

ФИЗИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ
КАЗАНСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА

ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ RC-УСИЛИТЕЛИ

(Методическая разработка к лабораторному практикуму)

Казань 1999

Печатается по решению Редакционно-издательского совета физического факультета

УДК ??.???

Сайкин К.С. Тогулев В.В. Избирательные RC-усилители. Методическая разработка к лабораторному практикуму. Казань 1999, 32 с.

В данном пособии рассмотрены типы обратных связей в усилителях, простейшие схемы ламповых и транзисторных усилителей, пассивные RC-фильтры, способы введения обратной связи в избирательных усилителях. В пособие включено описание лабораторной работы и порядок её выполнения.

Рецензент(ы):

Фамилия И.О., д.-ф.м.н., член-корреспондент РАН, зав. кафедрой
..... Казанского госуниверситета

Оглавление.

ВВЕДЕНИЕ.	3
КЛАССИФИКАЦИЯ ОТРИЦАТЕЛЬНЫХ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ.	5
ЛАМПОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ.	7
Ламповый усилитель с отрицательной обратной связью по напряжению.	7
Ламповый усилитель с обратной связью по току.	8
Катодный повторитель.	8
ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ.	11
Усилитель с местной последовательной обратной связью по току.	11
Усилитель с местной параллельной обратной связью по напряжению.	12
Многокаскадные транзисторные усилители с общей обратной связью.	12
Двухкаскадный усилитель с последовательной обратной связью по напряжению.	13
Двухкаскадный усилитель с параллельной обратной связью по току.	13
Трёхкаскадный усилитель с параллельной обратной связью по напряжению.	14
Трёхкаскадный усилитель с последовательной обратной связью по току.	15
ЭМИТТЕРНЫЕ ПОВТОРИТЕЛИ.	16
Повторитель на составном транзисторе (схема Дарлингтона).	17
Составной повторитель с внутренней обратной связью.	18
Повторитель со следящей связью на входе.	19
Повторитель с динамической нагрузкой.	19
ПАССИВНЫЕ RC-ФИЛЬТРЫ.	21
Полосовые RC-фильтры.	21

Фильтр нижних частот. _____	21
Фильтр верхних частот. _____	21
Потенциальный Г-образный RC-фильтр. _____	22
Токовый Г-образный фильтр. _____	22
Потенциально-токовый Г-образный фильтр. _____	22
ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ. _____	
23	
Избирательный усилитель с двойной Т-образной схемой. _____	26
Транзисторный каскодный усилитель. _____	27
ОПИСАНИЕ УСТАНОВКИ. _____	30
Порядок выполнения работы. _____	30
ЛИТЕРАТУРА. _____	32

Введение.

Принцип обратной связи уже сравнительно давно применяется для регулирования процессов в самых разнообразных отраслях техники. Строгая количественная теория обратной связи является основой регулирования самых разнообразных физических процессов во многих областях науки и техники, в том числе и в области разработки устойчивых и надёжных ламповых и транзисторных усилителей.

Обратной связью в общем виде называется явление передачи энергии выходной цепи усилителя во входную цепь каскадного усилителя напряжения. Коэффициент усиления определяется выражением:

$$K_0 = \frac{\text{Выходное напряжение усилителя } U_{\text{вых}}}{\text{Входное напряжение усилителя } U_{\text{вх}}}$$

K_0 обычно зависит от частоты. Тогда можно записать

$$K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(\omega)}{U_{\text{ВХ}}(\omega)}$$



Рис. 1.

Рассмотрим схему, приведённую на рисунке 1.

Здесь использована основная усилительная схема, но выходное напряжение подаётся обратно к входной цепи через цепь обратной связи. Эта цепь имеет передаточную функцию напряжения β . Поэтому напряжение, подаваемое обратно на вход, равно $\beta U_{\text{вых}}$. Коэффициент усиления

$$\text{усилителя } K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U'_{\text{ВХ}}}, \quad \text{где } U'_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} + \beta U_{\text{ВЫХ}}. \quad [1]$$

Запишем уравнение $K_0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} + \beta U_{\text{ВЫХ}}}$ и решим его относительно

$$U_{ВЫХ}: U_{ВЫХ} = \frac{K_0}{1 - \beta K_0} U_{ВХ} \cdot \text{В результате коэффициент усиления контура}$$

$$\text{с обратной связью запишется в виде: } K_{OC} = \frac{K_0}{1 - \beta K_0}, \quad [2]$$

а так как K_0 и β зависят от частоты, то можно записать:

$$K_{OC}(\omega) = \frac{K_0(\omega)}{1 - \beta(\omega)K_0(\omega)} \cdot$$

В зависимости от значения модуля в знаменателе уравнения [2] возможны три случая:

1. Если $(1 - \beta K_0) < 1$, то коэффициент усиления K_{OC} превышает коэффициент усиления K_0 . Напряжение обратной связи $\beta U_{вых}$ добавляется к $U_{ВХ}$ и увеличивает $U'_{ВХ}$. Обратная связь в этом случае положительна, а схема регенеративная. Положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления, а также увеличивает искажения и уменьшает устойчивость схемы и поэтому имеет ограниченное применение.

2. Если $(1 - \beta K_0) = 0$, то коэффициент усиления становится бесконечно большим, усилитель самовозбуждается и превращается в генератор.

3. Если $(1 - \beta K_0) > 1$, то коэффициент усиления K_{OC} будет меньше K_0 .

Напряжение обратной связи $\beta U_{вых}$ вычитается из $U_{ВХ}$ и уменьшает $U'_{ВХ}$.

В этом случае обратная связь отрицательна, а схема дегенеративная.

Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления, но также уменьшает искажения и шумы и увеличивает устойчивость схемы. Предположим, что усилитель без обратной связи вносит нелинейные искажения, т.е. выходное напряжение усилителя представляет собой сумму двух составляющих - выходного напряжения сигнала $U_{вых}$ и напряжения искажений D_0 . Рассмотрим теперь усилитель с обратной связью. Для него выходной искажающий сигнал $D_{вых}$ представляет собой сумму двух сигналов: D_0 , характеризующий искажение, вносимое усилителем, и $\beta K_0 D_{вых}$, характеризующий искажение, подаваемое обратно на вход.

$$\text{Таким образом } D_{вых} = D_0 + \beta K_0 D_{вых} \text{ или } D_{ВЫХ} = \frac{D_0}{1 - \beta K_0} \cdot$$

Следовательно, нелинейное искажение изменяется точно также как и суммарное усиление. В результате, отрицательная обратная связь уменьшает нелинейное искажение (так как $D_{вых} < D_0$ при $(1 - \beta K_0) > 1$), а положительная увеличивает нелинейное искажение.

Шумы, как и нелинейные искажения, в случае применения обратной связи изменяются пропорционально множителю $\frac{1}{1 - \beta K_0}$, что справедливо независимо от характера шумов.

Классификация отрицательных обратных связей.

Различают обратные связи по напряжению (когда сигнал обратной связи U_{oc} или I_{oc} пропорционален выходному напряжению) и обратные связи по току (когда сигнал обратной связи пропорционален выходному току). По способу сложения сигнала обратной связи с входным сигналом различают обратную связь со сложением напряжений и обратную связь со сложением токов.

Рассмотрим способы реализации обратной связи:

1. Последовательная обратная связь по напряжению (Рисунок 2).

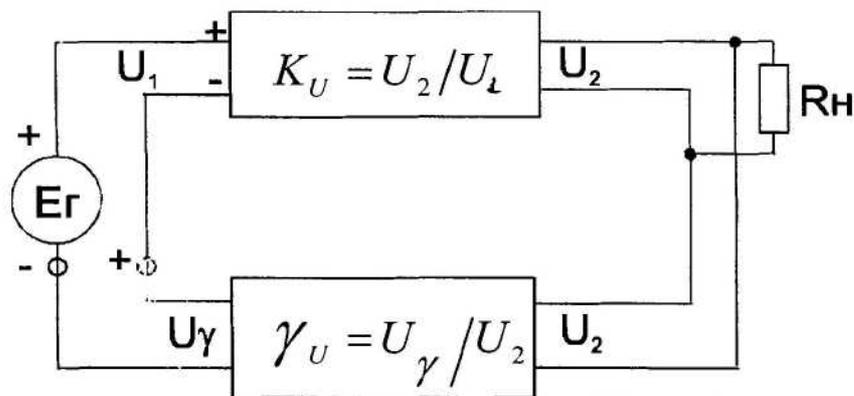


Рис. 2.

Введём A - коэффициент передачи усилителя,

$$\varepsilon_{BX,U} = \frac{U_1}{E_\Gamma} = \frac{R_{BX}}{R_{BX} + R_\Gamma + R_{BIX,\gamma}}; \quad \varepsilon_{BIX,U} = \frac{U_H}{U_2} = \frac{g_{BIX}}{g_{BIX} + g_H + g_{BX,\gamma}};$$

$$R_{BX,OC} = (R_{BX} + R_{BIX,\gamma}) \left(1 + \gamma A \varepsilon'_{BX,U} \cdot \varepsilon_{BIX,U} \right)$$

$$g_{BIX,\gamma} = (g_{BIX} + g_{BX,\gamma}) \left(1 + \gamma A \varepsilon_{BX,U} \cdot \varepsilon'_{BIX,U} \right).$$

2. Параллельная обратная связь по напряжению (Рисунок 3):

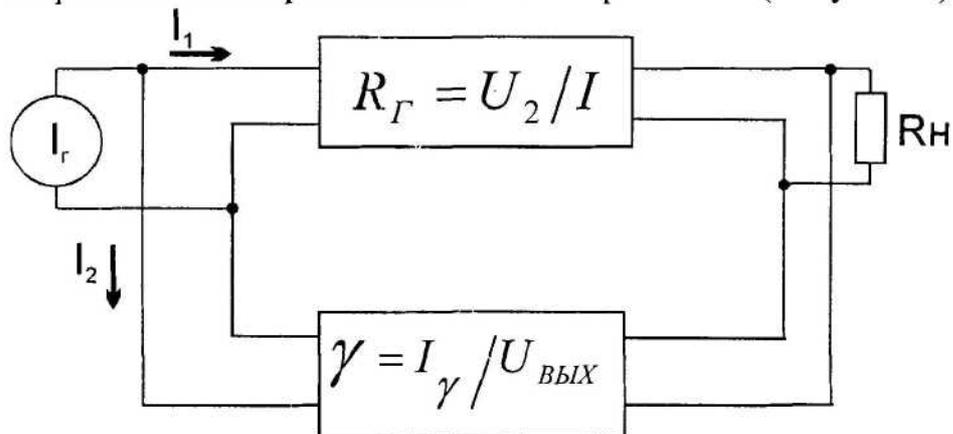


Рис. 3.

$$\mathcal{E}'_{BX.U} = \frac{R_{BX}}{R_{BX} + R_{BЫX.\gamma}} ; g'_{BX.U} = \frac{g_{BЫX}}{g_{BЫX} + g_{BX.\gamma}}$$

3. Последовательная обратная связь по току (Рисунок 4):

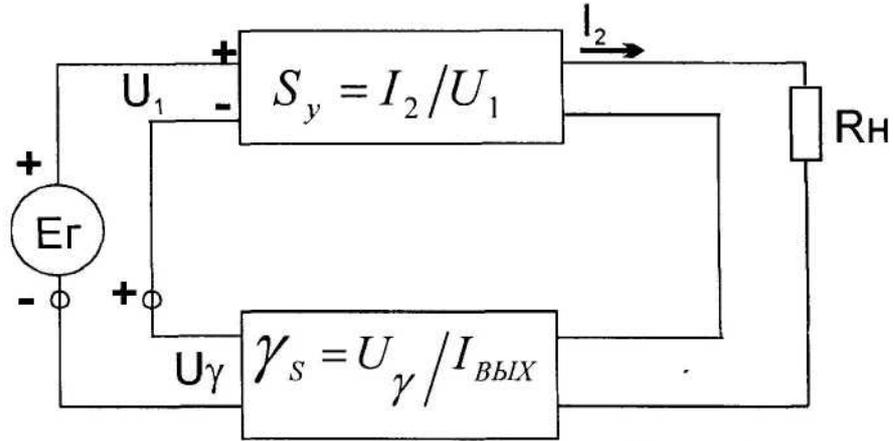


Рис. 4.

4. Параллельная обратная связь по току (Рисунок 5):

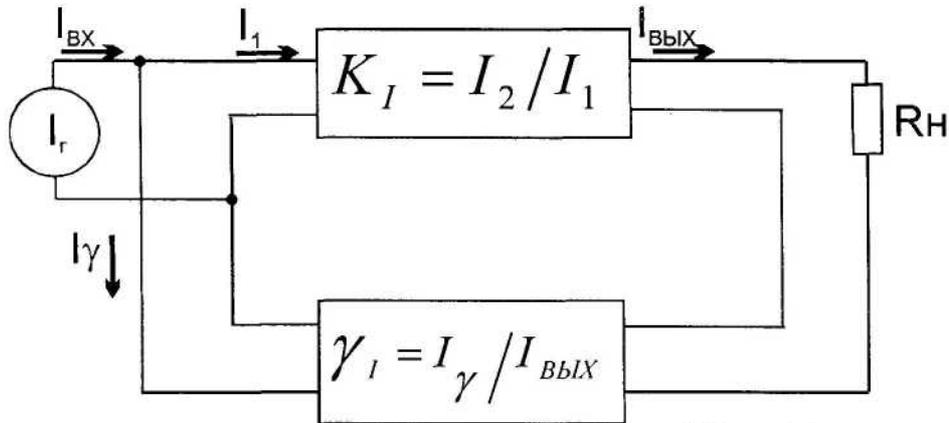


Рис. 5.

Ламповые усилители.

Ламповый усилитель с отрицательной обратной связью по напряжению.

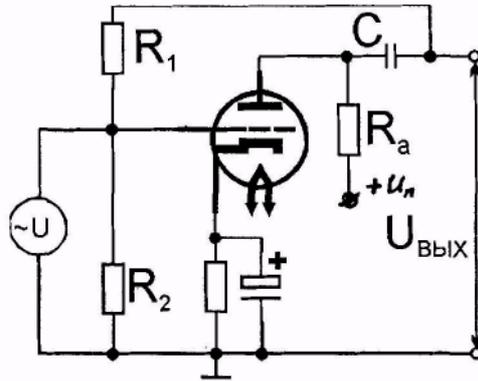


Рис. 6.

Напряжение, введённое в цепь сетки, представляет собой падение напряжения на R_2 , пропорционально выходному напряжению, так как сопротивления R_1 и R_2 образуют делитель напряжения U_{BbIX} , ток I_1

определяется выражением $\frac{U_{BbIX}}{R_1 + R_2}$ и повышение напряжения

сетка-катод будет $U_{BbIX} = U_C - I_1 R_2 = U_C + \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{BbIX}$

Сопоставляя это выражение с выражением (1), получаем

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Для усилителя без обратной связи коэффициент усиления

$K = - \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}$, где μ - статический коэффициент усиления лампы. Тогда

для усилителя с обратной связью

$$K' = \frac{K}{1 - \beta K} = \frac{- \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}}{1 + \frac{\mu R_1}{R_i + R_a} \beta} = \frac{- \mu R_a}{1 + \mu \beta \frac{R_a}{R_i + R_a}}$$

Последнее выражение показывает, что обратная связь по напряжению уменьшает внутреннее сопротивление усилителя и стремится сохранить напряжение на выходе постоянным при изменении сопротивления нагрузки.

Ламповый усилитель с обратной связью по тону.

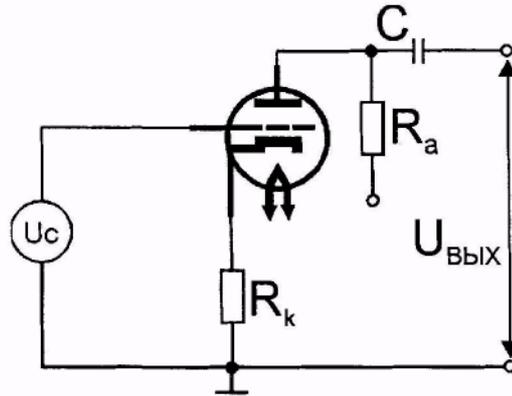


Рис. 7.

Здесь напряжение обратной связи, вводимое в цепь сетки, равно $I_a R_k$ и пропорционально току через нагрузку. Сеточное напряжение при этом

$$U_{BX} = U_C - I_a R_k = U_C + \frac{R_k}{R_a} U_{ВЫХ} .$$

Выходное напряжение равно $I_a R_a$, а коэффициент обратной связи $\beta = \frac{R_k}{R_a}$. Коэффициент усиления

усилителя без обратной связи, а при наличии

$$K = - \frac{\mu R_a}{R_i + R_k + R_a}$$

обратной связи:

$$K' = \frac{K}{1 - \beta K} = \frac{-\mu R_a}{R_i + R_k + R_a} \cdot \frac{1}{1 - \frac{R_k}{R_a} \left(-\frac{\mu R_a}{R_i + R_k + R_a} \right)} = \frac{-\mu R_a}{R_i + (1 + \mu) R_k + R_a} .$$

Таким образом, обратная связь по току повышает внутреннее сопротивление усилителя до $R_i + (1 + \mu) R_k$

Катодный повторитель.

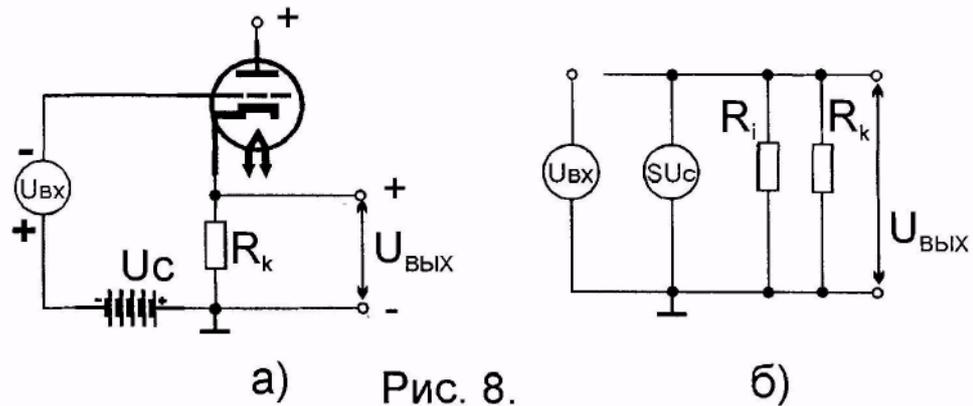
Катодный повторитель (КП) (рис. 8) является одним из видов усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению. Это простой каскад сопротивлений, сопротивление нагрузки которого R_H введено в катод так, что оно полностью входит также в цепь сетки лампы.

Так как напряжение, вводимое обратно на вход, $U = I_a R_k$, то величины входного напряжения на сетке $U_c = U_{вх} - U_{вых}$ и $\beta = -1$. Большое значение β делает катодный повторитель очень устойчивым. Пренебрежём пока ёмкостями лампы и рассмотрим эквивалентную схему на рис. 8б. В результате мы можем записать для суммы токов

эквивалентной схемы

$$SU_C + I_{ВЫХ} - U_{ВЫХ} \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_k} \right) = 0$$

где S — крутизна лампы.



а) Рис. 8.

б)

Выходное сопротивление усилителя имеет большое значение для согласования схемы с нагрузкой и для получения максимальной мощности на выходе и минимальных частотных искажений. Выходное сопротивление КП можно найти из его эквивалентной схемы рис. 86. Отношение $U_{ВЫХ}$ к выходному току $I_{ВЫХ}$ до точки разветвления при замкнутой накоротко входной цепи даёт искомое выходное сопротивление.

Полагая, что замкнуто' накоротко, получим $U_C = -U_{ВЫХ}$. Отсюда

$$U_{ВЫХ} \left(S + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_k} \right) = I_{ВЫХ}. \text{ Выходное сопротивление запишется в}$$

виде:

$$Z_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{I_{ВЫХ}} = \frac{1}{S + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_k}} = \frac{R_i R_k}{R_i + (1 + \mu) R_k} ; Z_{ВЫХ} = \frac{R_k}{1 + S R_k + \frac{R_k}{R_i}}$$

Для пентода, у которого $R_k \ll R_i$, это сопротивление можно считать приближённо равным $Z_{ВЫХ} = \frac{1}{S + \frac{1}{R_k}}$

Для реальных схем выходное сопротивление практически равно .

КП имеет очень низкое выходное сопротивление, благодаря чему может успешно использоваться в качестве звена согласования с линией или в качестве широкодиапазонного понижающего преобразователя

сопротивлений. Кроме того, входная ёмкость КП в основном состоит почти целиком из одной ёмкости лампы C_{AC} ■ Это является важным преимуществом КП, т.к. обеспечивает малую входную проводимость на высоких частотах. Следовательно, КП удобно использовать в тех случаях, когда необходимо согласовать высокое выходное сопротивление усилителя с низким сопротивлением нагрузки.

Транзисторные усилители.

Усилитель с местной последовательной обратной связью по току.

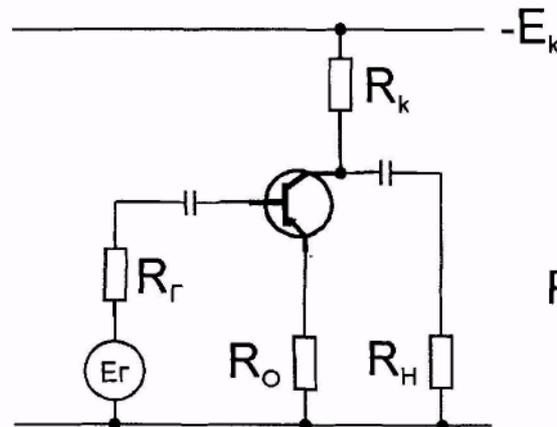


Рис. 9.

Этот вид обратной связи обеспечивается включением активного сопротивления R_0 последовательно с цепью эмиттера. Для этого случая можно записать следующие соотношения:

1. Входное сопротивление $R_{BX} = (r_B + R_0)(1 + \beta_{OC}\gamma'_{B0}) \approx \beta_{OC}R_0$, где

$$\gamma'_{B0} \approx \frac{R_0}{r_B + R_0} - \text{коэффициент обратной связи, } \beta_{OC} = \beta\gamma_k^* = \beta \cdot \frac{r_k^*}{r_k^* + R_k + R_H} -$$

эквивалентный коэффициент передачи. Для каскада без обратной связи

можно записать: $R_{BX} = (r_B + r_{\text{Э}})(1 + \beta\gamma_{B0})$, где $\gamma_{B0} = \frac{\Delta I_B}{\Delta I_K} = \frac{r_{\text{Э}}}{r_B + r_{\text{Э}}}$.

Так как $R_0 \gg r_{\text{Э}}$,

то входное сопротивление каскада с обратной связью выше, чем для каскада без обратной связи.

2. Выходное сопротивление $R_{ВЫХ} = r_k^*(1 + \beta\gamma'_B)$, где

$\gamma'_B \approx \frac{R_0}{R_r + r_c + R_0}$. Сравним его с выражением для каскада без обратной

связи: $R_{ВЫХ} = r_k^*(1 + \beta\gamma_B)$. Так как $\gamma'_B > \gamma_B$, то выходное сопротивление каскада с обратной связью выше, чем для каскада без обратной связи.

3. Коэффициент усиления по напряжению $K_U = \frac{\beta_{OC}(R_k \parallel R_H)}{R_{\Gamma} + R_{BX}}$. При холостом ходе ($R_H = \infty$), $K_U = -\frac{R_k}{R_0}$

Усилитель с местной параллельной обратной связью по напряжению.

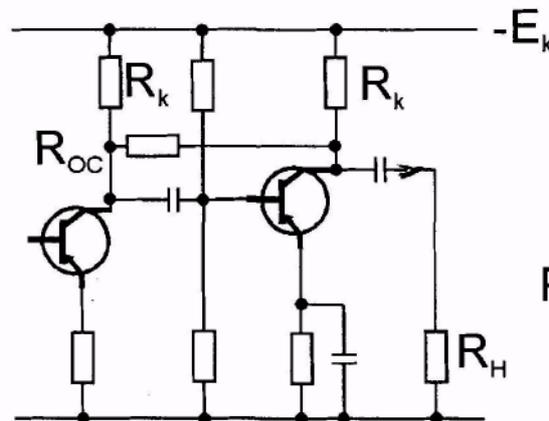


Рис. 10.

Сопротивление обратной связи включено между коллекторами, поскольку сигнал обратной связи попадает через переходную ёмкость на базу этого же транзистора.

Если ввести глубокую обратную связь (выполнить соотношение $\beta(r_k^* \parallel R_k) \gg R_{OC}$), то можно записать:

$$(R_{BX})_{OC} \approx \frac{R_{BX} R_{OC}}{\beta(r_k^* \parallel R_H)} \approx \frac{r_0 R_{OC}}{R_k}, \quad (R_{ВЫХ})_{OC} \approx \frac{R_{OC}}{\beta}, \quad K_U \approx -\frac{R_{OC}}{R_k}.$$

Входное и выходное сопротивление усилителя под действием обратной связи уменьшается.

Многокаскадные транзисторные усилители с общей обратной связью.

В многокаскадных усилителях обычно принято вводить общую обратную связь (т.е. охватывать обратной связью либо весь усилитель, либо несколько каскадов), чем вводить обратную связь в каждый каскад.

Схема обратной связи выбирается, исходя из назначения усилителя, т.е. в зависимости от характера входного и выходного сигналов (ток или напряжение), а также от предполагаемого изменения в ту или иную сторону входного и выходного сопротивления.

Рассмотрим некоторые практические схемы и основные соотношения для них.

Двухкаскадный усилитель с последовательной обратной связью по напряжению.

Усилитель изображён на рисунке 11 (цепи смещения не показаны).

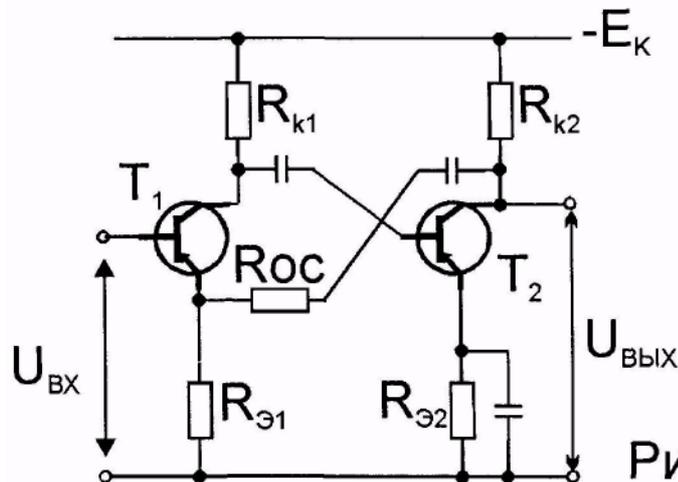


Рис. 11.

В общем случае для этой схемы $K_{U\gamma} = \frac{K_U}{1 + \gamma_U K_U}$, где

$$K_U \approx \beta_1 \frac{R_{k2}}{R_{\varepsilon 1}}, \quad \gamma_U \approx \frac{R_{\varepsilon 1}}{R_{\varepsilon 1} + R_{OC}}$$

При глубокой обратной связи

$$K_{Uoc} \approx \frac{R_{OC}}{R_{\varepsilon 1}}. \quad \text{Для этой схемы значения величин: } K_u \approx 500-2000, R_{OC} \approx 5-10$$

кОм, $R_{\varepsilon 1} = 50-200 \text{ Ом}$. При этом $1 + \gamma_U K_U = 20 - 50$ и $K_{Uoc} = 20 - 50$.

Глубокая ОС и высокая устойчивость делают данную схему удобным элементом линейных импульсных усилителей. Входное и выходное сопротивление схемы выражаются следующим образом:

$$R_{BX.OC} = R_{BX} (1 + \gamma_U K_U) \approx \frac{\beta_1 \beta_2 R_{\varepsilon 1} R_{k2}}{R_{OC}}, \quad R_{ВЫХ.OC} = \frac{R_{ВЫХ}}{1 + \gamma_U K_U} \approx \frac{R_{OC}}{\beta_2}$$

Типичные значения $R_{BX.OC} = 20-50 \text{ кОм}$, $R_{ВЫХ.OC} = 100-200 \text{ Ом}$.

Часто в схему вводят эмиттерный повторитель и сигнал ОС подают с выхода повторителя. Преимуществами, в данном случае, будут: меньшее значение $R_{ВЫХ}$ ($\sim 10 \text{ Ом}$ и менее) и возможность уменьшения сопротивления R_{OC} , а вместе с ним $R_{\varepsilon 1}$.

Двухкаскадный усилитель с параллельной обратной связью по току.

Основные соотношения

$$K_{i.OC} = \frac{K_i}{1 + \gamma_i K_i}, \quad \text{где } K_i \approx \beta_1 \beta_2; \gamma_i \approx \frac{R_{\varepsilon 2}}{R_{OC}}. \quad \text{При условии}$$

глубокой

Обратной связи можно записать: $K_{i.OC} \approx \frac{R_{OC}}{R_{Э2}}$ Соответственно

$$R_{BX.OC} = \frac{R_{BX}}{1 + \gamma_i K_i} \approx \frac{r_{Э1} R_{OC}}{\beta_2 R_{Э2}}, \quad R_{ВЫХ.OC} = R_{ВЫХ} (1 + \gamma_i K_i) \approx \frac{\beta_1 r_{K2} R_{Э2}}{R_{OC}}$$

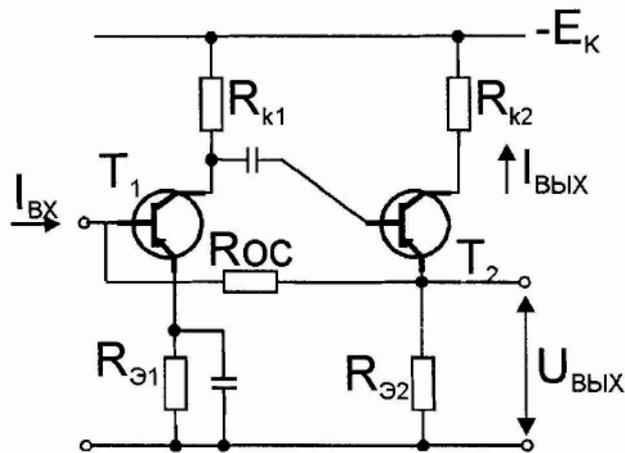


Рис. 12.

Типичные значения для этой схемы: $K_i = 500-2000$, $R_{OC} = 0.52-2$ кОм, $R_{Э2} = 500-200$ Ом, при этом $1 + \gamma_i K_i = 10 - 40$ и $K_{i.OC} = 20-50$, $R_{BX.OC} = 0.2-1$ МОм.

Такие усилители удобны в ядерной электронике при работе от фотоэлектронных умножителей (ФЭУ), которые представляют собой генератор тока.

Трёхкаскадный усилитель с параллельной обратной связью по напряжению.

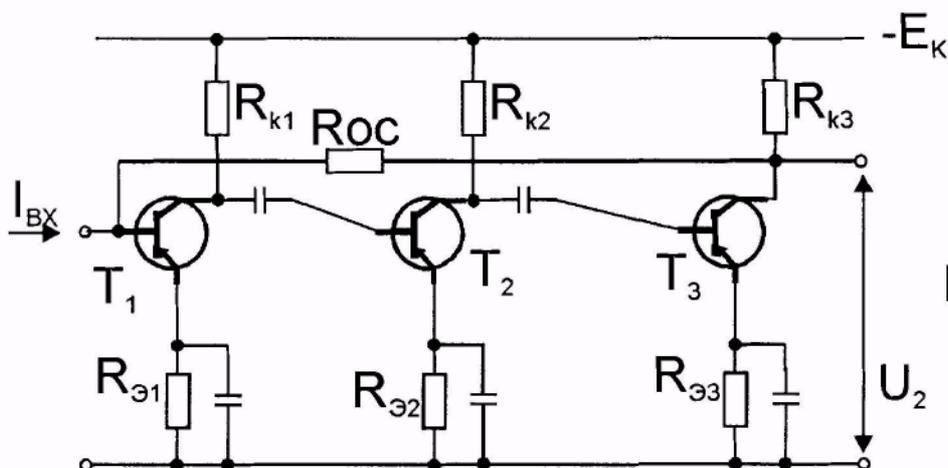


Рис. 13.

Усилительным параметром этой схемы целесообразно считать

сопротивление передачи $R_{П} = \frac{U_2}{I_{BX}}$

В общем случае $R_{П.OC} = \frac{R_{П}}{1 + \gamma_R R_{П}} \approx -R_{OC}$. При глубокой обратной

связи

$$R_{BХ.OC} = \frac{R_{BХ}}{1 + \gamma_R R_{П}} \approx \frac{R_{OC}}{r_{Э1} \beta_2 \beta_3 R_{К3}}, \quad R_{ВЫХ.OC} = \frac{R_{ВЫХ}}{1 + \gamma_R R_{П}} \approx \frac{R_{OC}}{\beta_1 \beta_2 \beta_3}$$

Типичные значения для этой схемы: $R_{П} = 50-300 \text{ МОм}$, $R_{OC} = 10-100 \text{ кОм}$, $R_{BХ.OC} = 0.1-1 \text{ Ом}$, $R_{ВЫХ.OC} = 0.52-5 \text{ Ом}$. Такой усилитель также удобен при работе с ФЭУ.

Трёхкаскадный усилитель с последовательной обратной связью по току.

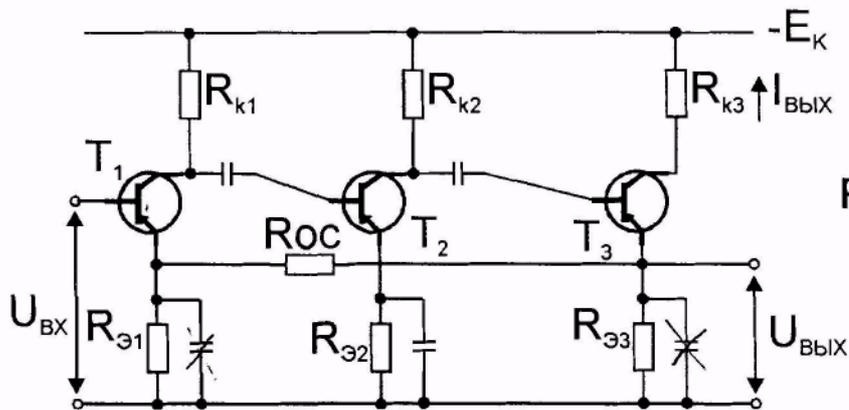


Рис. 14.

Усилительным параметром следует считать крутизну $S_y = \frac{I_{ВЫХ}}{U_{BХ}}$. В

общем

слу

$$S_{y.OC} = \frac{S_y}{1 + \gamma_S S_y}, \quad \text{где } \gamma_S = \frac{\Delta U_{OC}}{\Delta I_{ВЫХ}} \approx \frac{R_{Э1} R_{Э2}}{R_{OC}}, \quad S_y = \frac{I_{ВЫХ}}{U_{BХ}} \approx -\frac{\beta_2 \beta_3}{R_{Э1}}$$

чае

При

$$S_{y.OC} \approx -\frac{-R_{OC}}{R_{Э1} R_{Э3}} : R_{BХ.OC} = R_{BХ} (1 + \gamma_S S_y) \approx \beta_1 \beta_2 \beta_3 \frac{R_{Э1} R_{Э3}}{R_{OC}}$$

глубокой обратной связью

$$R_{ВЫХ.OC} = R_{ВЫХ} (1 + \gamma_S S_y) \approx \beta_2 \frac{r_{К3} R_{Э3}}{R_{OC}}$$

Типичные значения для этой схемы: $S_y = 10-15 \text{ мА/В}$, $R_{Э1} = 50-200 \text{ Ом}$, $R_{Э3} = 10-20 \text{ Ом}$, $R_{OC} = 0.5-2 \text{ кОм}$, $1 + \gamma_S S_y = 20-50$, $S_{y.OC} = 0.5-2 \text{ А/В}$, $R_{BХ.OC} = 200-500 \text{ кОм}$, $R_{ВЫХ.OC} = 0.5-1 \text{ МОм}$.

Эмиттерные повторители.

Часто в транзисторных усилителях возникает необходимость применения каскадов с высоким входным сопротивлением и малым выходным сопротивлением. Наиболее распространенным каскадом такого типа является эмиттерный повторитель (ЭП) - схемный аналог катодного повторителя. ЭП использует включение транзистора по схеме с общим коллектором и подобно ламповому аналогу не даёт усиления по напряжению и не влияет на фазу входного сигнала.

Рассмотрим схему простого повторителя, приведённую на рис.15:

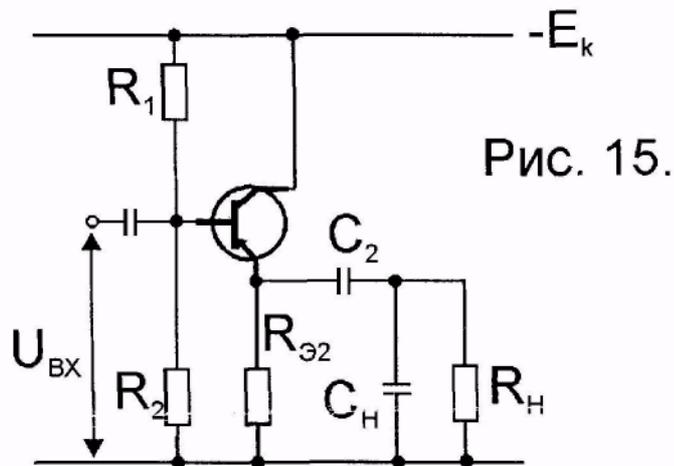


Рис. 15.

Эквивалентная схема его в области средних частот дана на рис.16:

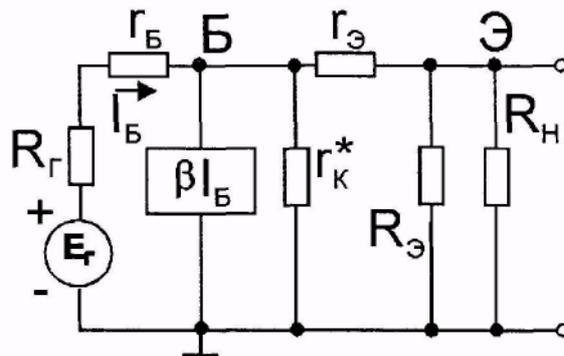


Рис.16.

Схема является типичным примером усилителя со 100-процентной последовательной обратной связью по напряжению.

$$R_{BX} = r_B + (1 + \beta) \left[r_K^* \parallel (r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}} \parallel R_H) \right].$$

На практике всегда выполняется соотношение $r_{\text{Э}} \ll r_{\text{Э}} \parallel R_H$,

$$\text{тогда } R_{BX} \approx r_B + (1 + \beta) (r_K^* \parallel R_{\text{Э}} \parallel R_H).$$

Практически в режиме холостого хода $R_H = \infty$ можно получить R_{BX} до 100-200 кОм и более при $R_{Э} < 10$ кОм. Величина входного сопротивления сильно ограничивается делителем в цепи базы. Для хорошей стабильности желательно иметь $R_1 \parallel R_2 < R_{Э}$, а для сохранения большой величины входного сопротивления надо иметь $R_1 \parallel R_2 > R_{BX} \approx \beta(R_{Э} \parallel R_H)$. Сочетание этих условий возможно лишь тогда, когда $R_{Э} > \beta R_H$, а это, в свою очередь, означает сравнительно низкую нагрузку. Это является недостатком простого ЭП:

$$R_{ВЫХ} = \left(\frac{R_{Г} + r_{Б}}{1 + \beta} \parallel r_{К}^* + r_{Э} \right) \parallel R_{Э} \approx r_{Э} + \frac{R_{Г} + r_{Б}}{1 + \beta}. \text{ В случае}$$

низкоомного источника сигнала $R_{ВЫХ} \approx r_{Э}$. Можно записать также

$$R_{ВЫХ.МІN} = \frac{r_{Б}}{1 + \beta} - 0.5 - 2 \text{ Ом}, R_{ВЫХ.МАХ} = r_{К}^* \parallel R_{Э} - 100 - 200 \text{ Ом}$$

Коэффициент передачи по напряжению и по току можно выразить с помощью следующих соотношений:

$$K_U = \frac{(1 + \beta)(r_{К}^* \parallel R_{Э} \parallel R_H)}{R_{Г} + r_{Б} + (1 + \beta)(r_{К}^* \parallel R_{Э} \parallel R_H)}, K_{U.МАХ} = \frac{r_{К}}{r_{К} + r_{Б}} \sim 0.9995$$

$$K_I = \frac{I_{II}}{I_{Г}} = (1 + \beta) \frac{R_{Г}}{R_{Г} + R_{ВХ}} \cdot \frac{R_{Э} \parallel r_{К}^*}{(R_{Э} \parallel r_{К}^*) + R_H}, K_{I.МАХ} \approx 1 + \beta.$$

Для повышения входного сопротивления применяют сложные повторители, в которых используют два и более транзисторов.

Повторитель на составном транзисторе (схема Дарлингтона).

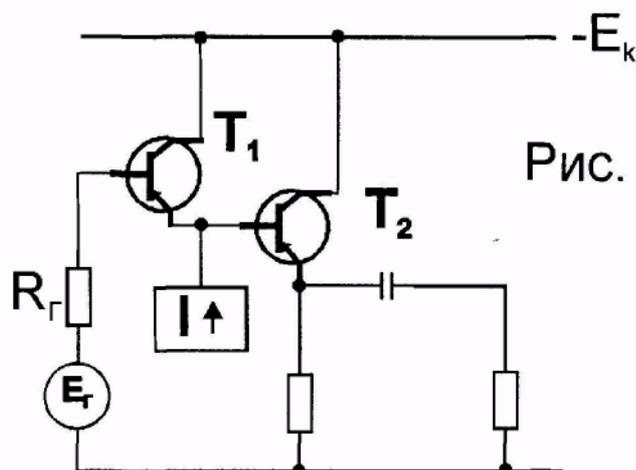


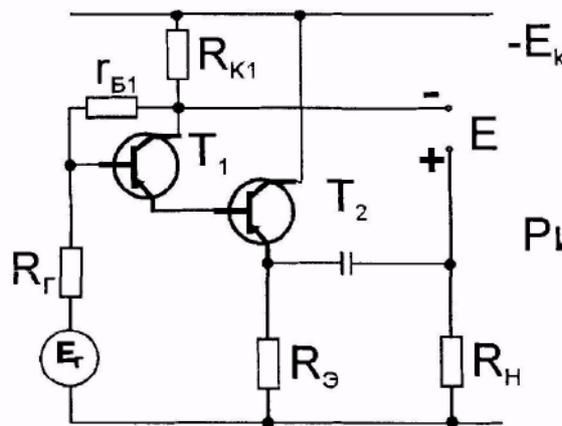
Рис. 17.

В этом повторителе входное сопротивление второго транзистора играет роль эмиттерной нагрузки по отношению к первому транзистору

(Рис.17). Тогда можно записать: $R_{BX} \approx (1 + \beta)(r_{K1}^* \parallel R_{BX2})$. Это сопротивление будет больше $гкI$, которое обычно составляет у маломощных транзисторов 1 МОм и выше.

Выходное сопротивление, в этом случае, уменьшается по сравнению с простым повторителем $R_{ВЫХ} \approx 2r_{Э2}$

Составной повторитель с внутренней обратной связью.



Для того, чтобы искусственно увеличить $гк$ надо изменить потенциал U_K , пропорционально потенциалу UBI . Тогда разность потенциалов $UK-BI$ будет значительно меньше, чем UBI , ток через сопротивление $гкI$ сильно уменьшится, а это равносильно увеличению $гкI$. Для реализации этого в схему вводится сопротивление R_{K1} и на коллектор транзистора T_1 полностью подаётся переменная составляющая выходного напряжения. Батарея E компенсирует постоянную составляющую коллекторного потенциала UKI . ■ Практически, вместо батареи используют либо конденсатор большой ёмкости, либо стабилитрон.

Можно записать $r_{K1.ЭКВ} = \frac{r_{K1}}{1 - K_U}$, $R_{BX} \approx \beta r_{K1} >$ полагая $r_{K1} = \infty$.

Практически входное сопротивление на низких частотах может достигать 100 МОм . С ростом частоты входное сопротивление уменьшается. Причина этого уменьшения заключается не только в зависимости β от t , но и в запаздывании сигнала обратной связи. В первый момент $U_{вых}(0) = 0$ и потому сопротивление $гкI$ имеет сравнительно небольшую величину. Установившееся значение $r_{K1.ЭКВ} = \frac{r_{K1}}{1 - K_U}$ получится лишь после установления коэффициента K_U .

Повторитель со следящей связью на входе.

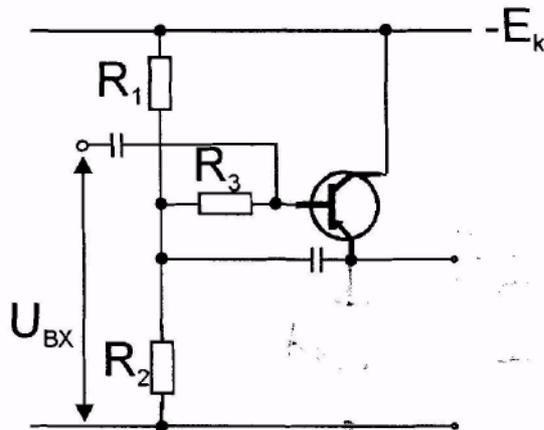


Рис. 19.

В связи с большим входным сопротивлением составных повторителей остро стоит вопрос о цепи смещения базы: использовать сопротивление делителя порядка десятков мегаом нельзя не только из-за температурной нестабильности, но, главным образом, из-за невозможности обеспечить необходимый ток базы. В случае усилителей переменного тока наилучшим выходом из положения является использование связи в цепи базы как на рисунке 19.

Идея решения та же, что и в схеме рис. 18 по отношению к сопротивлению r_{k1} . А именно: сопротивление R_3 выбирается сравнительно высокоомным ($\sim 10^2$ кОм), способным обеспечить ток базы, а по отношению к переменным составляющим его величина искусственно повышается в $\frac{1}{1 - K_U}$ раз за счёт обратной связи с выхода повторителя.

Таким образом, эквивалентное сопротивление $R_{3.эkv}$ может достигать десятков мегаом и не будет существенно шунтировать вход повторителя. Делитель $R_1 R_2$ в такой схеме может иметь любое разумное сопротивление.

Повторитель с динамической нагрузкой.

Как в простом, так и в составном повторителе желательное увеличение $R_э$ затрудняется ростом постоянной составляющей напряжения $I_э R_э$. Это затруднение можно обойти, используя вместо омического сопротивления $R_э$ нелинейный элемент с большим дифференциальным сопротивлением и малым сопротивлением постоянному току.

В транзисторных повторителях можно использовать второй транзистор, включённый по схеме с общей базой (ОБ) или общим эмиттером (ОЭ). Последнее включение позволяет легко осуществить

смещение транзистора T2 от одного и того же источника питания E_k , см. рисунок 20.

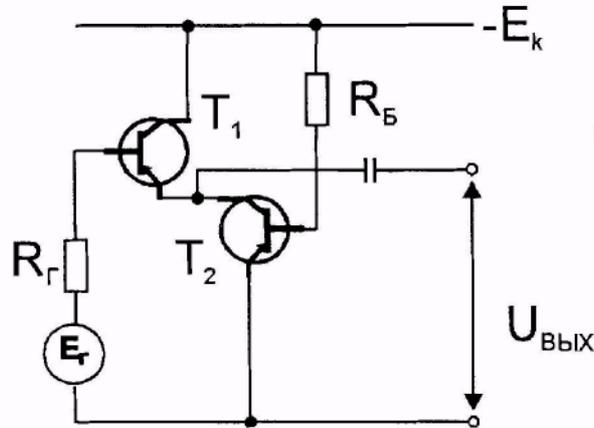


Рис. 20.

Из рисунка видно, что коллекторные токи обоих транзисторов одинаковы. Следовательно, R_B можно выбрать из условия

$\frac{E_k}{R_B} \approx I_{B2} \approx \frac{I_{K1}}{\beta_2}$, где I_{K1} - ток основного транзистора. Напряжение $U_{кэ2}$

близко к потенциалу базы $U_{Б1}$, задаваемому тем или иным известным способом и может быть достаточно малым. При

$R_H = \infty$ и считая

$$R_{ВХ} \approx \frac{r_K}{2}$$

параметры обоих транзисторов одинаковыми, можно

записать Отсюда видно, что $R_{ВХ}$ почти не зависит от коэффициента β .

Пассивные RC-фильтры.

В избирательных усилителях часто применяют, особенно в области низких частот, пассивные RC-фильтры. С помощью таких фильтров можно выделить любую полосу частот, либо определённую фиксированную частоту.

Полосовые RC-фильтры.

Фильтр нижних частот.

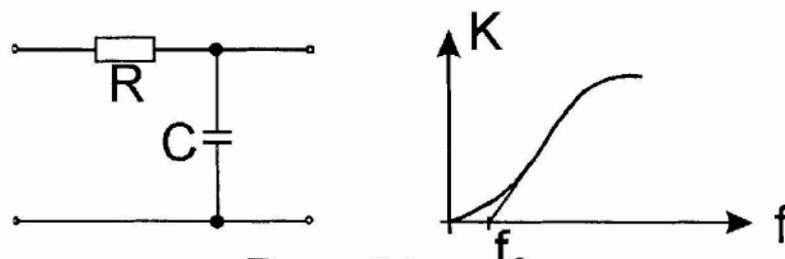


Рис. 21.

K - коэффициент затухания, $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ - частота среза, $0 \div f_c$ - полоса пропускания фильтра (полоса прозрачности).

Фильтр верхних частот.

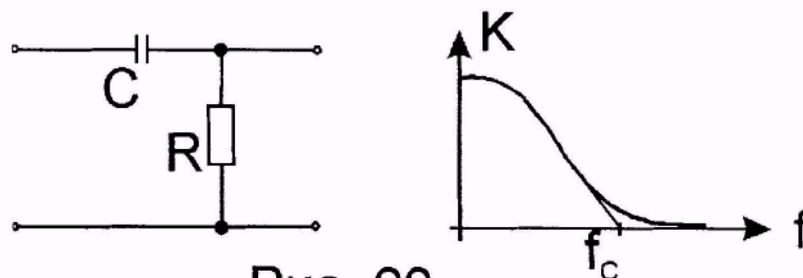


Рис. 22.

$f_c \div \infty$ - полоса пропускания фильтра, $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ - частота среза.

На рисунках 21, 22 приведены простые Г-образные RC-фильтры. Их свойства следует рассмотреть самостоятельно. Существуют также избирательные RC-фильтры, пропускающие определённую полосу частот или фиксированную частоту. Они подразделяются на токовые, потенциальные, потенциально-токовые фильтры.

Потенциальный Г-образный RC-фильтр.

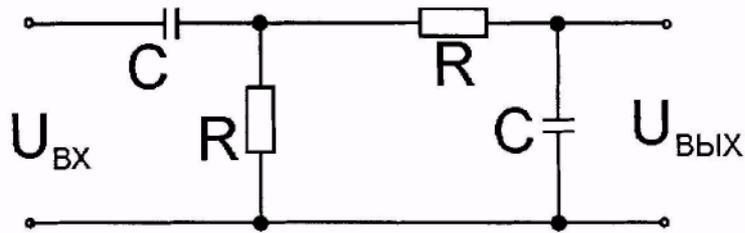


Рис. 23.

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}, Q \sim \frac{1}{3} \text{ - добротность фильтра.}$$

Токовый Г-образный

фильтр.

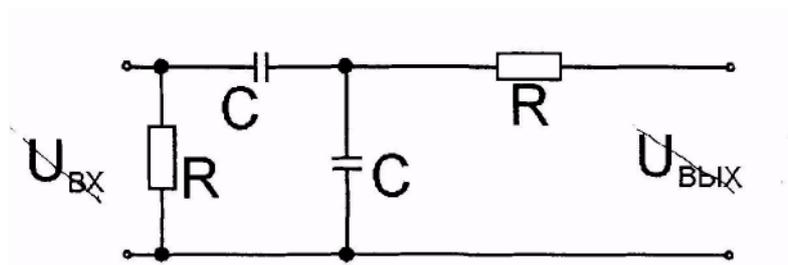


Рис. 24.

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}, Q \sim \frac{1}{3} \text{ - добротность фильтра.}$$

Потенциально-токовый Г-образный фильтр.

$$\omega_0 \frac{\sqrt{3}}{RC}, Q \sim \frac{\sqrt{3}}{4}$$

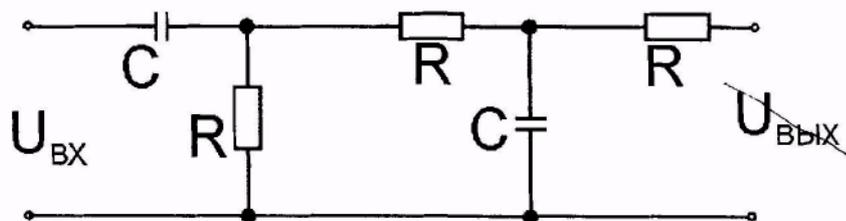


Рис. 25.

Потенциальные RC-фильтры требуют применение усилителя с высоким входным и низким выходным сопротивлением. Токовые фильтры требуют применения усилителей с высоким выходным и низким входным

сопротивлением. Потенциально-токовые RC-фильтры требуют применения усилителя с низким входным и выходным сопротивлениями.

Избирательные усилители.

Отрицательная обратная связь (ООС) используется для построения избирательных усилителей низкой частоты, что особенно важно в области очень низких частот, где используемые индуктивности имеют большие величины и неизбежно вносят в схему очень большое затухание. Вследствии этого, RC-цепи на очень низких частотах могут дать гораздо лучшие результаты, чем обычные LC-контуры.

Обычно ООС, практически применяемая в избирательных усилителях, должна влиять во всём рабочем диапазоне частот, кроме резонансных. Т.е. на некоторой частоте f_c , называемой, обычно, квазирезонансной, где коэффициент усиления усилителя с ОС равен коэффициенту усиления без ОС. Для частот, расположенных выше и ниже частоты f_c , коэффициент усиления усилителя с ОС будет в $1+\beta k$ раз меньше коэффициента усиления усилителя без ОС. В этом случае происходит подавление усиления на всех частотах, кроме квазирезонансной f_0 . Таким свойством обладают мосты, содержащие активные и реактивные сопротивления. Наиболее употребительна схема моста, составленная из двух Т-образных звеньев, соединённых параллельно. Двойная Т-образная схема имеет нулевую проводимость на некоторой частоте при определённом соотношении их параметров. Это свойство используется для построения схем фильтров, избирательных усилителей и т.д. Некоторые Т-образные схемы имеют отрицательное активное сопротивление.

Рассмотрим схему, приведённую на рисунке 26а и её эквивалентную схему (рисунок 26б).

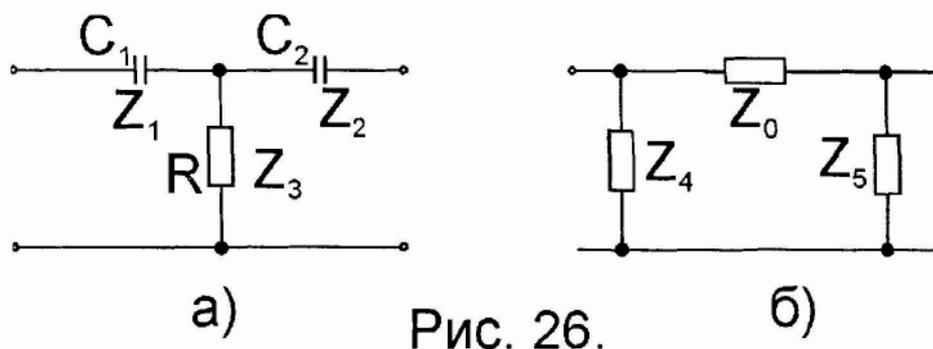


Рис. 26.

Для эквивалентной схемы можно записать, исходя из реальной

схемы:
$$Z_0 = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$$

Подставим значения параметров:
$$Z_0 = -\frac{1}{\omega^2 C_1 C_2 R_3} - j \frac{C_1 + C_2}{\omega C_1 C_2}$$

Итак полное сопротивление Z_0 состоит из активной и реактивной составляющих с отрицательными знаками. Подключив параллельно Z_0 полное сопротивление Z'_0 с положительными активной и реактивной составляющими той же величины, можем получить нулевую проводимость между входом и выходом схемы. Для этой цели обычно используют Т-образную схему, изображённую на рисунке 27а. Её эквивалентная схема приведена на рисунке 27б.

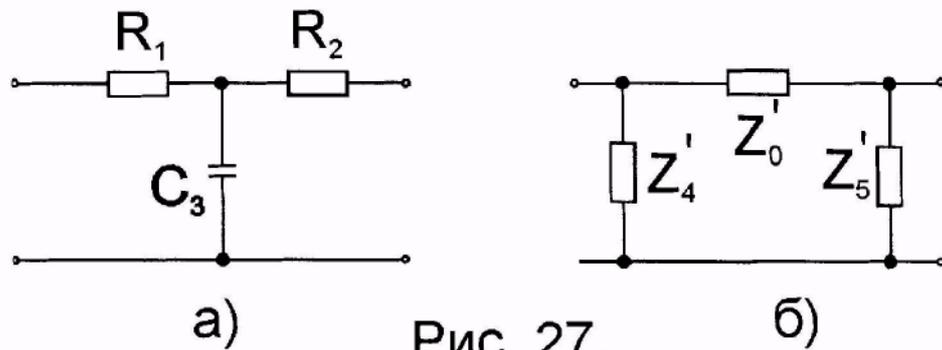


Рис. 27.

При рассмотрении этой схемы можно получить: $Z'_0 = R_1 + R_2 + j\omega C_3 R_1 R_2$. Приравняв абсолютные величины активных и реактивных составляющих для Z_0 и Z''_0 , получим условия при выполнении которых активная и реактивная проводимости двойной Т-образной схемы равны нулю:

$$C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 \omega_0^2 = C_1 + C_2; \quad C_1 C_2 (R_1 + R_2) \omega_0^2 = \frac{1}{R_3}.$$

Полученные условия можно преобразовать:

$$\frac{C_1 + C_2}{C_3} = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2) R_3} = n, \quad \text{тогда } \omega_0 = \sqrt{\frac{n}{C_1 R_1 C_2 R_2}}.$$

Величина n зависит от параметров схемы и находится в пределах $0 < n < \infty$. Следовательно, объединив две рассмотренные Т-образные схемы, получим двойную Т-образную схему (рисунок 28а), коэффициент передачи которой на некоторой частоте ω_0 равен нулю. На рисунке 28б представлен график зависимости коэффициента передачи $T = \frac{U_2}{U_1}$ от частоты. На рисунке 28в представлена фазовая характеристика.

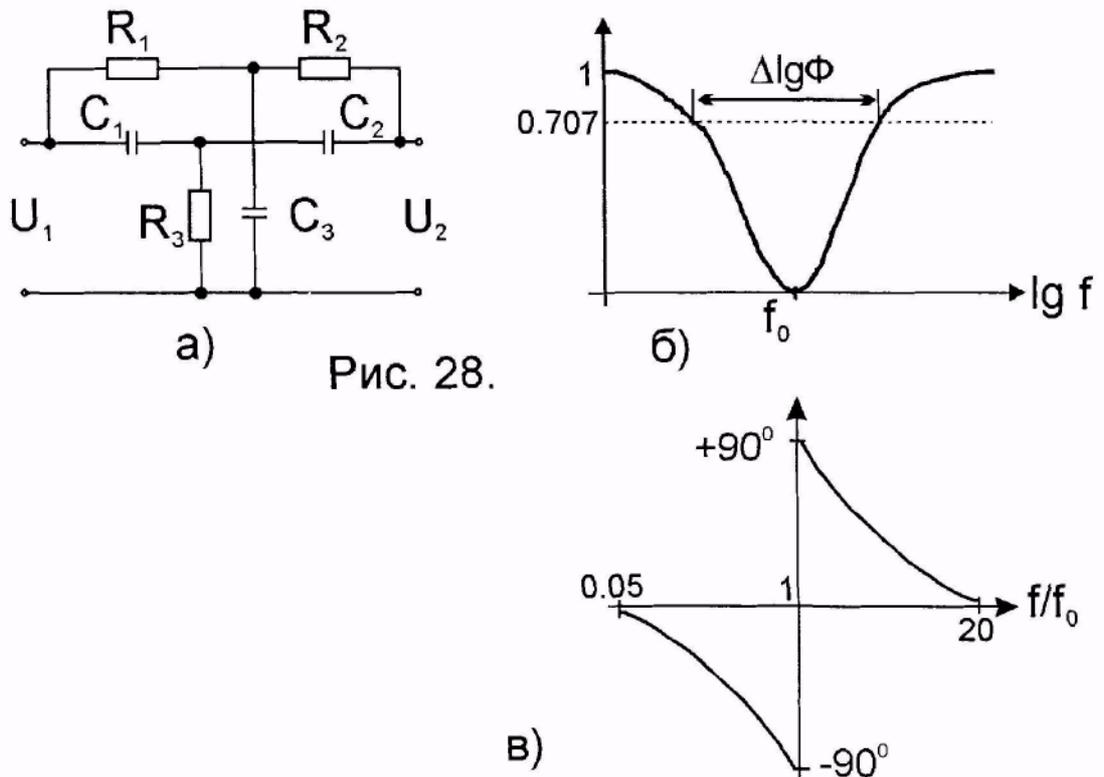


Рис. 28.

При проектировании двойных Т-образных мостов обычно применяют следующие соотношения параметров:

$$C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2}; R_1 = R_2 = 2R_3. \text{ При выполнении этих условий } n=1.$$

Частотная характеристика двойного Т-образного моста при малых расстройках Δf может быть выражена уравнением

$$T = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 - j \frac{\Delta\Phi}{2\Delta f}} = \frac{1}{1 - j \frac{f_0}{2\Delta f Q}} \approx j \frac{2\Delta f Q}{f_0}, \text{ где } \Delta\Phi - \text{ ширина кривой на}$$

уровне $T = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $Q = \frac{f_0}{\Delta\Phi}$ - добротность двойной Т-образной схемы.

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha\beta \cdot n}}{\alpha(1+\beta) + n\beta(1+\alpha)}, \text{ где } \alpha = \frac{R_1}{R_2}; \beta = \frac{C_2}{C_1}.$$

Добротность Q для двойной Т-образной схемы описывается

уравнением

Добротность Q при некоторых параметрах схемы имеет максимум. Первое частное условие максимальной добротности $\alpha = \beta$; $R_1 C_1 = R_2 C_2$.

При этом $Q_{MAX} = \frac{\sqrt{n}}{(1+\alpha)(1+n)}$. Второе частное условие $n=1$. Совмещение

этих условий даёт $R_1 C_1 = R_2 C_2 = R_3 C_3$. Отсюда $Q_{MAX} = \frac{1}{2(1+\alpha)}$

Величина Q стремится к значению $Q_{max} = 0.5$, при $\alpha \rightarrow 0$. Т.е. значение Q больше при несимметричной схеме, когда $\alpha = \beta \neq 1$. При симметричной схеме добротность равна $Q=0.25$

Избирательный усилитель с двойной Т-образной схемой.

В избирательных усилителях (ИУ) обычно отрицательная обратная связь подаёт сигнал с выхода усилителя на его вход через двойную Т-образную схему. При критической частоте ω_0 , когда сопротивление двойной Т-образной схемы достигает максимума, коэффициент усиления усилителя уменьшается. Таким образом достигается избирательность усилителя.

Частотная характеристика ИУ аналогична резонансной кривой LC-контура, имеющего некоторую добротность $Q_{ЭКВ}$, (рисунок 29).

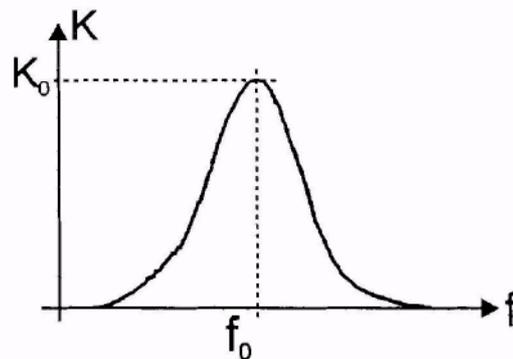


Рис. 29.

Добротность $Q_{ЭКВ}$ характеризует ширину полосы

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q_{ЭКВ}}$$

пропускания усилителя. Для того, чтобы оценить

ширину полосы пропускания Δf определим величину

$Q_{ЭКВ}$. Напряжение U на LC-контуре определяется резонансной

кривой: $\frac{U}{U_p} = \frac{1}{1 + 2\Delta f Q_{ЭКВ}}$, где U_p - напряжение при резонансе, Δf - расстройка.

Коэффициент усиления усилителя с ОС может быть выражен уравнением $K' = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{K}{1 + \beta K}$. Так как ОС осуществляется через

двойную Т-образную схему коэффициент ОС $\beta = K_0 T$, где K_0 - коэффициент, определяющий

Для LC-контура $Q_{ЭКВ} = K K_0 Q$.

Таким образом, можно считать, что добротность избирательного усилителя увеличивается по сравнению с двойной Т-образной схемой пропорционально с коэффициентом усиления усилителя. Регулируя коэффициенты K и K_0 можно получить избирательный усилитель с переменной полосой пропускания.

Транзисторный каскадный усилитель.

Каскадные схемы находят широкое применение в усилителях на транзисторах. Одним из недостатков транзисторов при работе на высоких частотах является большая внутренняя ОС, возникающая благодаря обратной проходной проводимости и, имеющей комплексный характер. Эта проводимость понижает устойчивость усилителя, вызывая взаимозависимость настроек входного и выходного контуров и т. п. Для устранения влияния внутренней обратной связи в обычных усилителях широко используются цепи нейтрализации. Недостатками нейтрализации являются её узкополосность, зависимость её настройки от параметров транзисторов, от их режима, от температуры окружающей среды. В каскадных транзисторных усилителях внутренняя ОС оказывается в 100-1000 раз меньше, чем в усилительном каскаде с общим эмиттером. Это приводит к повышению устойчивости в широком диапазоне частот и к уменьшению взаимозависимости настроек входных и выходных контуров. Каскадный усилитель позволяет получить большее усиление, чем усилитель на транзисторе, включённый по схеме с ОЭ.

Транзисторные усилители с динамической нагрузкой, которые также иногда относятся к каскадным, имеют более высокое входное и более низкое выходное сопротивления и характеризуются хорошей передачей импульсов обеих полярностей. Каскадные эмиттерные повторители отличаются от эмиттерных повторителей обычного типа меньшими

искажениями при передаче импульсов обеих полярностей при работе на ёмкостную нагрузку и значительно меньшим выходным сопротивлением.

Каскодные схемы на транзисторах можно подразделить на две группы: а) каскодные схемы, в которых отдельные транзисторные каскады соединены последовательно без дополнительных ОС; б) каскодные схемы, в которых отдельные транзисторы соединены в произвольной комбинации и с дополнительными связями.

Примером каскода первой группы является схема ОЭ-ОБ с последовательным питанием (рисунок 30).

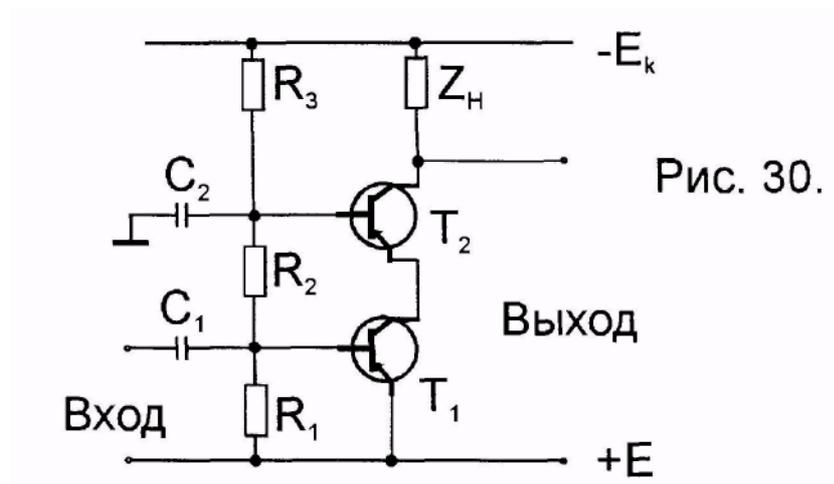


Рис. 30.

Используя эквивалентную схему с y и h параметрами транзисторов, можно записать соотношения для коэффициента усиления по напряжению и току для этой схемы:

$$K_U = \frac{y_{21Э}}{h_{22Б} + y_{11}} ; K_i = \frac{y_{21Э} y_{11}}{y_{11Э} (h_{22Б} + y_{11})}$$

Примером схемы второй группы является усилитель с динамической нагрузкой (рисунок 31).

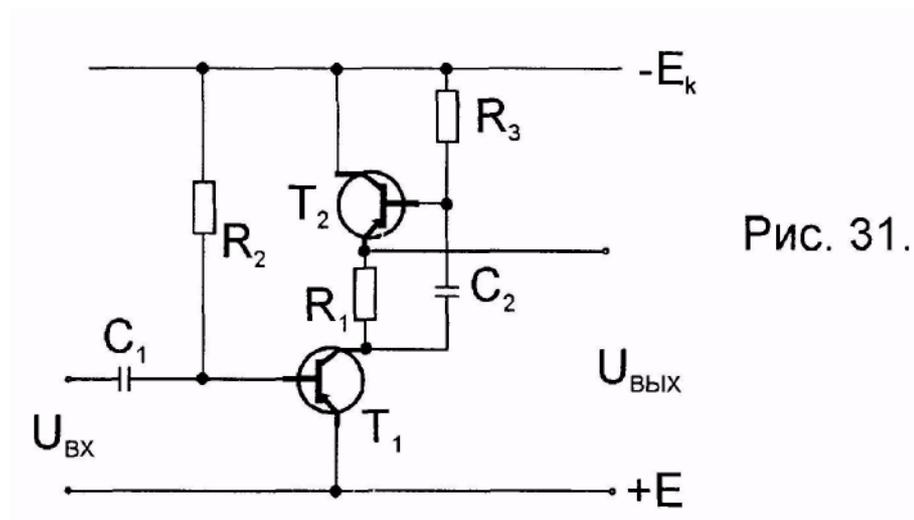


Рис. 31.

Для этой схемы можно записать через y параметры

$$K_U = - \frac{y'_{21}}{y'_{22} + y_{11} \frac{y'_{22} + y''_{11} + G_1}{y''_{21} + G_1}}, \text{ где } G_1 = \frac{1}{R_1}.$$

Усилитель с динамической нагрузкой имеет наибольшее усиление при R_H до 10^3-10^4 Ом, тогда как усилитель ОЭ-ОБ имеет наибольшее усиление при $R_H > 10$ в 4 степени Ом. Работу приведённой схемы рекомендуется разобрать самостоятельно.

Описание установки.

Лабораторная установка «Избирательный RC-усилитель» позволяет ознакомиться с ламповым и полупроводниковым избирательными усилителями. Блок-схема лабораторной работы представлена на рисунке 32.

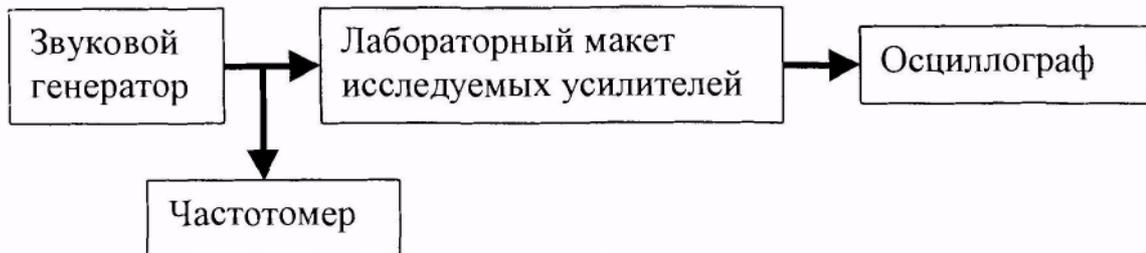


Рис. 32.

Несмотря на различную схемотехнику каждого усилителя - ламповый или транзисторный - у них имеется общее звено: двойная T-образная схема. Конечно, общее в них это лишь способ подключения элементов схемы.

Ламповый усилитель выполнен на двойных триодах 6Н9С. На двух половинках входной лампы собран каскадный усилитель с ООС. На второй лампе собран катодный повторитель, который играет роль буферного каскада, позволяющего благодаря высокому входному сопротивлению повысить сопротивление анодной нагрузки предыдущего каскада. На передней панели установлены переменные резисторы R_5 и R_6 предназначенные для настройки моста, а также резистор R_4 , который регулирует глубину обратной связи с катодного повторителя на мост.

В полупроводниковом усилителе в качестве активного элемента используется операционный усилитель в интегральном исполнении К140УД1Б. На передней панели установлены переменные резисторы R_1 , R_2 , R_3 , имеющие аналогичное назначение с резисторами R_5 , R_6 , R_4 лампового усилителя.

Порядок выполнения работы.

1. Внимательно изучить лабораторную установку: органы управления на панелях приборов, схему соединений между приборами.

2. Исследовать ламповый избирательный усилитель.

2.1. Не включая установку тумблером "Сеть", исследовать характеристику двойного T-моста. Для этого поставить тумблер "Режим работы" в положение *Мосты*, тумблер "Мосты" в положение *Мост лампового усилителя*. Выходной сигнал звукового генератора установить приблизительно равным 1-2В.

2.2. Настроить мост переменными резисторами R5, R6. Частота квазирезонанса находится в диапазоне 300-400Гц.

2.3. Снять частотную характеристику моста около квазирезонансной частоты с шагом 10Гц. Диапазон частот выбирать так, чтобы характеристика выглядела не хуже, чем на рисунке 286. Коэффициент ослабления сигнала должен быть не хуже 60Дб. Построить график коэффициента передачи моста от частоты.

С—

2.4. Включить установку тумблером "Сеть" и дать ей прогреться не менее 5 минут. Поставить тумблер "Режим работы" в положение *Ламповый усилитель*. Найти минимальную полосу пропускания усилителя для разных положений резистора R4. При этом следить, чтобы усилитель не входил в режим генерации.

2.5. Снять частотную характеристику избирательного усилителя. Найти полосу пропускания усилителя.

3. Исследовать полупроводниковый избирательный усилитель:

3.1. Поставить тумблер "Режим работы" в положение *Мосты*, тумблер "Мосты" в положение *Мост полупроводникового усилителя*. Выходной сигнал звукового генератора установить не более 1В.

3.2. Настроить мост переменными резисторами R₁, R₂. Частота квазирезонанса находится в диапазоне 13000-15000Гц.

3.3. Снять частотную характеристику моста около квазирезонансной частоты. Построить график коэффициента передачи моста от частоты.

3.4. Подать питание на полупроводниковый усилитель тумблером "Питание полупроводникового усилителя". Поставить тумблер "Режим работы" в положение *Полупроводниковый усилитель*. Найти минимальную полосу пропускания усилителя для разных положений резистора R3. При этом следить, чтобы усилитель не входил в режим генерации.

3.5. Снять частотную характеристику избирательного усилителя. Найти полосу пропускания усилителя.

Литература.

1. Ложников. Сонин. Каскадные усилители на транзисторах.
2. Славский. Активные RC-фильтры и усилители
3. Андреев Ю.А. | Кобак В.О. Двойные T-образные мосты в избирательных усилителях.
4. Сааков Э.О. Теория и расчёт избирательных RC-усилителей. МГЭИ, 1954г.
5. Эрглис К.Э. Степаненко И.П. Электронные усилители. М.: Наука, 1964г. § 74, стр. 238-243.
6. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы. 1979г., стр. 195-201.
7. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат, 1988г. Глава 3. Электронные узлы на основе операционных усилителей с частотнозависимыми обратными связями.
8. Манаев Е И. Основы радиоэлектроники. -3-е изд. Переработанное и дополненное. -М., Радио и связь. 1990. -512с. (-2-е изд. Переработанное и дополненное. -М., Радио и связь. 1985. -488с).