1972.
 4. В. К. Захаров, Электронные элементы автоматики, Энергия, 1967.
 5. Г. С. Цыкин, Электронные усилители, Связь, 1970.
 6. А. П. Ложников, Е. К. Сонин, Каскодные усилители, Энергия, 1964.
 7. А. П. Ложников, Е. К. Сонин, Каскодные схемы на транзисторах, Энергия, 1969.
 8. В. Гозлинг, Применение полевых транзисторов, Энергия, 1970.
 9. Л. Севин, Полевые транзисторы, Советское радио, 1968.
 10. Р. Кроуфорд, Схемные применения МОП-транзисторов, МИР, 1970.
 11. Н. А. Архарова, Г. И. Изъюрова, Сборник задач по электронике, изд. ВЗЭИ, 1966.
-

О Г Л А В Л Е Н И Е

Стр.

Глава 1. Обратные связи в усилителях

§ 1.1. Последовательная обратная связь по напряжению	4
§ 1.2. Последовательная обратная связь по току	11
§ 1.3. Параллельная обратная связь по току	13
§ 1.4. Параллельная обратная связь по напряжению	17

Глава 2. Однокаскадные усилители на электронных лампах и транзисторах

§ 2.1. Усилители на электронных лампах	21
2.1.1. Усилитель по схеме с общим катодом (ОК)	21
2.1.2. Усилитель с общим анодом (катодный повторитель)	34
2.1.3. Усилитель с общей сеткой (ОС)	42
§ 2.2. Усилители на биполярных транзисторах	46
2.2.1. Усилитель по схеме с общим эмиттером (ОЭ)	46
2.2.2. Усилитель по схеме с общей базой (ОБ)	59
2.2.3. Усилитель по схеме с общим коллектором (ОК)	64
2.2.4. Сравнительная характеристика 3-х схем включения транзистора	69
2.2.5. Расчет 3-х схем включения транзистора в системе h -параметров	71
§ 2.3. Температурная стабилизация усилителей на биполярных транзисторах	75
§ 2.4. Фазоинверсный усилитель с разделенной нагрузкой	85
2.4.1. Схема на электронных лампах	85
2.4.2. Схема на биполярных транзисторах	90
§ 2.5. Каскодное включение электронной лампы и транзистора	93
2.5.1. Каскодный усилитель на электронных лампах	93
2.5.2. Каскодный усилитель на транзисторах	96
§ 2.6. Усилители на полевых транзисторах	98
2.6.1. Принцип действия и характеристики	99
2.6.2. Схема с общим истоком	103
2.6.3. Схема с общим стоком (истоковый повторитель)	106
2.6.4. Схема на полевых транзисторах с изолированным затвором	109

Глава 3. Многокаскадные усилители переменного напряжения и тока на биполярных транзисторах

§ 3.1. Усилители с RC -связью	112
§ 3.2. Усилители с трансформаторной связью	132
Литература	141

Редактор докт. техн. наук проф. К. И. Михайлов.

Л 96447 25/V—1973 г. Объем 9 п. л. Зак. 1904. Тир. 3000. Цена 36 коп.

Типография МЭИ

Цена 36 коп.

86254

14

12148