

Усилители

Усилителем называется устройство, предназначенное для повышения (усиления) сигнала по мощности

$$P = UI$$

Усиление происходит с помощью активных элементов за счет потребления энергии от источника питания. Таким образом, ни в одном устройстве, которое относят к классу усилителей, в явном виде усиление сигнала не происходит, а имеет место процесс управления. Т.е. входной сигнал ($U_{вх} \sim$), воздействуя на активные элементы (например, транзистор), определяет, какую долю энергии (мощности) от источника питания передать в нагрузку. И этот процесс управления внешне воспринимается как усиление. При этом мощность, отдаваемая в нагрузку, всегда больше мощности, потребляемой от источника входного сигнала.

Таким образом, к усилителям относятся устройства, в которых выполняется условие:

$$K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} > 1$$

где K_p - коэффициент усиления по мощности;

$P_{вых}$ - мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку;

$P_{вх}$ - мощность, потребляемая усилителем от источника входного сигнала.

Усилители, выполненные на лампах, биполярных и полевых транзисторах называются *электронными*.

Характеристики электронных усилителей

В общем виде любой усилитель может быть представлен в виде четырехполюсника, как это показано на рис. 1.

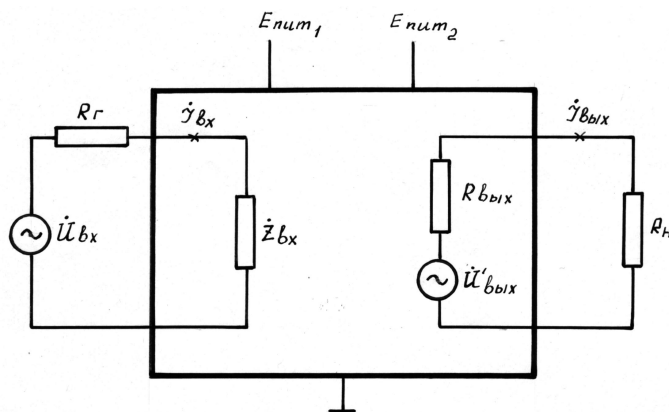


Рис.1. Представление усилителя в виде четырехполюсника

Где $U_{\text{вых}}$ - напряжение, развиваемое усилителем в нагрузке;

R_H - эквивалентное сопротивление нагрузки;

$E_{\text{num1}}, E_{\text{num2}}$ - источники постоянного напряжения.

Основной характеристикой усилителя является *коэффициент усиления*. Коэффициенты усиления по напряжению, току, мощности определяются в виде:

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}}; \quad \dot{K}_I = \frac{\dot{I}_{\text{вых}}}{\dot{I}_{\text{вх}}}; \quad \dot{K}_P = \frac{\dot{P}_{\text{вых}}}{\dot{P}_{\text{вх}}}$$

или в децибелах:

$$\dot{K}_{U\text{дБ}} = 20 \lg \left| \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} \right|; \quad \dot{K}_{I\text{дБ}} = 20 \lg \left| \frac{\dot{I}_{\text{вых}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} \right|; \quad \dot{K}_{P\text{дБ}} = 10 \lg \left| \frac{\dot{P}_{\text{вых}}}{\dot{P}_{\text{вх}}} \right|.$$

Качественные показатели усилителей

Усилитель должен усиливать сигнал, не изменяя его формы. То есть в идеальном усилителе точно повторяются все изменения напряжения (или тока). При этом допускается некоторый сдвиг сигнала по времени (фазовый сдвиг).

Отклонения форм выходного от входного сигналов называются *искажениями*. Существуют два вида искажений: нелинейные и линейные. Они являются качественными показателями усилителя.

Причины появления:

- линейных (или частотных): наличие реактивных элементов в схеме и зависимость параметров транзистора от частоты;
 - нелинейных: нелинейность вольт-амперных характеристик транзисторов.
- Кроме искажений усилитель имеет следующие характеристики:
- амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) — $U_m = f(\omega)$ — зависимость амплитуды выходного сигнала (или $|K_U|$ — модуля коэффициента усиления по напряжению) от частоты входного сигнала;
 - амплитудная характеристика (АХ) — $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ — это зависимость амплитуды выходного от амплитуды входного.

АЧХ, частотные искажения, полоса пропускания

На рис. 2 представлена АЧХ для усилителя переменного тока (УНЧ)

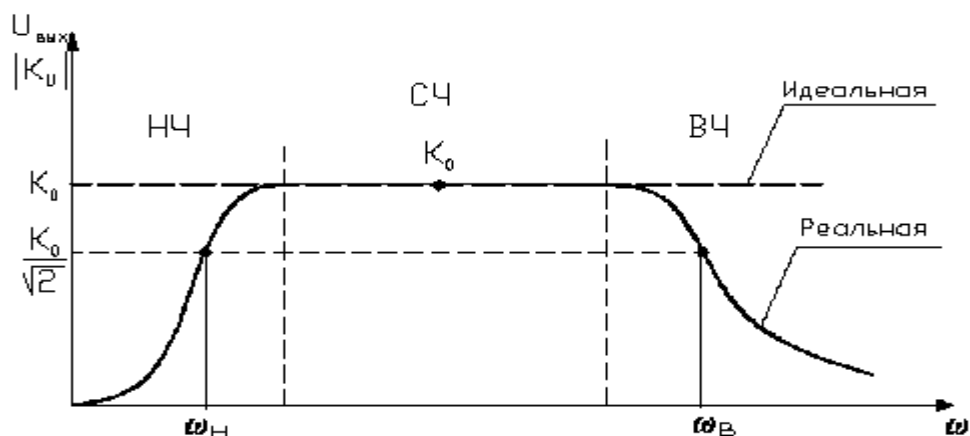


Рис. 2. АЧХ для усилителя переменного тока

В усилителе задается диапазон усиливаемых частот (ω_H , ω_B или f_H , f_B) или полоса пропускания усилителя, которая определяется как $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$. Таким образом, диапазон частот, в пределах которого неравномерность АЧХ составляет отклонения от K_0 не более заданных 3 дБ (для радиовещательных усилителей).

Если в характеристике усилителя указана нижняя граничная частота $\omega_H = 100 \text{ Гц}$, то это не означает, что усилитель на частотах ниже 100 Гц работать не будет. Он будет работать, т.е. усиливать сигнал, но коэффициент усиления K_{yc} резко уменьшится. То же справедливо для ω_B . Считается, что вне пределов полосы пропускания усилитель имеет *частотные искажения*, которые заключаются в уменьшении коэффициента усиления на нижних и верхних частотах, по сравнению со средними.

Если на вход усилителя, имеющего частотные искажения, подать простой сигнал, состоящий из одной гармонической составляющей, то изменения формы на выходе усилителя наблюдаться не будет. Если же подать сложный сигнал, состоящий из нескольких гармонических составляющих, то из-за разного коэффициента усиления для каждой составляющей и, соответственно, разного фазового сдвига форма суммарного сигнала на выходе усилителя будет отличаться от формы сигнала поданного на вход, т.е. в этом случае появится искажение формы сигнала.

Весь частотный диапазон, в котором работает усилитель, условно разбивают на три области: область *нижних частот* (НЧ), область *средних частот* (СЧ), область *верхних частот* (ВЧ). Под область средних частот обычно понимают ту область, где изменение коэффициента усиления K_{yc} незначительно. В области нижних и верхних частот наблюдается уменьшение коэффициента усиления или «завал» характеристики.

На нижних и верхних частотах, как правило, не задают значения коэффициентов усиления, а используют коэффициенты частотных

искажений (\dot{M}), которые показывают, во сколько раз коэффициент усиления на соответствующей частоте меньше (больше), чем коэффициент усиления на средней частоте.

В соответствии со сказанным для нижних частот

$$\dot{M}_n = \frac{\dot{K}_{cp}}{\dot{K}_n};$$

верхних частот

$$\dot{M}_v = \frac{\dot{K}_{cp}}{\dot{K}_v}.$$

Реальные значения $|\dot{M}|$ лежат в пределах $\pm 1.001 \div \sqrt{2}$.

АХ, нелинейные искажения, динамический диапазон усиления

АХ снимается для области средних частот (СЧ), где усилитель работает без линейных искажений. На рис. 3 приведена идеальная амплитудная характеристика (зависимость «а»), которая представляет прямую линию. Реальная (зависимость «б») имеет нелинейную зависимость, т.к. $U_{вых} = KU_{вх}$

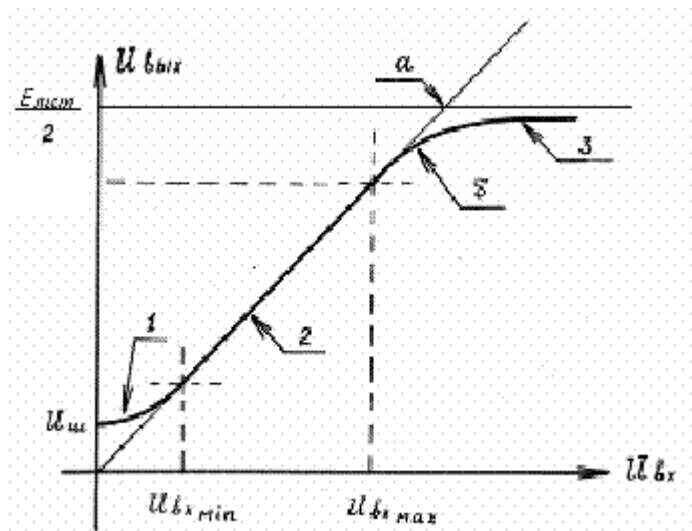


Рис. 3 . Амплитудная характеристика усилителя

Цифрой 1 обозначен участок, где $U_{вх} = 0$, но $U_{вых} \neq 0$. При этом на выходе усилителя присутствует сигнал, обусловленный наличием шума элементов усилителя, наводок и т.д. По мере увеличения входного сигнала влияние шумов становится меньше и формируется квазилинейный участок 2. Если на вход поступил сигнал больше $U_{вх\max}$, усилитель начинает работать в режиме ограничения выходного сигнала, участок 3 (т.е. больше, чем $\frac{E_{норм}}{2}$ выходное напряжение $U_{вых}$ быть не может в режиме усиления класса А). Таким образом, зависимость $U_{вых}$ от $U_{вх}$ является нелинейной.

Для характеристики качества усилителя вводят понятие *динамического диапазона усилителя*:

$$D = 20 \lg \frac{\dot{U}_{вх\max}}{\dot{U}_{вх\min}}$$

Динамический диапазон представляет собой квазилинейную область АХ (участок 2), где усилитель работает без нелинейных искажений. Где $U_{вх} > U_{вх\max}$ (участок 3) появляются нелинейные искажения, которые заключаются в изменении формы выходного сигнала по отношению к входному. Это происходит из-за наличия высших гармоник в усиленном сигнале.

Для оценки нелинейных искажений введено понятие *коэффициента нелинейных искажений* (или коэффициента гармоник), который определяется по формуле:

$$K_f = \sqrt{\frac{U_{Г2}^2 + U_{Г3}^2 + U_{Г4}^2 + \dots}{U_{Г1}^2}} < 1,$$

Где, $U_{Г1}$ — амплитуда усиленного сигнала;

$U_{Г2, Г3, Г4}$ — амплитуды высших гармоник, возникших в результате нелинейных искажений.

Усилительный каскад. Назначение элементов и их влияние на свойства усилителя

На рис.4 приведена схема классического усилительного каскада. Внешний вид схемы не зависит от структуры применяемого транзистора.

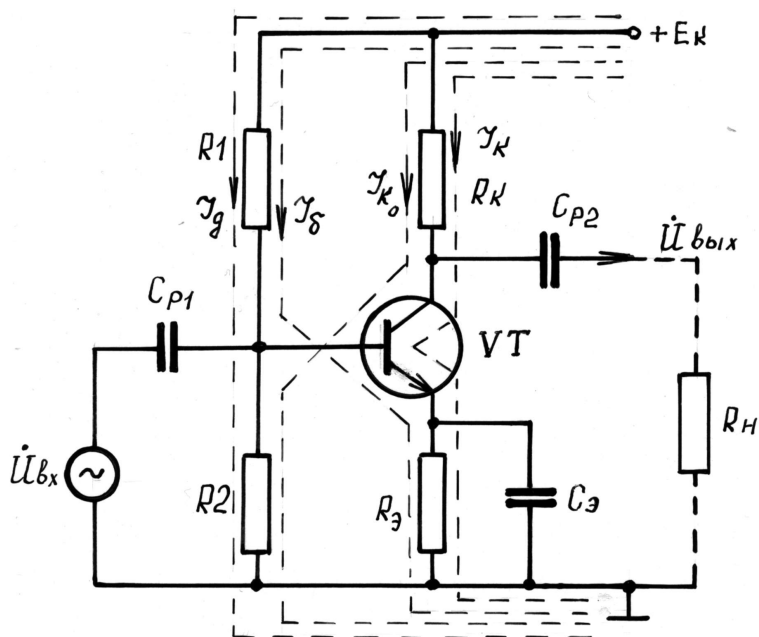


Рис. 4. Классический вариант усилительного каскада

В приведенной схеме использован транзистор типа $n-p-n$. При применении транзистора другой проводимости (типа $p-n-p$) схема будет работать аналогично, но необходимо изменить полярность напряжения источника питания, вместо $+E_k$ подать $-E_k$. Поясним назначение элементов схемы:

E_k — источник постоянного напряжения служит для того, чтобы создать токи через транзистор (или запитать транзистор, обеспечить режим работы);

$\dot{U}_{вх}$ — переменное входное усиливаемое напряжение;

VT — активный усилительный элемент — биполярный транзистор, включенный в схеме с общим эмиттером;

R_K — резистор, через который подается напряжение питания на коллектор транзистора и на котором выделяется усиленный сигнал;

R_H — нагрузка, на который подается усиленный сигнал;

R_3 — резистор в цепи эмиттера, служит для стабилизации положения рабочей точки, т.к. за счет этого элемента в усилителе введена местная ООС по постоянному току, а также вместе с резисторами $R1$ и $R2$ участвует в задании начального положения рабочей точки транзистора;

C_3 – емкость в цепи эмиттера служит для устранения местной отрицательной обратной связи по переменному току;

R_3C_3 – цепочка температурной стабилизации режима по постоянному току;

R_1, R_2 – резисторы, образующие делитель в цепи базы транзистора; вместе с резистором R_3 участвуют в задании положения рабочей точки транзистора;

C_{p1}, C_{p2} – разделительные емкости служат для разделения каскадов по постоянному току; которые пропускают только переменную составляющую сигнала от входного источника на вход транзистора и переменную составляющую усиленного сигнала с коллектора транзистора в нагрузку, а постоянную составляющую задерживают; составляют $10 \div 100 \text{ мкФ}$;

C_0 – самовозникающая паразитная емкость, в явном виде не присутствует в схеме. Состоит из $C_0 = C_M + C_H + C_K^*$; составляет $1 \div 100 \text{ нФ}$;

C_M – емкость монтажа;

C_K^* – барьерная емкость коллекторного перехода;

C_H – емкость нагрузки.

Эпюры токов и напряжений в усилительном каскаде

На рис. 5 приведены эпюры токов и напряжений для однокаскадного усилителя.

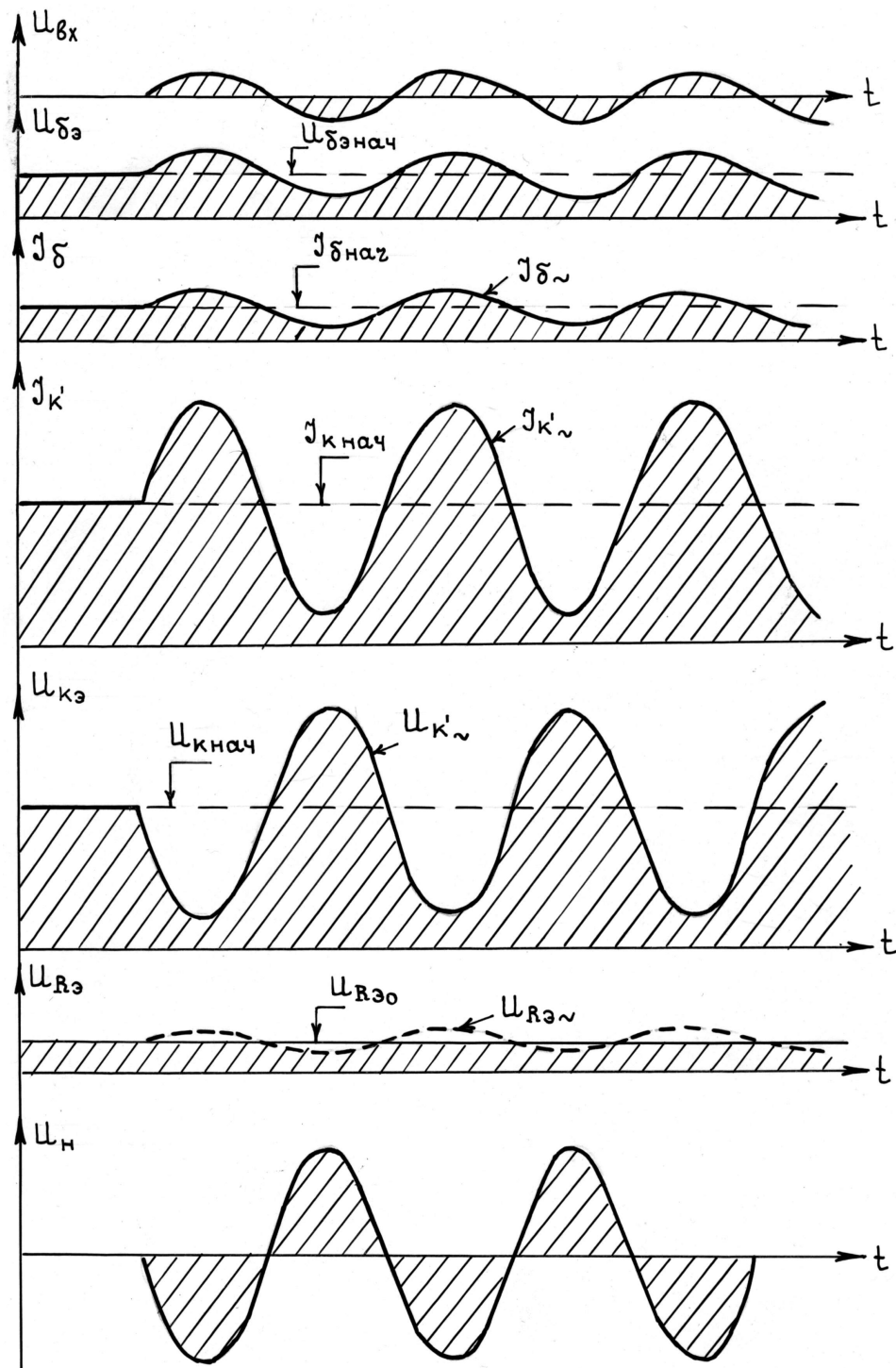


Рис. 5. Эпюры напряжений и токов в усилительном каскаде

Пока на вход усилителя не подано входное переменное напряжение, на участке $БЭ$ будет постоянное напряжение, за счет этого напряжения в цепи базы протекает ток $I_{Бнач}$; в цепи коллектора ток I_K будет в β раз больше, чем $I_{Бнач}$. На транзисторе постоянное напряжение $U_{КЭнач}$ меньше, чем E_K , т.к. часть напряжения выделилась на I_K и $R_Э$. Т.к. коллектор соединен с нагрузкой через разделительный конденсатор C_{P2} , то напряжение на нагрузке равно нулю.

Подадим на вход синусоидальный сигнал. Он пройдя через C_{p1} будет суммироваться с $U_{БЭнач}$, при этом напряжение база-эмиттер должно быть одной полярности. Ток в цепи базы повторяет форму $U_{БЭ}$ в соответствии с входной характеристикой. I_{κ} повторяет форму $I_{Б}$, но с большим в β раз размахом. Ток коллектора I_{κ} протекает через транзистор и через R_{κ} , при этом, чем больше значение I_{κ} , тем меньше падение напряжения на транзисторе, т.е. характер поведения напряжения на участке коллектор-эмиттер будет противоположен характеру поведения тока коллектора. Если в цепи эмиттера отсутствует конденсатор C_{ε} , то $U_{R_{\varepsilon}}$ будет повторять форму I_{κ} .

Ту форму напряжения, которая появилась на коллекторе транзистора, можно представить в виде двух составляющих: переменной и постоянной. Постоянная составляющая через C_{p2} не пройдет, а пройдет только переменная, которая выделится на нагрузке.

Кроме этого, можно сделать вывод, что входное и выходное напряжения находятся в противофазе, т.е. усилительный каскад поворачивает сигнал на 180° или инвертирует.

Эквивалентная схема усилительного каскада

Для упрощения анализа работы усилительного каскада используется его эквивалентная схема, которая приведена на рис 6.

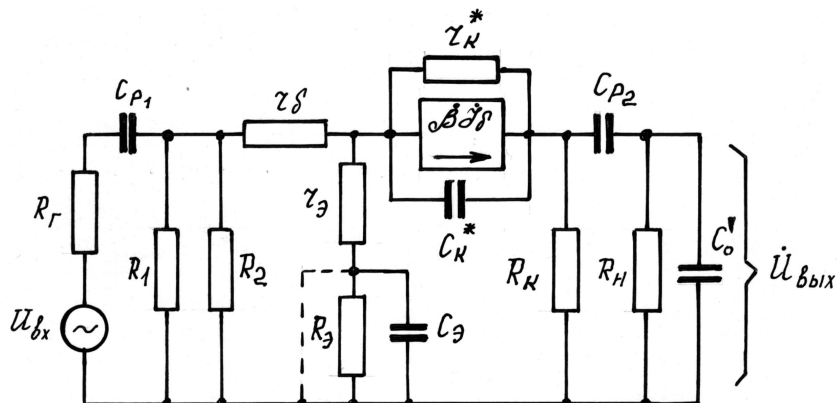


Рис. 6. Полная эквивалентная схема усилительного каскада

Где: $R_{Б} = R_1 \parallel R_2$;

$$C_0 = C_H + C_M$$

Для упрощения рассмотрим влияние элементов на работу усилителя отдельно для каждой области усиливаемых частот.

Область средних частот

Под областью *СЧ* понимают ту область, где влиянием реактивных элементов можно пренебречь, т.к. $X_{сч} \ll R_H$ и включено последовательно с R_H , а $X_{сч} \gg R_H$ и включено с ним параллельно. Коэффициенты усиления для этой области определяются выражением:

$$K_{ср} = \frac{R_B}{R_T + R_B} \cdot \frac{\beta \cdot R_{K\sim}}{R_{зк\sim} + R_{эмп}}$$

где $R_{K\sim} = R_K \parallel R_H$;
 $R_{зк\sim} = R_T \parallel R_B$;
 $R_{эмп} = r_B + r_{э}(1 + \beta)$.

Из приведенного выражения видно, что коэффициент усиления увеличивается, если увеличивается $R_{K\sim}$, т.е. R_H или R_K , если применить транзистор с большим коэффициентом усиления β и при уменьшении выходного сопротивления источника входного сигнала R_T . Но при увеличении R_K , R_H , R_B , т.е. $K_{ср}$ автоматически приводит к уменьшению верхней граничной частоты ω_B , т.е. полосы пропускания усилителя.

На рис.7 представлена эквивалентная схема усилительного каскада для области средних частот (СЧ). Резистор $R_э$ показан пунктиром, его необходимо учитывать, если $C_э$ в схеме отсутствует (при наличии $C_э$ $X_{сэ} \ll R_э$, поэтому $R_э$ закорачивается).

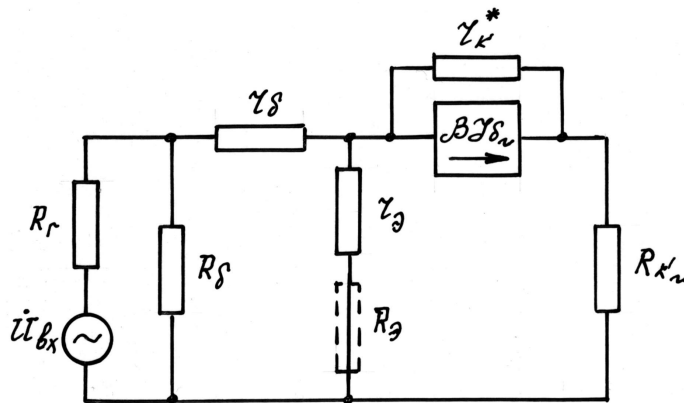


Рис. 7. Эквивалентная схема для области средних частот

Область нижних частот

Завал АЧХ в области *нижних частот* (рис.2) обусловлен наличием разделительных конденсаторов C_{P1} , C_{P2} и конденсатора в цепи эмиттера $C_э$.

Сопротивление конденсатора зависит от частоты

$$X_c = \frac{1}{j\omega C}$$

с понижением частоты его сопротивление возрастает. Конденсатор C_{p1} включен последовательно между источником входного сигнала и входом усилителя и совместно со входным сопротивлением усилителя образует делитель напряжения. Поэтому с понижением частоты и ростом сопротивления конденсатора C_{p1} большая часть входного напряжения будет выделяться на этом конденсаторе, а на вход транзистора будет поступать меньше, следовательно, уменьшится сигнал на выходе и уменьшится коэффициент усиления на нижних частотах, а коэффициент частотных искажений M_H возрастет. Аналогично влияет и конденсатор C_{p2} , который совместно с R_H образует еще один выходной делитель напряжения, и напряжение выходное с понижением частоты уменьшится.

Для области нижних частот определяют коэффициент частотных искажений для входной и выходной цепи:

$$M_H = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_H \tau_H)^2}};$$

где $\tau_{H\ BX} = C_{p1}(R_{\Gamma} + R_{BX\ усил})$ – постоянная времени для входной цепи

$\tau_{H\ Вых} = C_{p2}(R_K + R_H)$ – постоянная времени для выходной цепи.

Суммарный коэффициент частотных искажений определяется в виде:

$$M_H = M_{H\ BX} \cdot M_{H\ Вых}$$

Из приведенного выражения видно, что с понижением частоты и уменьшением значений разделительных конденсаторов значение M_H возрастает, следовательно, K_H уменьшится, что и способствует завалу АЧХ на нижних частотах.

Следовательно, для уменьшения линейных искажений следует до определенных пределов увеличивать C_{p1} и C_{p2} . На рис. 8 показано как изменяется коэффициент усиления в области нижних частот (K_H) при различных значениях C_p .

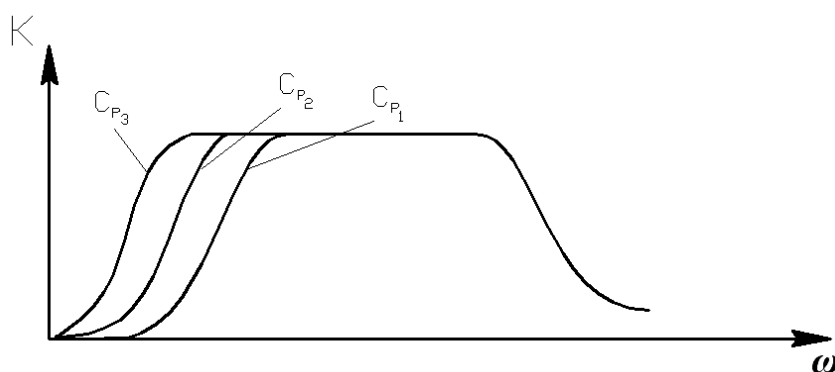


Рис. 8. Влияние C_p на АЧХ усилителя

Где $C_{p1} < C_{p2} < C_{p3}$.

Область верхних частот

На «завал» АЧХ в области *верхних частот* (рис. 2) основное влияние оказывают следующие причины:

а) зависимость коэффициента усиления транзистора (β) от частоты, связанное с инерционностью носителей, причем, с ростом частоты значение β уменьшается;

б) наличие барьерной емкости C_K^* , в которую ответвляется часть коллекторного тока, при этом ток в нагрузке, а, следовательно, и выходное напряжение уменьшается;

в) наличие емкости монтажа C_M и емкости нагрузки C_H , которые оказываются подключенными параллельно $R_{K\sim}$ и с ростом частоты уменьшают эквивалентное сопротивление нагрузки по переменному току. За счет этого на нагрузке будет уменьшаться выходное напряжение и соответственно коэффициент усиления на высокой частоте.

Частотные искажения для области верхних частот определяются следующим выражением:

$$M_B = \sqrt{1 + (\omega_B \cdot (\tau_\beta + \tau_B))}$$

где τ_β – постоянная времени транзистора, $\tau_\beta = \frac{1}{\omega_B}$;

ω_B – верхняя граничная частота усиления транзистора;

τ_B – постоянная времени нагрузки транзистора по переменной составляющей в области верхних частот, $\tau_B = C_0 R_{K\sim}$.

Соответственно верхняя граничная частота усиления при заданных частотных искажениях определяется в виде

$$\omega_B = \frac{\sqrt{(M_B)^2 - 1}}{\tau_\beta + C_0 \cdot R_K}.$$

Из приведенного выражения видно, что верхняя граничная частота будет увеличиваться, если использован более высокочастотный транзистор с меньшим значением τ_β , также при увеличении R_K и C_0 . Таким образом, если уменьшать C_0 ($C_0 = C_M + C_H + C_K^*$), то коэффициент частотных искажений на верхних частотах уменьшится, следовательно, уменьшаться линейные искажения на ВЧ; коэффициент усиления на верхних частотах K_B увеличится, при этом, ω_B увеличивается, и наоборот, при увеличении C_0 коэффициент частотных искажений увеличивается, K_B уменьшается, ω_B уменьшается. На рис. 9 показано изменение K_{yc} , при изменении C_0 .

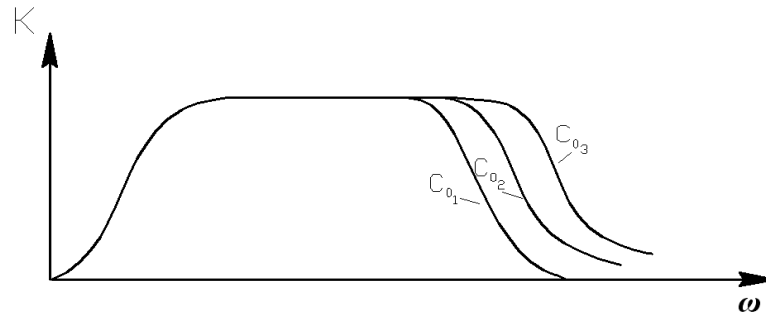


Рис. 9. Влияние C_0 на АЧХ усилителя

Где $C_{01} > C_{02} > C_{03}$.

Площадь усиления

Для характеристики свойств усилителя, кроме диапазона усиливаемых частот, вводится понятие площади усиления.

$$P = K_{CP} \cdot \omega_B = \text{const}$$

В приведенном выражении для увеличения K_{CP} мы должны увеличивать значение $R_{K\sim}$, что следует из анализа в области средних частот. Но одновременно увеличение $R_{K\sim}$ автоматически приводит к уменьшению ω_B , т.е. значение площади усиления, определяемой как произведение K_{CP} и ω_B , будет оставаться примерно постоянным для данного типа усилителя. Это очень важный вывод, который говорит о том, что одновременно обеспечить большое значение K_{CP} и широкую полосу усиливаемых частот невозможно. Поэтому реальные усилители, как правило, выполняют многокаскадными, причем каждый каскад выполняют широкополосным (ω_B — велико), но с малым коэффициентом усиления, а общий коэффициент усиления определяют как произведение коэффициентов усиления отдельных каскадов. При исследовании качественных показателей характеристик усилительного каскада используется схема, приведенная на рис.10.

Применение и классификация ОС в усилителях.

Считается, что усилитель охвачен ОС в том случае, если часть энергии с выхода усилителя или устройства снова поступает на его вход. ОС вводится в случае если:

- 1) необходимо изменить параметры, характеристики усилителя в нужную сторону, как правило, в сторону улучшения;
- 2) без применения ОС невозможно спроектировать и выполнить ряд электронных устройств (автогенераторы, мультивибраторы, триггеры и т.д.).

ОС может вводиться через специально предусмотренную цепь или возникать самопроизвольно за счет электромагнитных связей между входной и выходной цепями усилителя, а также через общий источник питания за счет связи отдельных каскадов. Самопроизвольно возникающая ОС называется паразитной. На практике паразитную ОС удастся свести к минимуму, следовательно, будет рассматриваться только специально введенная ОС.

Блок-схема усилителя с обратной связью представлена на рисунке 1.

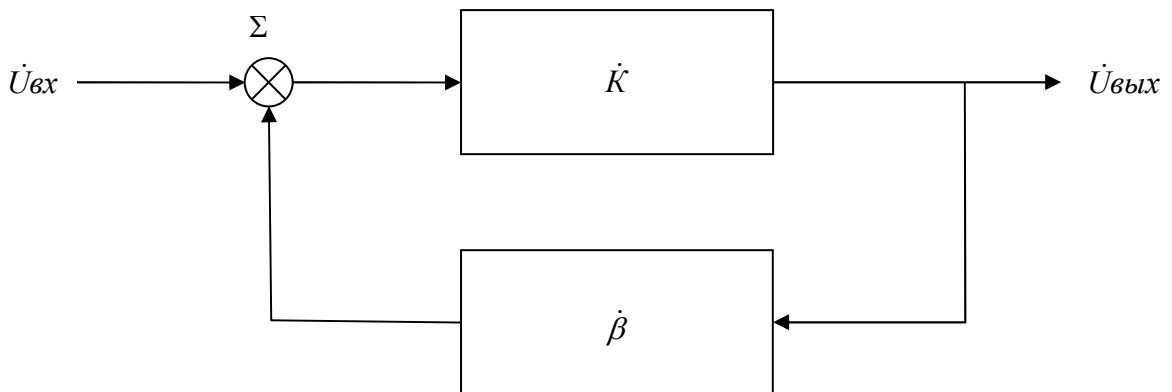


Рис.1. Блок-схема усилителя с ОС

Здесь можно выделить несколько блоков:

- усилитель без ОС $|K̇|$;
- цепь ОС $|\betȧ|$, через которую сигнал с выхода снова поступает на вход;
- сумматор Σ .

Из-за наличия паразитных реактивных элементов, значения $K̇$ и $\betȧ$ носят комплексный характер и могут быть представлены формулами

$$K̇ = |K| \cdot e^{j\varphi_K}; \quad \betȧ = |\beta| \cdot e^{j\varphi_\beta}, \quad (1, 2)$$

где φ_K и φ_β - фазовые сдвиги создаваемые усилителем и цепью ОС, и являющиеся функцией частоты усиливаемого сигнала.

На выходе цепи $\dot{\beta}$ появляется сигнал ОС – $\dot{U}_{ос}$, который в сумматоре алгебраически суммируется с входным сигналом. Цепь ОС характеризуется коэффициентом ОС $\dot{\beta}$ и определяется по формуле:

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{ос}}{\dot{U}_{вых}}. \quad (3)$$

Коэффициент ОС $\dot{\beta}$ показывает какая часть выходного напряжения снова поступает на вход. Обычно $|\dot{\beta}| \leq 1$.

Усилитель без ОС, цепь $\dot{\beta}$ и сумматор образуют замкнутый контур или так называемую петлю ОС.

Классификация типов ОС:

- 1) По знаку ОС подразделяется на положительную и отрицательную:
 - а) положительная ОС в том случае, если $\dot{U}_{ос}$ и $\dot{U}_{вх}$ находятся в фазе, т.е. складываются;
 - б) отрицательная ОС, если $\dot{U}_{ос}$ и $\dot{U}_{вх}$ находятся в противофазе, т.е. вычитаются.
 - 2) По способу снятия напряжения ОС (с выхода):
 - а) ОС по U, если напряжение ОС пропорционально $U_{вых}$ усилителя;
 - б) ОС по I, если напряжение ОС пропорционально $I_{вых}$ усилителя.
 - в) смешанная ОС, если $U_{ос}$ частично пропорционально $U_{вых}$, частично $I_{вых}$.
 - 3) По способу подачи $U_{ос}$ (на вход):
 - а) последовательная ОС, когда источник входного напряжения $\dot{U}_{вх}$ и источник, образующий $\dot{U}_{ос}$, включены последовательно относительно входных зажимов усилителя без ОС;
 - б) параллельная ОС, когда эти источники включены параллельно.
 - 4) В зависимости от типа цепи ОС:
 - а) частотозависимая или комплексная ОС, когда параметры цепи ОС зависят от частоты;
 - б) частотонезависимая ОС, когда параметры цепи ОС для определенного диапазона частот не зависят от частоты;
 - в) ОС по постоянному току (напряжению), когда цепь ОС пропускает только постоянную составляющую с выхода на вход;
 - г) ОС по переменному току (напряжению), когда цепь ОС пропускает только переменную составляющую с выхода на вход;
 - д) линейная и нелинейная ОС;
 - е) инерционная и безинерционная.
- Таким образом характеристики цепи ОС определяются элементами, которые использованы в цепи $\dot{\beta}$.
- 5) По числу охватываемых каскадов:
 - а) местная ОС (охватывающая один каскад);
 - б) общая ОС (охватывающая несколько каскадов или весь усилитель).

Рассмотрим ОС по способу снятия с выхода усилителя.

Блок-схема усилителя с обратной связью по напряжению представлена на рисунке 2.

Т.к. U_{oc} прямо пропорционально $U_{вых}$, то $U_{oc} = U_{вых} \cdot \beta$.

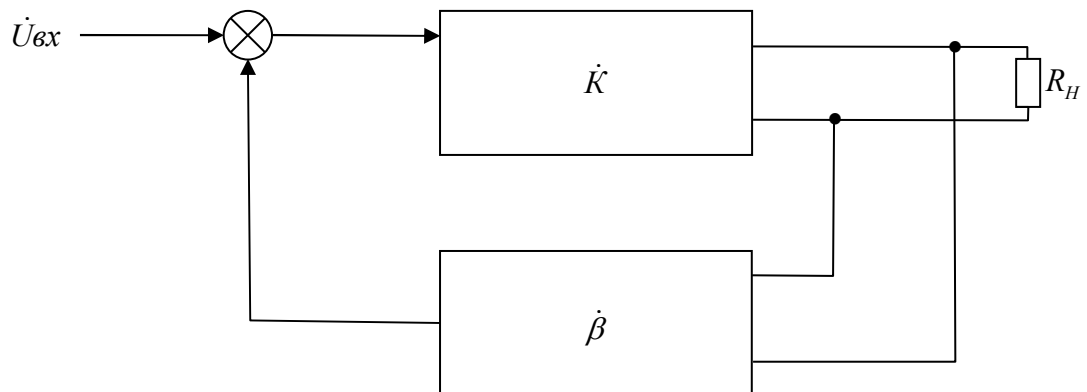


Рис.2. Блок-схема усилителя с обратной связью по напряжению

Блок-схема усилителя с ОС по току представлена на рисунке 3.

Т.к. U_{oc} прямо пропорционально $U_{вых}$, то $U_{oc} = U_{вых} \cdot R_{oc}$.

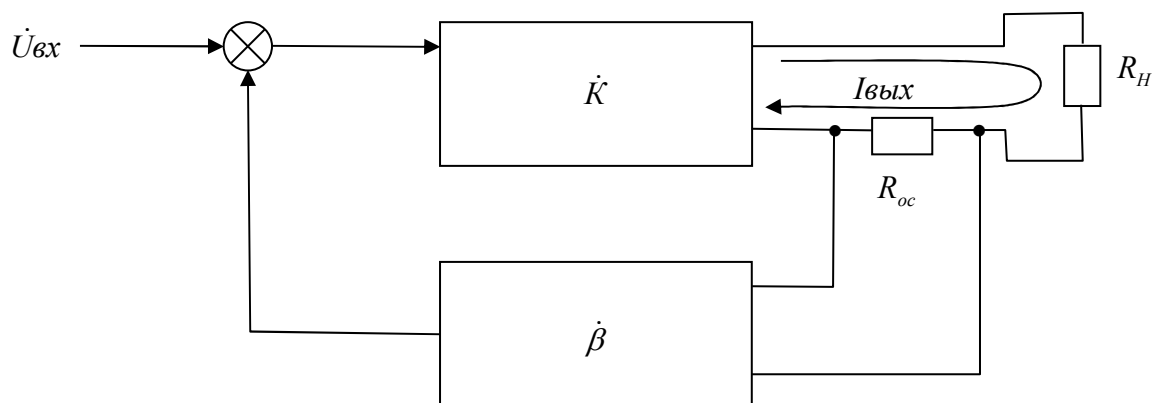


Рис.3. Блок-схема усилителя с обратной связью по току

Рассмотрим ОС по способу подачи на вход усилителя.

На рисунке 4 представлена блок-схема усилителя с последовательной ОС.

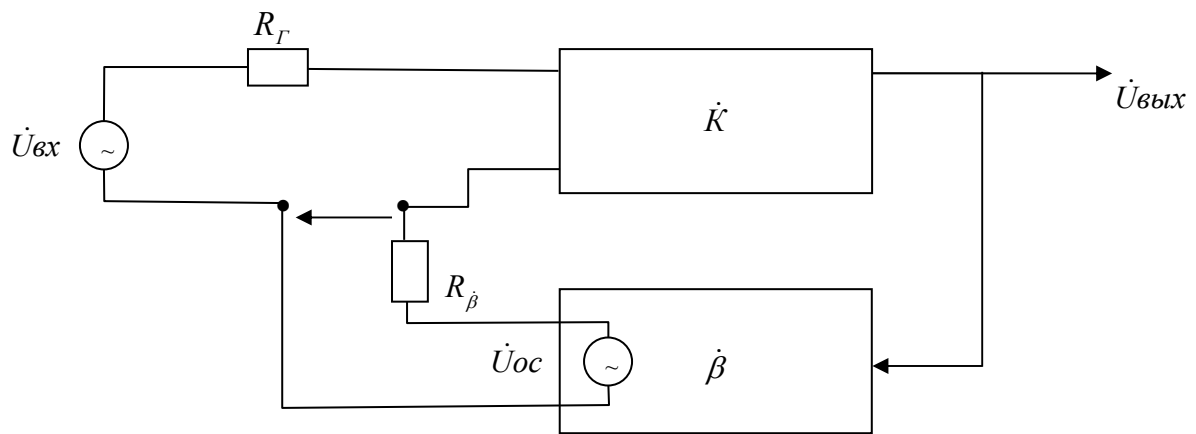


Рис.4. Блок-схема усилителя с последовательной обратной связью

На рисунке 5 представлена блок-схема усилителя с параллельной обратной связью.

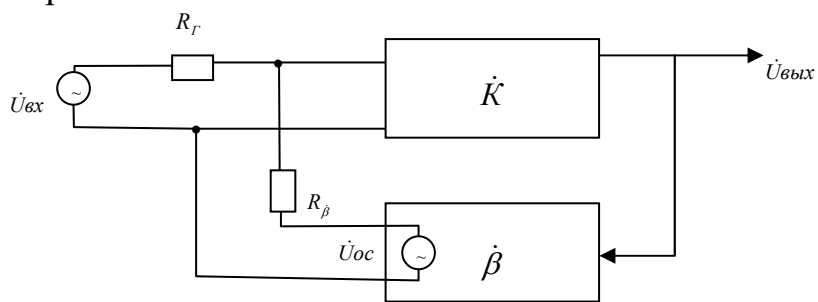


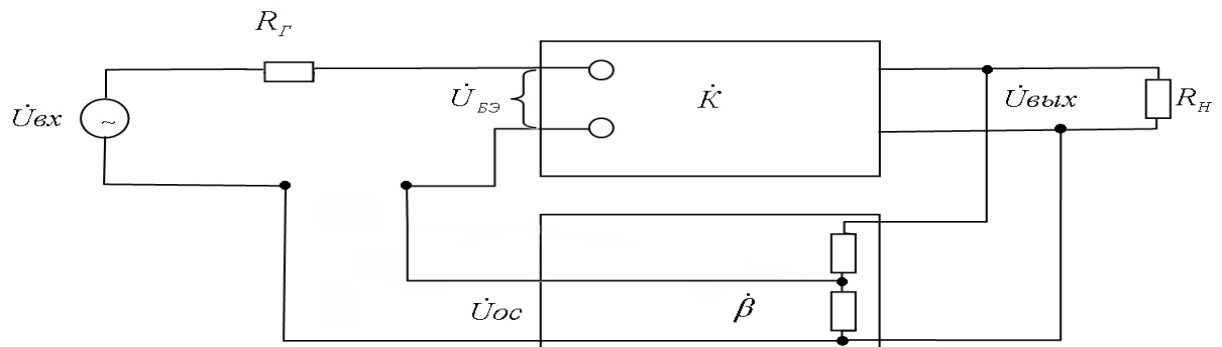
Рис.5. Блок-схема усилителя с параллельной обратной связью

Создается ОС с помощью делителя выходного напряжения.

Влияние ОС на коэффициент усиления усилителя.

Введение ОС в усилитель оказывает влияние абсолютно на все параметры и характеристики усилителя. Основным параметром является $K_{ус}$.

На рисунке 6 представлена блок-схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению.



ис.6. Блок-схема усилителя с последовательной ОС по U

Из рисунка 6 следует, что $K_{yc} = \frac{U_{bblx}}{U_{bx}}$ для ПОС: $U_{бэ} = U_{bx} + U_{oc}$ для
ООС: $U_{бэ} = U_{bx} - U_{oc}$.

$$U_{bblx} = K \cdot U_{бэ}, \quad (4)$$

$$U_{bx} = U_{бэ} \pm U_{oc}, \quad (5)$$

$$U_{oc} = \beta \cdot U_{bblx} = \beta \cdot K \cdot U_{бэ}, \quad (6)$$

$$K_{oc} = \frac{K \cdot U_{бэ}}{U_{бэ} \pm \beta \cdot K \cdot U_{бэ}} = \frac{U_{бэ} \cdot K}{U_{бэ} \cdot (1 \pm \beta \cdot K)} = \frac{K}{1 \pm \beta \cdot K}, \quad (7)$$

$$K_{оос} = \frac{K}{1 + \beta \cdot K} < K, \quad (8)$$

$$K_{пос} = \frac{K}{1 - \beta \cdot K} > K. \quad (9)$$

$1 \pm \beta \cdot K = F$ - глубина ОС показывает во сколько раз K_{oc} меньше или больше K_{yc} без обратной связи.

Анализ введения ОС.

При введении ПОС (глубина ОС $F = 1 - \beta K$), когда в знаменателе «минус», коэффициент усиления возрастает. При $\beta K = 1$ знаменатель, т.е. $F = 0$, а $K_{oc} \rightarrow \infty$. Такой режим работы усилителя будет неустойчив, усилитель переходит в режим автоколебаний (используется в автогенераторах), в обычных усилителях не используется.

Если $F = 1 + \beta K$, то K_{yc} уменьшается. Это единственный недостаток ООС.

Для операционных усилителей (ОУ) $K_{yc} = 10^5 \div 10^6$, следовательно, единицей в знаменателе можно пренебречь

$$K_{оос} = \frac{K}{\beta \cdot K} = \frac{1}{\beta}. \quad (10)$$

Отсюда следует, что при большой глубине ОС $F \rightarrow \infty$, K_{oc} практически не зависит от K_{yc} , а определяется только цепью ООС. Обычно, цепь ОС выполняется в виде 2-3 резисторов, следовательно, можно обеспечить точное значение коэффициента усиления в широком диапазоне частот, малочувствительного к изменению качественных показателей и характеристик самого усилителя без ОС.

Влияние ОС на АЧХ и связанные с ней линейные искажения.

На рисунке 7 изображена АЧХ усилителя с ПОС, ООС и без ООС.

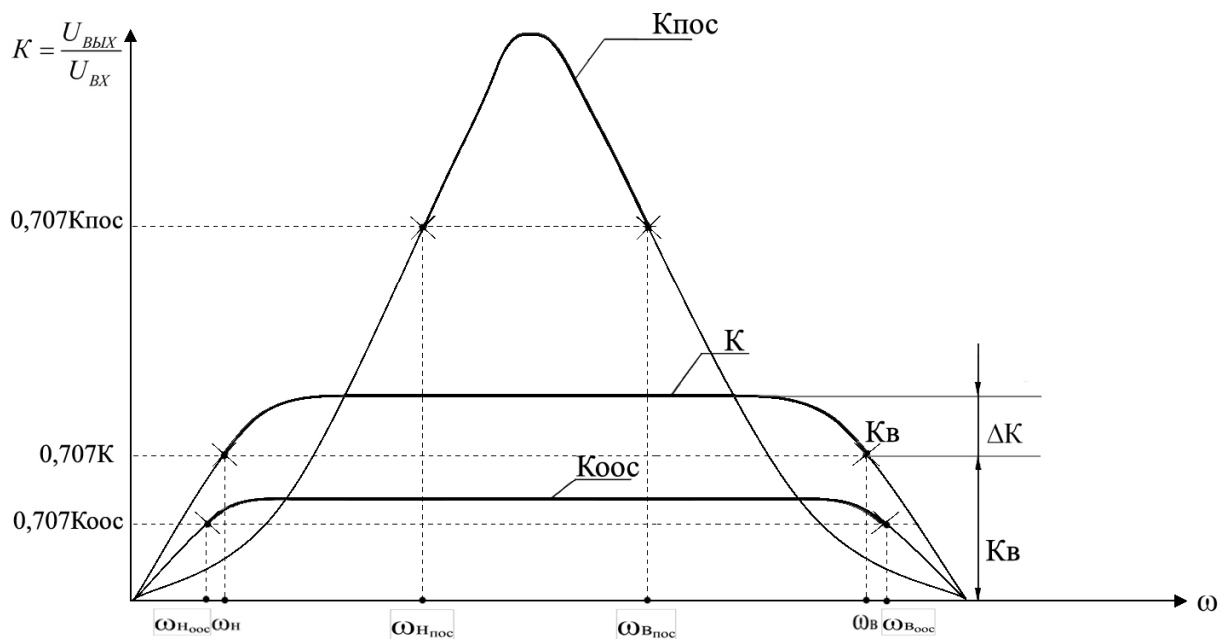


Рис.7. Влияние положительной и отрицательной обратных связей на АЧХ усилителя

Коэффициент частотных искажений M можно представить в виде:

$$M = \frac{K}{K_B} = \frac{K}{K - \Delta K} = \frac{1}{1 - \frac{K}{\Delta K}}, \quad (11)$$

Если $\frac{\Delta K}{K} \ll 1$ $M = 1 + \frac{\Delta K}{K}$,

где $\frac{\Delta K}{K} = q$ - неустойчивость коэффициента усиления.

Для определения коэффициента частотных искажений на высоких частотах используется следующая формула:

$$M_{оосв} = \frac{\frac{K}{1 + \beta K}}{\frac{K_v}{1 + \beta K_v}} = \frac{K}{K_v} \cdot \frac{1 + \beta K_v}{1 + \beta K} < 1, \quad (12)$$

т.к. $\beta K_v < \beta K$, следовательно $M > M_{оос}$.

При введении ООС значение коэффициента частотных искажений уменьшается, полоса пропускания увеличивается, следовательно, линейные искажения уменьшаются.

При введении ПОС полоса пропускания сужается, коэффициент усиления возрастает, частотные искажения увеличиваются, но усилитель начинает работать в режиме автоколебаний.

Влияние ОС на АХ и связанные с ней нелинейные искажения.

На рисунке 8 приведены амплитудные характеристики усилителя после введения положительной и отрицательной обратных связей и без введения обратной связи.

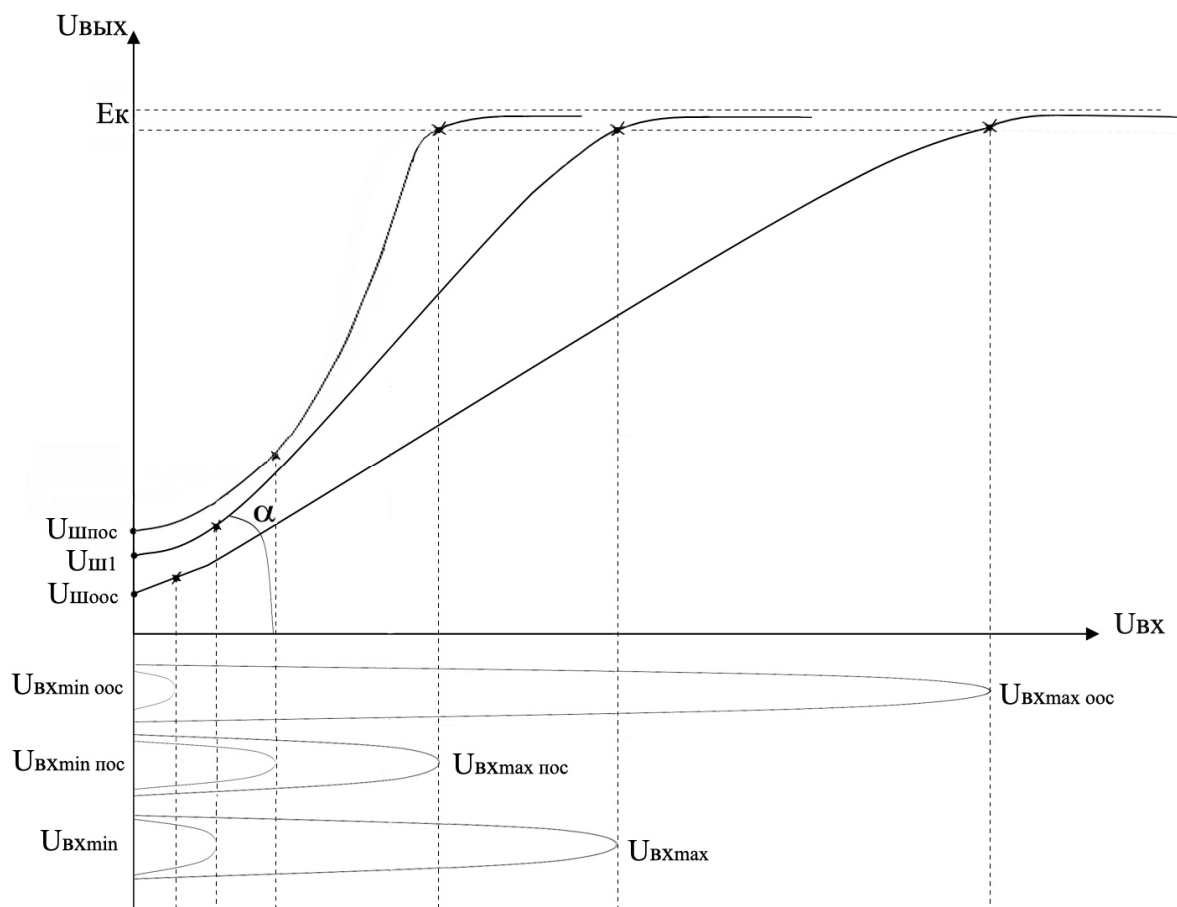


Рис.8. Влияние отрицательной и положительной обратных связей на АХ усилителя

При введении ОС:

1. при введении ООС уровень шумов уменьшается, при ПОС — увеличивается;
2. увеличивается динамический диапазон усиления как входных так и выходных сигналов при введении ООС, введение ПОС имеет обратное действие;
3. уменьшается $K_{УС}$ при ООС, т.к. угол наклона характеристики уменьшается, а $K = \operatorname{tg} \alpha$; увеличивается $K_{УС}$ при ПОС, т.к. угол наклона характеристики увеличивается;
4. общий уровень ограничения максимальной амплитуды не изменяется, т.к. он определяется характеристиками усилителя (значением источника напряжения E_K);
5. нелинейные искажения при введении ООС уменьшаются (т.к. увеличивается динамический диапазон), при ПОС увеличиваются (т.к. динамический диапазон уменьшается).

Влияние последовательной ОС на R_{BX} .

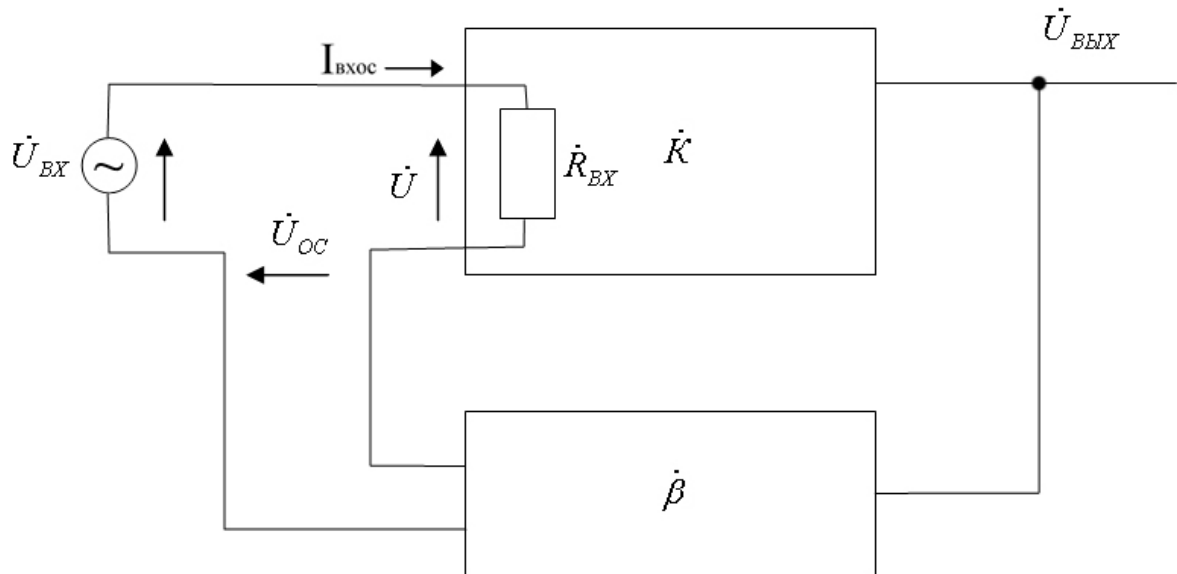


Рис.11 Блок-схема усилителя с последовательной ОС

Последовательная обратная связь влияет на входное сопротивление усилителя следующим образом:

$$R_{BXOC} = \frac{\dot{U}_{BX}}{\dot{I}_{BXOC}}, \quad (20)$$

$$\dot{U}_{BYX} = \dot{U}_{BX} \cdot \dot{K}_{OC} = \dot{U}_{BX} \cdot \frac{\dot{K}}{1 + \dot{\beta}\dot{K}}, \quad (21)$$

$$\dot{U}_{OC} = \dot{\beta}\dot{U}_{BYX} = \dot{U}_{BYX} \cdot \frac{\dot{\beta}\dot{K}}{1 \pm \dot{\beta}\dot{K}}, \quad (22)$$

$$\dot{U} = \dot{U}_{BX} \cdot \frac{1}{1 \pm \dot{\beta}\dot{K}}, \quad (23)$$

$$\dot{I}_{BXOC} = \frac{\dot{U}}{R_{BX}} = \frac{\dot{U}_{BX}}{R_{BX}} \cdot \frac{1}{1 \pm \dot{\beta}\dot{K}}, \quad (24)$$

подставив значение \dot{I}_{BXOC} в R_{BXOC} получим:

$$R_{BXOC} = R_{BX} (1 \pm \dot{\beta}\dot{K}). \quad (25)$$

Т.о. при введении ООС входное сопротивление возрастает в глубину раз, а при введении ПОС уменьшается и даже может принять отрицательное значение, что свидетельствует о неустойчивой работе усилителя.

Влияние параллельной ОС на $R_{вх}$

Уже знакомая, эквивалентная схема усилителя с параллельной ОС по напряжению представлена на рисунке 12.

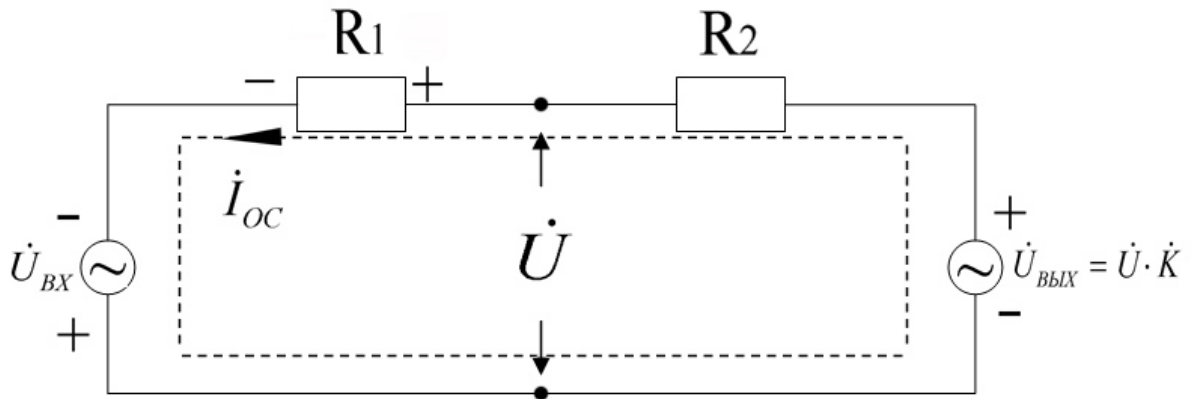


Рис. 12 Эквивалентная схема усилителя с параллельной ОС

Параллельная обратная связь влияет на входное сопротивление усилителя следующим образом:

$$R_{BXOC} = \frac{\dot{U}_{BX}}{\dot{I}_{OC}} \quad (26)$$

$$\dot{I}_{OC} = \frac{\dot{U}_{R_1}}{R_1} = \frac{\dot{U}_{BX} - \dot{U}}{R_1} = \frac{1}{R_1} \cdot (\dot{U}_{BX} - \dot{U}_{BX} \cdot \frac{1 - \dot{\beta}}{1 + \dot{\beta}\dot{K}}) = \frac{\dot{U}_{BX}}{R_1} \cdot \frac{\dot{\beta}(1 + \dot{K})}{1 + \dot{\beta}\dot{K}}. \quad (27)$$

Подставив значение \dot{I}_{OC} в исходное выражение $R_{BXOC} = \frac{\dot{U}_{BX}}{\dot{I}_{OC}}$ получим

$$R_{BXOC} = R_1 \cdot \frac{1 + \dot{\beta}\dot{K}}{\dot{\beta}(1 + \dot{K})}. \quad (28)$$

При достаточно большой глубине $F \gg 1$ входное сопротивление определяется следующим образом:

$$R_{BXOC} = R_1 \cdot \frac{\dot{\beta}\dot{K}}{\dot{\beta}\dot{K}}, \quad (29)$$

т.е. $R_{BXOC} = R_1$.

Влияние ОС по напряжению на $R_{ВЫХ}$

Для определения выходного сопротивления воспользуемся методом холостого хода и короткого замыкания.

Блок-схема усилителя с ОС по напряжению в режиме короткого замыкания представлена на рисунке 13.

$$R_{ВЫХОС} = \frac{U_{XXOC}}{I_{КЗОС}}$$

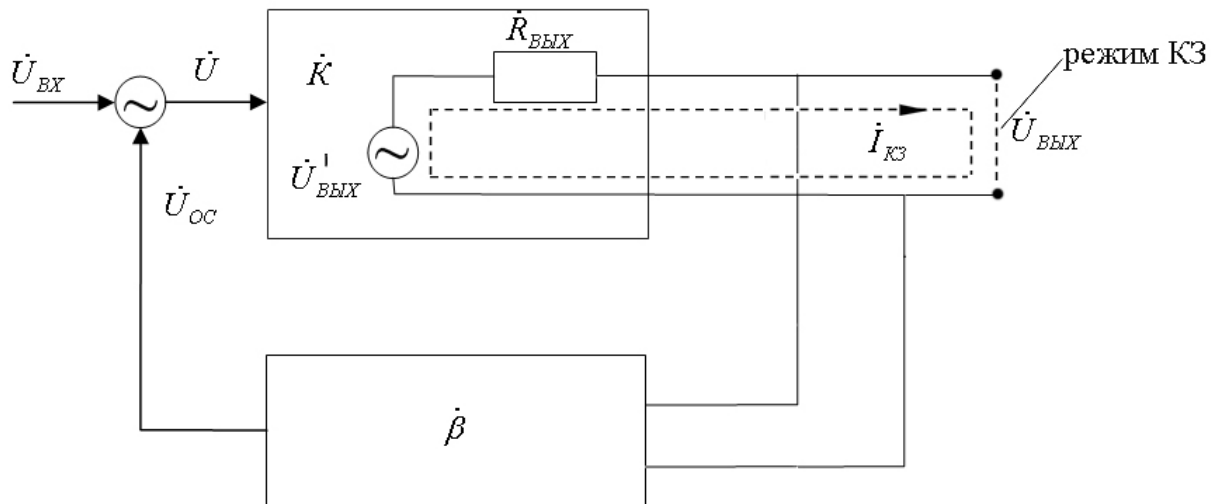


Рис. 13 Блок-схема усилителя с ОС по напряжению в режиме короткого замыкания

Т.к. введена ОС по напряжению, то при холостом ходе $R_H \rightarrow \infty$. Напряжение в этом случае определится:

$$\dot{U}_{XXOC} = \dot{U}_{BX} \cdot \frac{\dot{K}}{1 \pm \dot{\beta}\dot{K}}. \quad (30)$$

При коротком замыкании $\dot{U}_{BYX} = 0$, следовательно, и $\dot{U}_{OC} = 0$, т.е. ОС будет отсутствовать и $\dot{U}'_{BYX} = \dot{U}_{BX} \cdot \dot{K}$, а значение тока короткого замыкания будет зависеть от R_{BYX} :

$$\dot{I}_{K3OC} = \frac{\dot{U}'_{BYX}}{R_{BYXOC}} = \frac{\dot{U}_{BX} \cdot \dot{K}}{R_{BYX}}. \quad (32)$$

Подставляем в исходное значение:

$$R_{BYXOC} = \frac{\dot{U}_{XX}}{\dot{I}_{K3OC}} = \frac{\frac{\dot{U}_{BX} \cdot \dot{K}}{1 \pm \dot{\beta}\dot{K}}}{\frac{\dot{U}_{BX} \cdot \dot{K}}{R_{BYX}}} = \frac{R_{BYX}}{1 \pm \dot{\beta}\dot{K}}. \quad (33)$$

Т.о. при введении ООС по напряжению R_{BYX} усилителя уменьшается в глубину раз, т.е. по выходу усилитель начинает приближаться к идеальному генератору напряжения, что приводит к уменьшению влияния значения сопротивления нагрузки на уровень выходного напряжения.

При введении ПОС (в знаменателе «минус») R_{BYX} возрастает и даже может стать отрицательным, что свидетельствует о неустойчивой работе усилителя.

Влияние ОС по току на выходное сопротивление

Для определения выходного сопротивления воспользуемся методом холостого хода и короткого замыкания.

Блок-схема усилителя с ОС по току в режиме холостого хода представлена на рисунке 14.

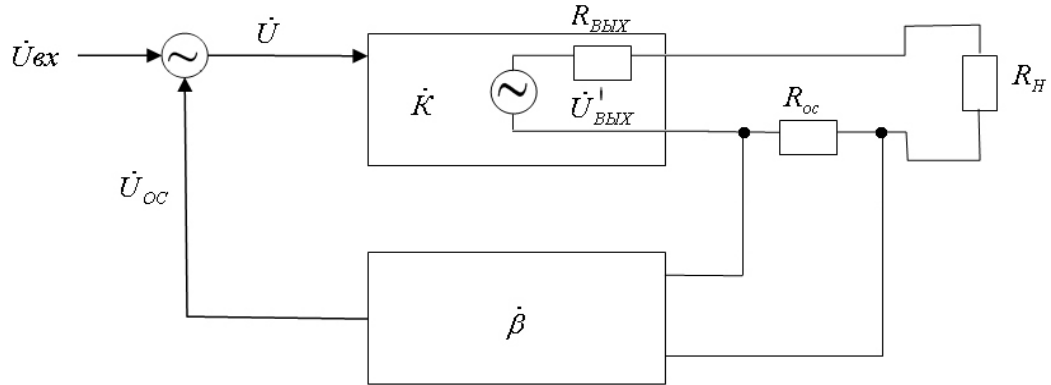


Рис. 14 Блок-схема усилителя с ОС по току в режиме холостого хода

Т.к. введена ОС потока, то при холостом ходе $R_H \rightarrow \infty$. Напряжение в этом случае определится:

$$R_{\text{ВЫХОС}} = \frac{U_{\text{ХХОС}}}{I_{\text{КЗОС}}} \quad (34)$$

Т.к. введена ОС по току, то при холостом ходе ($K_{\text{УС}} \rightarrow \infty$) ОС будет отсутствовать и $U_{\text{ХХ}}$ будет определяться следующим образом:

$$U_{\text{ХХОС}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} \cdot \dot{K} \quad (35)$$

При коротком замыкании $U_{\text{ВЫХ}}=0$, но в выходной цепи начнет протекать ток и за счет падения напряжения на резисторе $R_{\text{ос}}$ включится ОС. Тогда напряжение определится следующим образом:

$$U'_{\text{ВЫХ}} = (\dot{U}_{\text{ВХ}} \pm U_{\text{ос}}) \cdot \dot{K} = (\dot{U}_{\text{ВХ}} \pm \beta U_{\text{ВЫХ}}) \cdot \dot{K} \quad (36)$$

Т.о. -это напряжение генератора, обеспечивающего выходной сигнал усилителя с учетом наличия ОС. Преобразовав выражение, получим:

$$U'_{\text{ВЫХ}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВХ}} \cdot \dot{K}}{1 \pm \beta \dot{K}} \quad (37)$$

$$\dot{I}_{\text{КЗОС}} = \frac{U'_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ос}}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВХ}} \cdot \dot{K}}{(1 \pm \beta \dot{K})(R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ос}})} \quad (38)$$

$$R_{\text{ВЫХОС}} = \frac{U_{\text{ХХОС}}}{I_{\text{КЗОС}}} = \frac{(1 \pm \beta \dot{K})(R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ос}}) \cdot \dot{U}_{\text{ВХ}} \cdot \dot{K}}{\dot{U}_{\text{ВХ}} \cdot \dot{K}} \quad (39)$$

$$R_{\text{ВЫХОС}} = (R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ос}})(1 \pm \beta \dot{K}) \quad (40)$$

Таким образом, при введении ОС по току происходит увеличение $R_{\text{ВЫХ}}$ в глубину раз, усилитель начинает вести себя как генератор тока, т.е. обеспечивает постоянное значение тока в нагрузке, независимо от значения $R_{\text{н}}$.

Конкретные схемы усилителей с ОС

На рисунке 15 изображен усилительный каскад, охваченный последовательной отрицательной ОС по постоянному току.

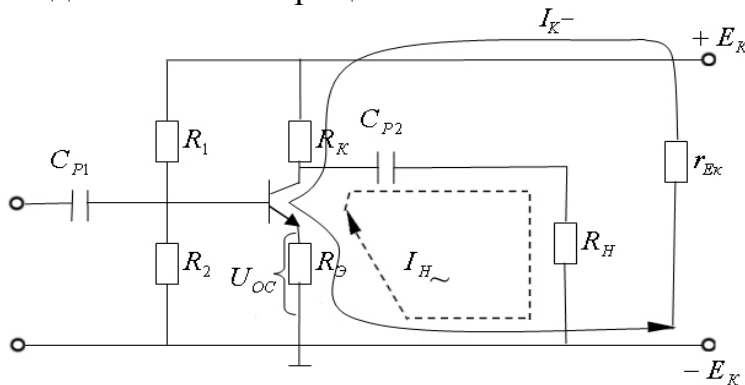


Рис. 15. Усилительный каскад с последовательной ООС по постоянному и переменному току, где I_H – переменный ток, I_K – постоянный ток.

Элементом, на котором выделяется U_{OC} является резистор $R_Э$. Для введения такого вида ОС конденсатор в цепи эмиттера не ставится. При этом, переменная составляющая тока нагрузки, которая на рисунке 11 показана пунктиром, протекает через $R_Э$, на этом резисторе будет выделяться напряжение, пропорциональное току нагрузки, т.е. выходному току.

Введенная отрицательная ОС изменит параметры усилителя – уменьшит коэффициент усиления, увеличит входное сопротивление, уменьшит частотные и нелинейные искажения, а также уменьшит шумы и нестабильность работы усилителя.

За счет резистора $R_Э$ в данном усилителе всегда будет присутствовать отрицательная обратная связь по постоянному току, которая обеспечит стабилизацию положения рабочей точки.

На рисунке 16 приведена схема УК, охваченного параллельной ООС по переменному напряжению.

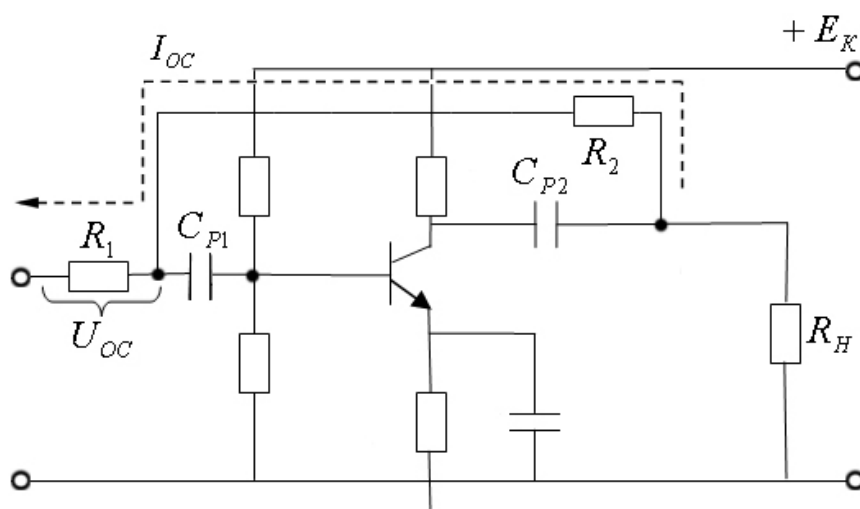


Рис.16. Усилительный каскад с параллельной ООС по напряжению

Сигнал, появляющийся на выходе усилителя, создает ток в цепи обратной связи, образованной резисторами R_1 и R_2 . Резистор R_1 является элементом, на котором выделяется напряжение обратной связи. Ток в цепи обратной связи протекает по следующей цепи: коллектор транзистора – разделительная емкость – резистор R_2 – резистор R_1 – источник входного сигнала – общий провод (\perp). За счет тока цепи ОС на резисторе R_1 выделяется напряжение обратной связи, которое пропорционально выходному напряжению, поэтому обратная связь введена по напряжению. Фазовый сдвиг усилителя в области средних частот равен 180° , поэтому напряжение, выделяющееся на резисторе R_1 будет в противофазе с входным, следовательно, ОС будет отрицательной.

Автогенераторы

К автогенераторам относятся устройства, которые преобразуют энергию источника постоянного тока в переменный ток или напряжение определенной частоты и формы.

В большинстве случаев для автогенераторов не требуется внешнего возбуждающего воздействия, а формирование переменного напряжения или тока проходит за счет внутренних процессов.

Если на выходе генератора формируется напряжение или ток по форме близкой к синусоидальной, то они относятся к автогенераторам гармонических колебаний. Если форма выходного напряжения близка к прямоугольной, пилообразной и т.п., то такие устройства относятся к генераторам релаксационных или разрывных колебаний.

На рисунке 1 приведена блок-схема автогенератора, где он представлен в виде замкнутой системы с положительной обратной связью.

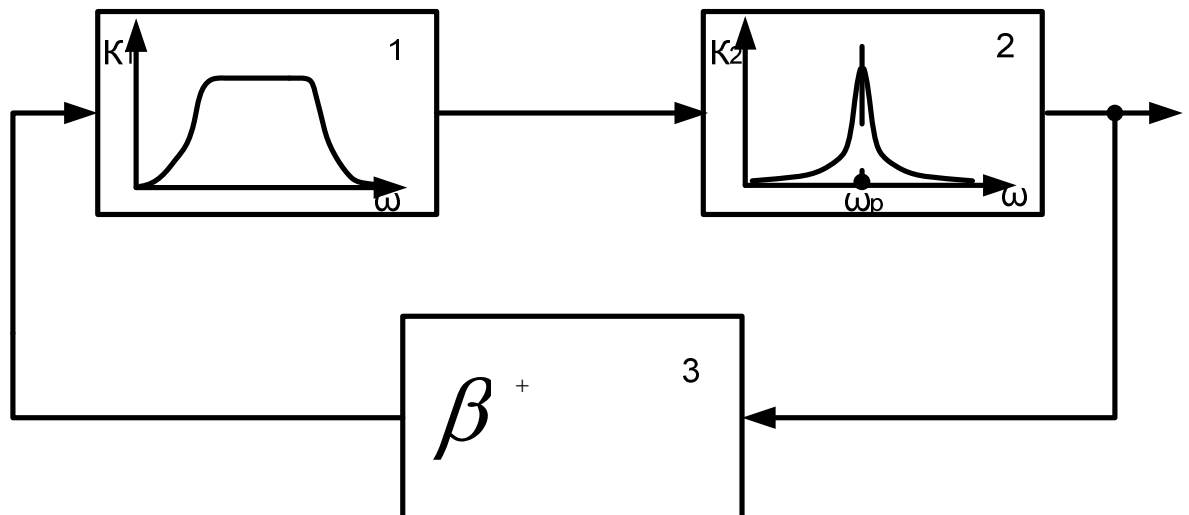


Рис.1 Блок-схема автогенератора

Блок-Схема состоит из следующих блоков:

1 блок – усилитель, восполняющий потери энергии в избирательной цепи и цепи обратной связи;

2 блок – избирательная цепь (в RC-автогенераторах фазирующая или частотозадающая), эта цепь определяет частоту, на которой будет работать автогенератор;

3 блок – цепь положительной обратной связи, которая принципиально необходима в автогенераторах.

Иногда в автогенераторах используют и цепь отрицательной обратной связи с целью улучшения характеристик и параметров автогенератора.

В реальных автогенераторах могут объединяться блоки 1 и 2, в этом случае будет реализован избирательный усилитель, с цепью положительной обратной связи (например, автогенератор LC). Также могут объединяться

блоки 2 и 3, в случае если введена частотозависимая избирательная цепь положительной обратной связи, которой охвачен усилитель (например, в автогенераторах RS).

Для возникновения и существования колебаний в замкнутой системе необходимо выполнение двух условий самовозбуждения:

1. Баланс амплитуд: $K_0 \beta^+ \geq 1$;
2. Баланс фаз: $\sum \varphi_i = 2\pi n$, где $n = 0, 1, 2, \dots$

При этом баланс амплитуд требует, чтобы общий коэффициент передачи по замкнутой петле обратной связи был больше единицы для возникновения и нарастания амплитуды колебаний и равен единице для установившегося режима.

Условие баланса фаз требует, чтобы суммарный фазовый сдвиг по замкнутой петле обратной связи был равен нулю градусов или был кратным 2π , и т.о. система охвачена положительной обратной связью.

Избирательные и фазирующие цепи.

Избирательные цепи LC

В качестве избирательных LC-цепей используют последовательные и параллельные LC-контуры. Последовательные LC - контуры приведены на рисунке 2, параллельные LC – контуры на рисунке 3.

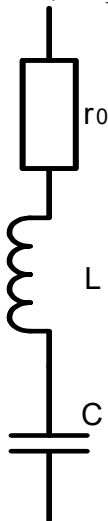


Рис. 2 Последовательная LC-цепь

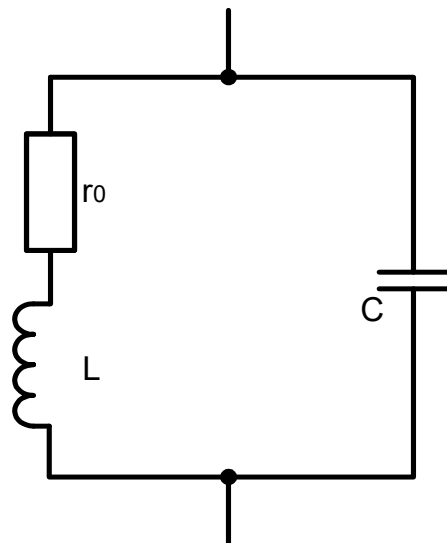


Рисунок 3. Параллельная LC-цепь

У последовательного колебательного контура наблюдается резонанс напряжений, на частоте резонанса его сопротивление минимальное. У параллельного контура резонанс токов, что обеспечивает максимальное возможное значение его общего сопротивления на частоте резонанса.

Т.к. параллельные колебательные контуры получили наиболее широкое распространение, поэтому будем рассматривать только эти контуры.

На рисунке 4 приведена зависимость сопротивления \dot{Z}_k параллельного контура от частоты, а также ФЧХ этого контура

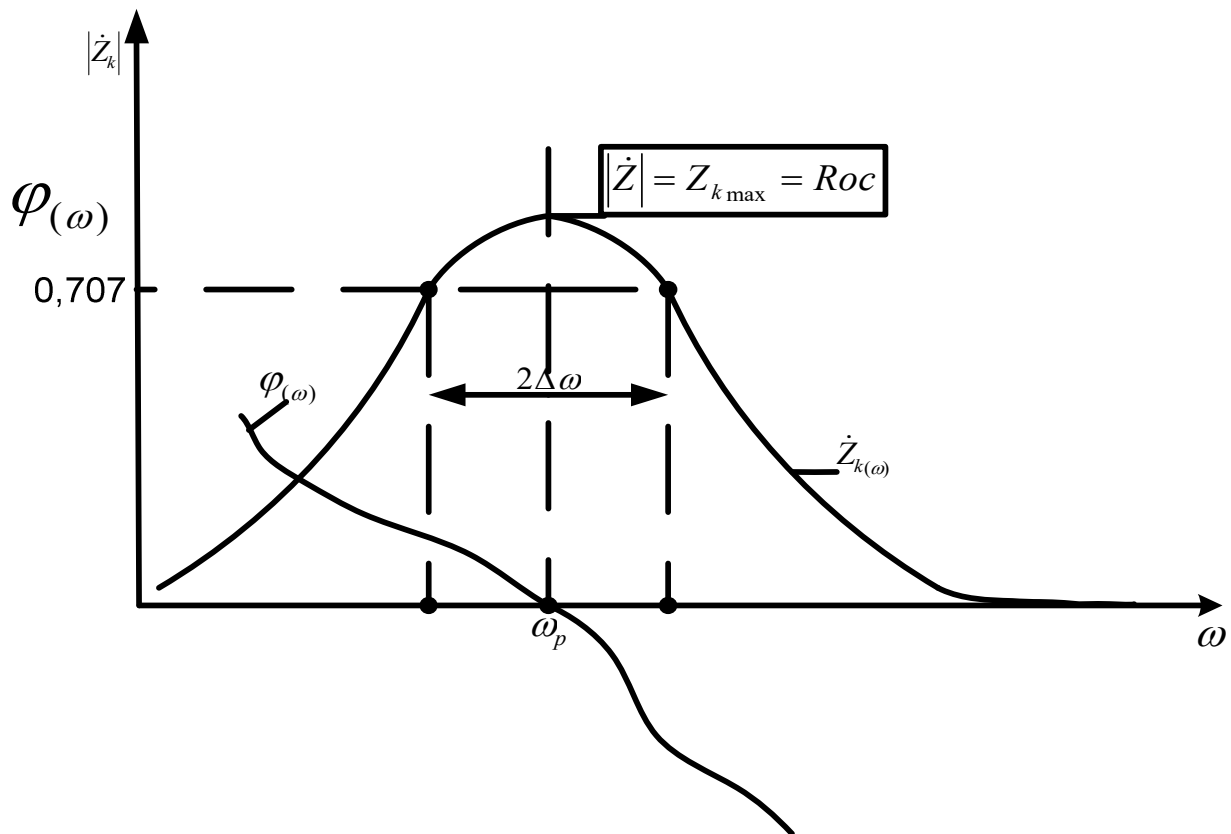


Рис. 4 АЧХ и ФЧХ параллельного избирательного контура

На частоте резонанса сопротивление контура носит активный характер (R), при $\omega < \omega_p$ характер сопротивления меняется на индуктивный (L), на высоких частотах ($\omega > \omega_p$) он начинает принимать емкостной характер (C).

Для параллельного (и последовательного) LC – контура частота резонанса определяется следующим образом:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}; f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

Размерность определяется в виде $[\Gamma u] = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$.

На значения резонансной частоты оказывают влияния потери, имеющиеся в контуре, а частности активное сопротивление катушки r_0 . После полного анализа резонансная частота в контуре определяется в виде: $\omega_p = \sqrt{\frac{1}{LC} - a^2}$, где $a = \frac{r_0}{2L}$ является коэффициентом затухания контура, определяющим скорость затухания амплитуды свободных колебаний, при воздействии на контур единичного скачка тока.

Максимальное значение сопротивления контура на резонансной частоте определяется в виде:

$$|\dot{Z}|_{\max(\omega=\omega_p)} = R_{\text{сз}} = \frac{\mathcal{P}^2}{r_0} \quad (2)$$

Где $\mathcal{P}^2 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ – волновое сопротивление контура.

Одним из важных качественных показателей контура является его добротность, который определяется элементами контура:

$$Q = \frac{\mathcal{P}}{r_0} \quad (3)$$

Учитывая выражение добротности, можно получить еще дополнительную формулу, для определения сопротивления резонансного контура на резонансной частоте:

$$R_{\text{сз}} = Q * \mathcal{P} \quad (4)$$

Реальное значения Q достигает порядка 100÷200. Для повышения добротности контура, необходимо увеличивать значение индуктивности контура и уменьшать значения емкости конденсатора и сопротивление потерь r_0 .

Избирательные фазирующие цепи RC. Цепь Вина.

Наиболее распространенной избирательной RC – цепью является цепь Вина. Схема цепи Вина приведена на рисунке 5

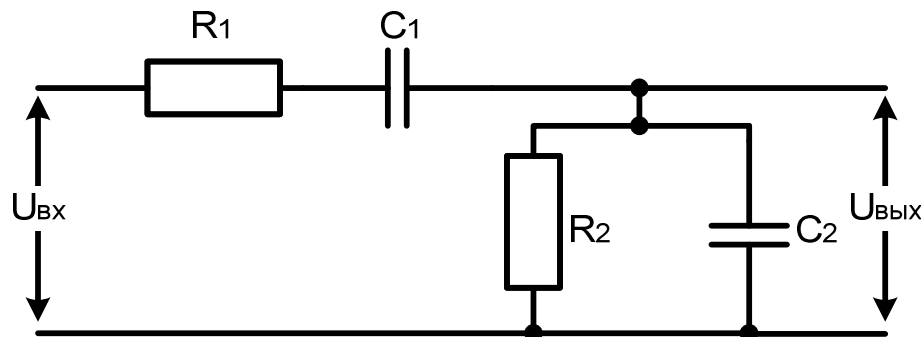


Рис. 5 Принципиальная электрическая схема цепи Вина

Обычно элементы выбираются попарно-равными, что позволяет легко перестраивать частоту настройки.

Частота квазирезонанса для данной схемы определяется:

$$\omega_p = \frac{1}{RC}; f_p = \frac{1}{2\pi * RC} \quad (5)$$

Коэффициент передачи цепи определяется в виде:

$$K_n = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} \quad (6)$$

$$\text{Где } \dot{Z}_1 = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{1+j\omega RC}{j\omega C}; \quad \dot{Z}_2 = R \parallel \frac{1}{j\omega C} = \frac{R}{1+j\omega RC};$$

подставив значения \dot{Z}_1 и \dot{Z}_2 в исходное выражение получим:

$$\dot{K}_n(\omega) = \frac{j\omega R C}{1 - (\omega R C)^2 + j3\omega R C} \quad (7)$$

Коэффициент передачи будет иметь максимальное значение, когда действительная часть выражения в знаменателе обращается в нуль, т.е. выполняется условие $1 - (\omega R C)^2 = 0$.

При этом коэффициент передачи будет носить действительный характер $K_{n(\omega=\omega_p)} = \frac{1}{3}$

Фазовый сдвиг на частоте резонанса равен 0° , т.к. в последнем выражении мнимая часть отсутствует.

На рисунке 6 приведена АЧХ и ФЧХ для цепи Вина

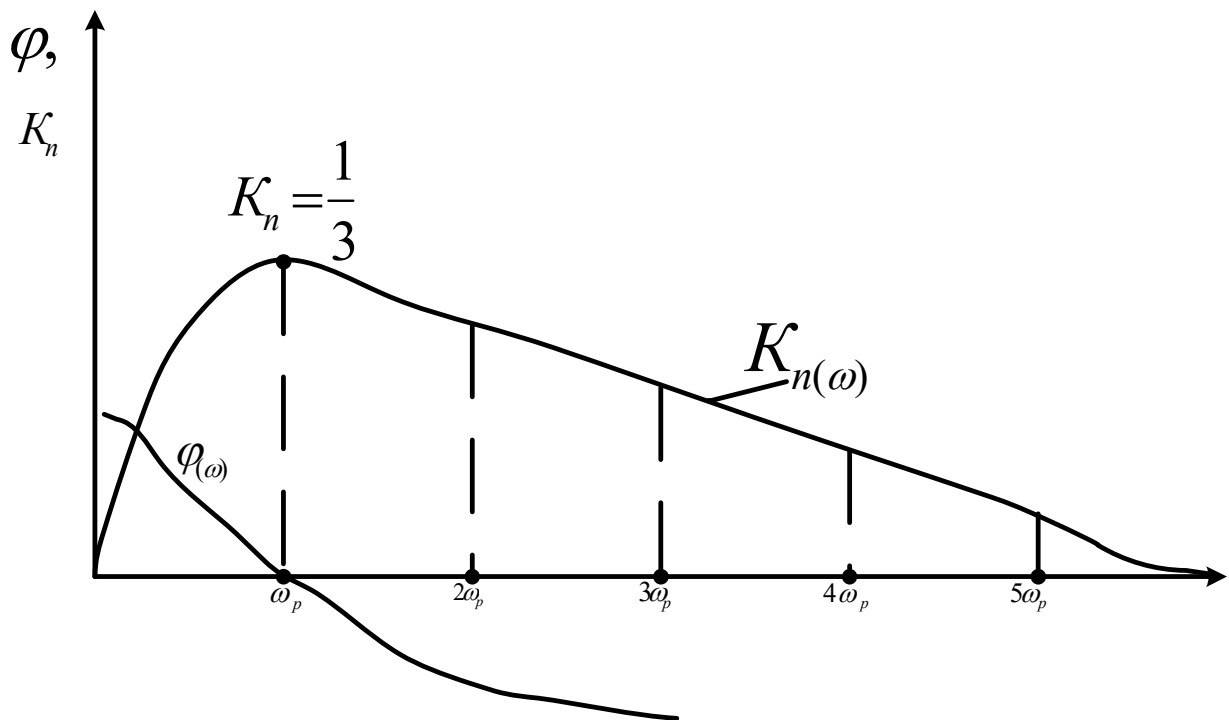


Рис. 6 АЧХ и ФЧХ цепи Вина

Цепи Вина применяются в автогенераторах, но из-за низкой добротности пропускает достаточно хорошо высшие гармоники. Для обеспечения малого значения коэффициента нелинейных искажений в реальных автогенераторах на основе цепи Вина приходится вводить отрицательную нелинейную обратную связь.

Трехзвенные RC (и CR) цепи

В RC – автогенераторах в качестве частотно-избирательных цепей используются цепи обратной связи, состоящие из конденсаторов и резисторов. Как правило, в качестве трехфазных RC-цепей используются трехфазные фильтры высоких частот (ФВЧ), схема приведена на рисунке 7б или трехфазные фильтры низких частот (ФНЧ), схема приведена на рисунке 7а.

Максимальный фазовый сдвиг, вносимый одним звеном ФВЧ на частоте близкой к 0 стремится к 90° , для получения сдвига в 180° . RC цепь должна иметь не менее трех последовательно включенных звеньев, при этом еще сохраняется приемлемый коэффициент передачи самого ФВЧ.

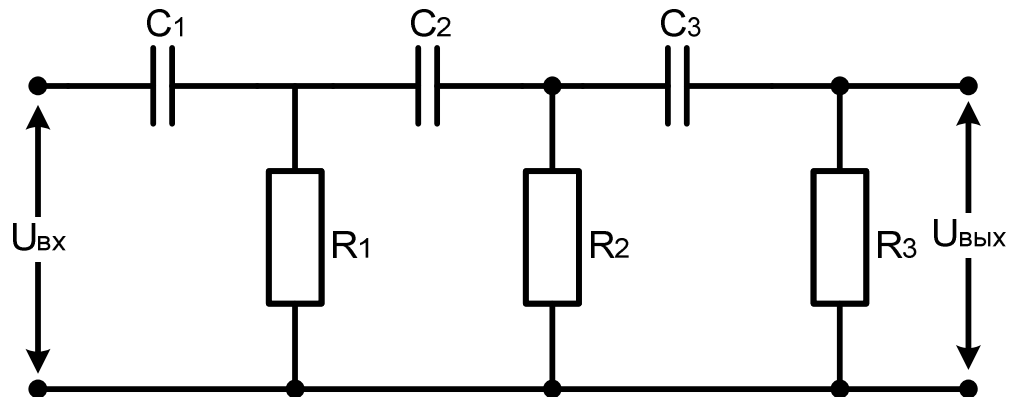


Рис. 7а ФНЧ

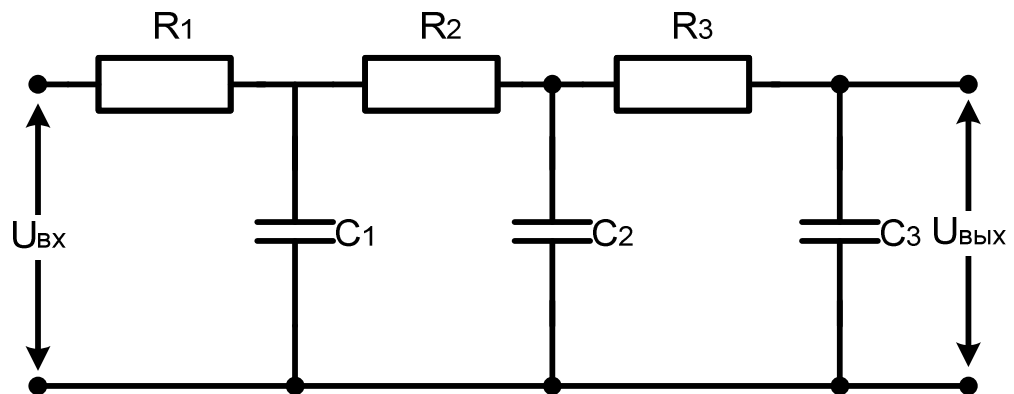


Рис. 7б ФВЧ

Обычно в RC генераторах $R_1=R_2=R_3$ и $C_1=C_2=C_3$. При этом для трехфазного фильтра ФВЧ частота может быть определена как:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{6}} \quad (8)$$

Для трехфазного ФНЧ:

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} \quad (9)$$

Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристика трехфазного ФВЧ приведена на рисунке 8, а трехфазного ФНЧ на рисунке 9.

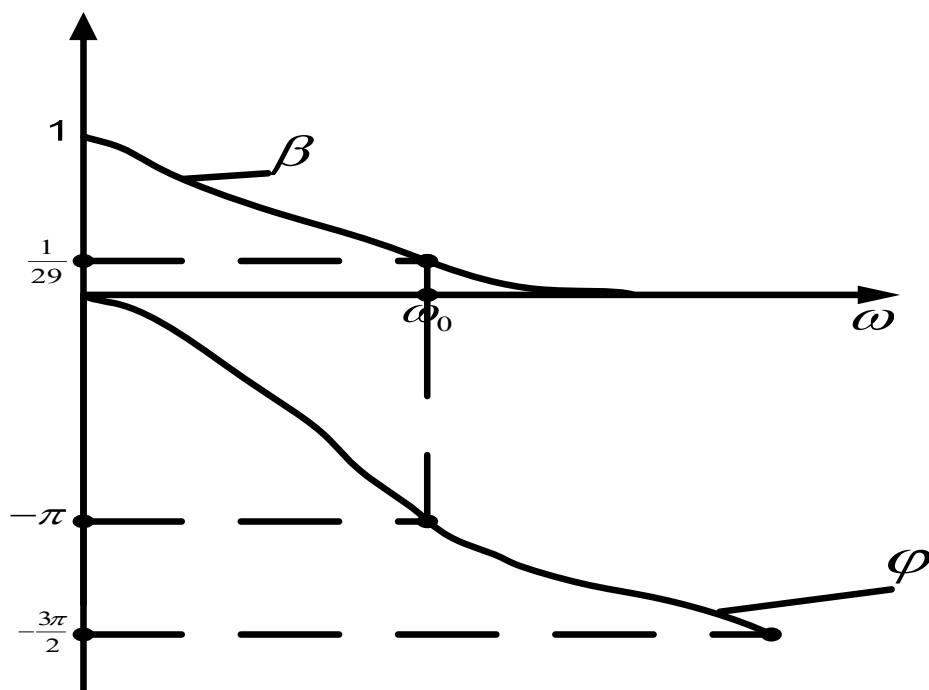


Рис. 8 АЧХ и ФЧХ для ФВЧ

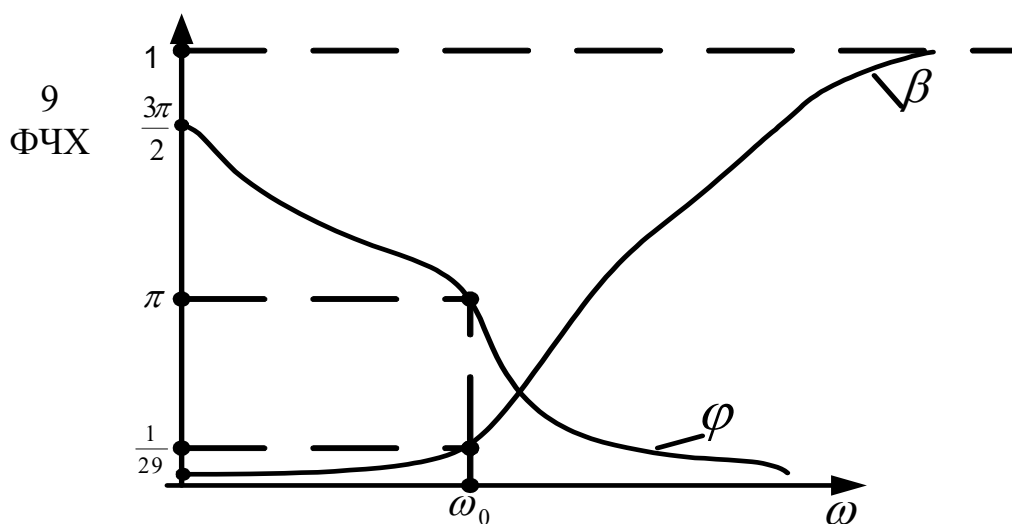


Рис. 9
АЧХ и
ФЧХ
для ФНЧ

Снижение затухания в цепях ПОС и улучшение других параметров генератора можно достичь за счет использования так называемых прогрессивных цепочек. В таких цепочках используют резисторы, номиналы которых для каждого последующего звена берутся в n раз больше, чем в предыдущем звене, и конденсаторы, номиналы которых, наоборот уменьшаются для каждого последующего звена в n раз.

ФНЧ для получения заданной f_0 требуется применить R и C больших номиналов (по сравнению с ФВЧ) со всеми вытекающими последствиями.

Автогенераторы LC-типа

Рассмотрим процессы возникновения, нарастания и стабилизации колебаний у автогенератора LC-типа, схема, которой приведена на рисунке 10.

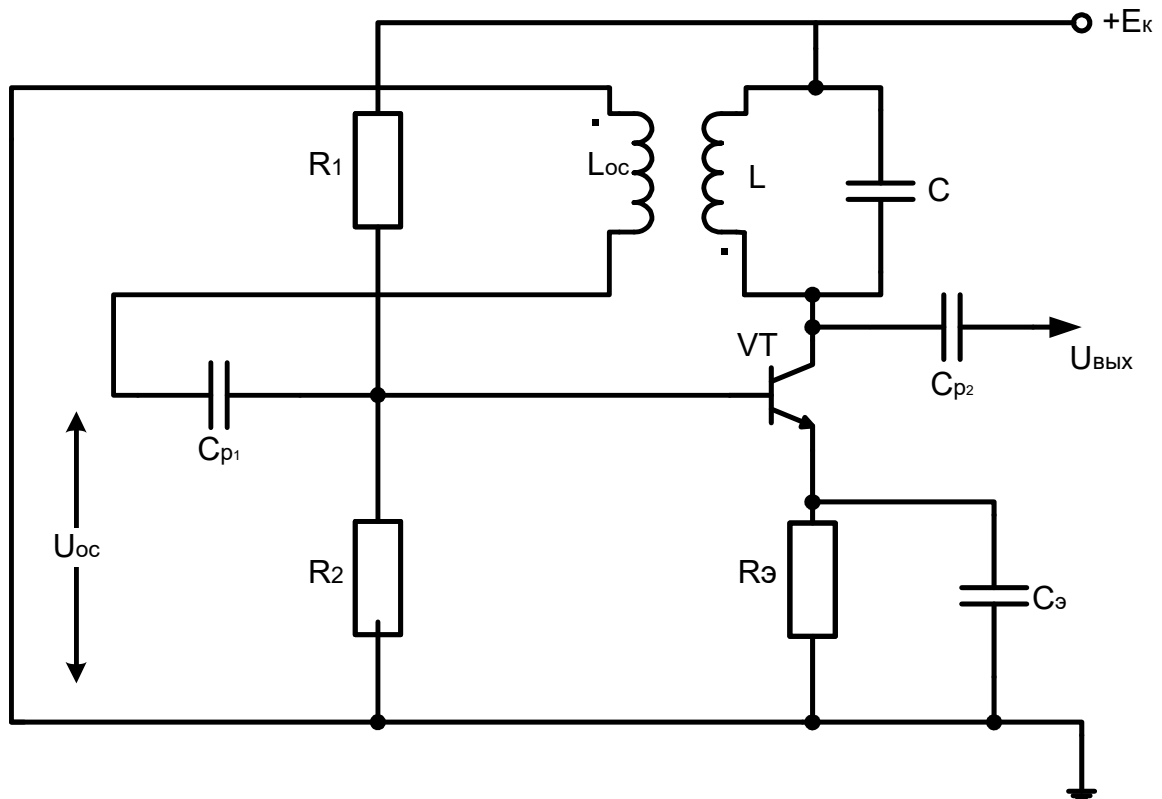


Рис. 10 Принципиальная электрическая схема автогенератора LC-типа.

Основной автогенератора является избирательный (резонансный) усилитель, в котором с помощью трансформатора (L-L_{oc}) создана ПОС, напряжение с которой поступает на вход усилителя.

Условия баланса фаз и амплитуд здесь обеспечиваются для резонансной частоты f_0 . При подключении источника питания E_k в цепях усилителя начинает течь ток и действовать напряжение. В результате в LC-контуре возникают синусоидальные колебания с частотой f_0 , которые поддерживаются с помощью ПОС в устройстве. Частота генерации и резонансная частота определяются резонансной частотой контура:

$$f_0 = f_{рез} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (10)$$

Если частота колебаний отклонится от значения f_0 , то сопротивление контура перестанет быть активным и приобретет реактивный (индуктивный и емкостной) характер, что вносит дополнительный фазовый сдвиг, и условие баланса фаз перестает выполняться. Кроме того, отклонение частоты резонансной приводит к снижению Кус, и условие баланса амплитуд тоже может быть нарушено.

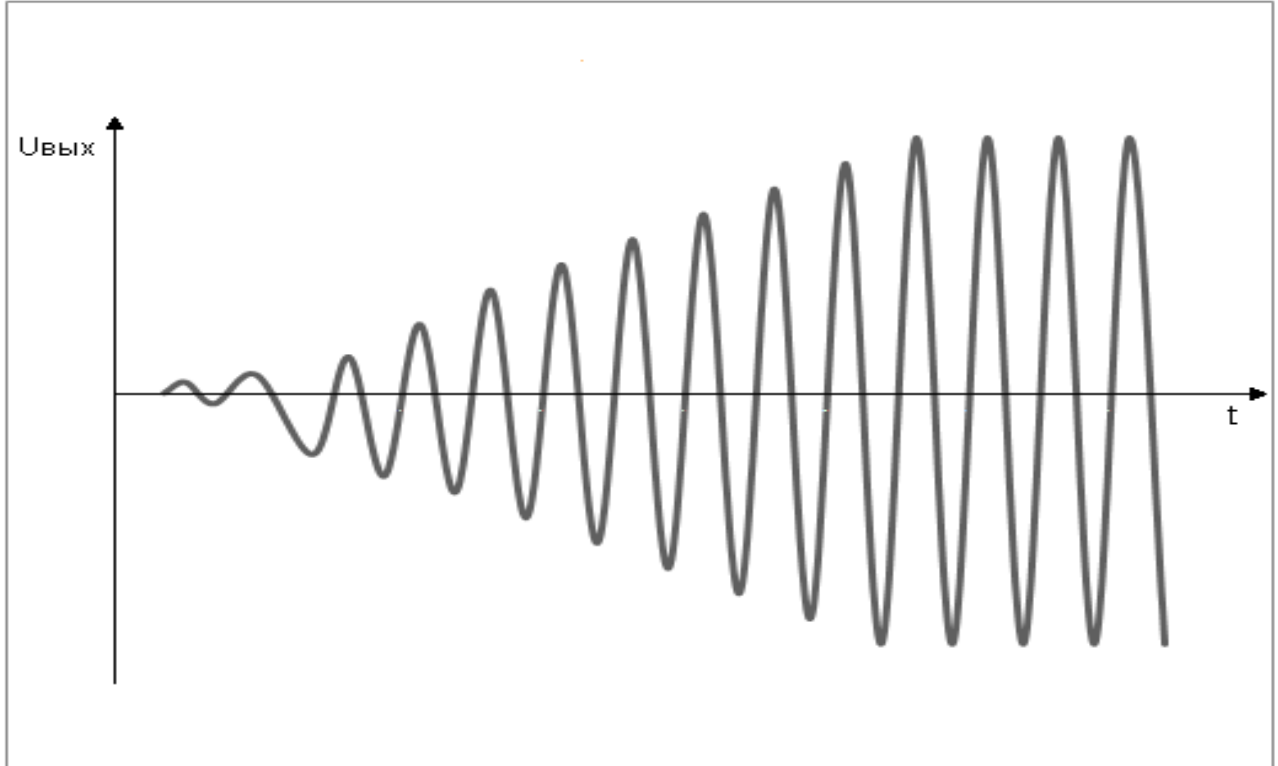
Т.о., генерация автоколебаний в рассматриваемом устройстве осуществляется на частоте f_0 (или близкой к ней)

Усилительный каскад с ОЭ инвертирует сигнал (т.е. $U_{вх}$ и $U_{вых}$ по отношению друг к другу повернуты на 180°), поэтому для выполнения условий баланса фаз трансформаторная ОС должна осуществлять поворот фазы сигнала на 180° . Если обмотки трансформатора имеют одно направление намотки, то необходимо вторичную обмотку ($L_{ос}$) включить встречно по отношению к первичной (см. рис 10). Точки около выводов обмоток указывают на синфазность напряжения на них. Обычно первичная обмотка, является индуктивностью контура, состоит из большого числа витков, чем вторичная для обеспечения равенства амплитуд $U_{ос}$ и $U_{вх}$.

Следует отметить, что при включении источника питания в цепь коллектора через контур начнет протекать ток. Несмотря на то, что питание осуществляется от источника постоянного напряжения, реальный ток, проходящий через контур, не остается постоянным, у него имеется переменная составляющая, амплитуда которой может иметь малое значение, но она присутствует. Это явление обусловлено шумовыми свойствами транзистора, а также флуктуационными изменениями значений резисторов, конденсаторов, индуктивностей, использованных в схеме.

Как показали теоретические и экспериментальные исследования, спектр этой составляющей очень широкий, в нем присутствуют практически все частоты от 0 до ∞ , в том числе и та частота, на которую настроен контур. При достаточно высокой добротности ($Q = 50 \div 100$) контур широкого спектра частоты выделяет сигнал с частотой, равной его резонансной, что и соответствует первому этапу, а именно этапу возникновения колебаний.

Переменное напряжение, появившегося на контуре, трансформируется в обмотку ОС и поступает на вход усилителя, усиливается последним, а также выделяется на контуре. Т.к. суммарный фазовый сдвиг по замкнутой петле ПОС равен 0° , то усиленный сигнал в контуре окажется в фазе с первоначальным сигналом, они суммируются и общая амплитуда возрастет. Возросшая амплитуда колебаний снова трансформируется в $L_{ос}$, поступает на вход усилителя, усиливается, выделяется на контуре и опять суммируется с тем сигналом, который там имеется, что приводит к дальнейшему увеличению амплитуды колебаний и т.д. Т.е. система сама начинает себя «раскачивать», причем с той частотой, на которую настроен контур, т.к. только на этой частоте максимальный коэффициент усиления и наиболее благоприятное условие для суммирования. Т.о. в системе наблюдается второй этап, этап нарастания амплитуды колебаний, как это показано на рисунке 11, и участок обозначен цифрой 1.



Амплитуда колебаний переменного напряжения нарастает, но не до бесконечности, а до того момента, когда система переходит в установившийся режим, см. рис. 11.

Рис. 11 Процесс нарастания амплитуды колебаний.

По мере роста амплитуды захватывается все более широкая область раствора характеристики транзистора. А так как размах амплитуды переменного напряжения определяется источником питания, то в конечном итоге транзистор заходит в режим ограничения, где его усилительные свойства резко падают и дальнейший рост амплитуды прекращается. Т.е. система переходит в установившийся режим, где амплитуда колебаний становится постоянной.

Работа транзистора в нелинейной области, т.е. в режиме ограничения может привести к искажению формы выходного сигнала, обусловленному наличием высших гармоник. Но применение высокочастотного контура позволяет отфильтровать высшие гармоники, поэтому выходной сигнал имеет практически синусоидальную форму.

Автогенератор RC-типа

В RC-генераторах в качестве частотоизбирательных (фазирующих) цепей, используются цепи обратной связи, состоящие из конденсаторов и резисторов. В генераторах могут использоваться усилительные каскады, инвертирующие и не инвертирующие сигналы. В первом случае RC-цепь обратной связи должна обеспечивать дополнительный фазовый сдвиг на 180° , а во втором – ее фазовый сдвиг должен быть равен нулю.

Все процессы, связанные с возникновением, нарастанием и установлением амплитуды колебаний в RC – генераторах принципиально не отличаются от процессов, рассмотренных выше в автогенераторах LC – типа. Рассмотрим только некоторые особенности, присущие автогенераторам RC

типа, на примере автогенератора с мостом Вина, принципиальная схема которого, приведена на рисунке 12.

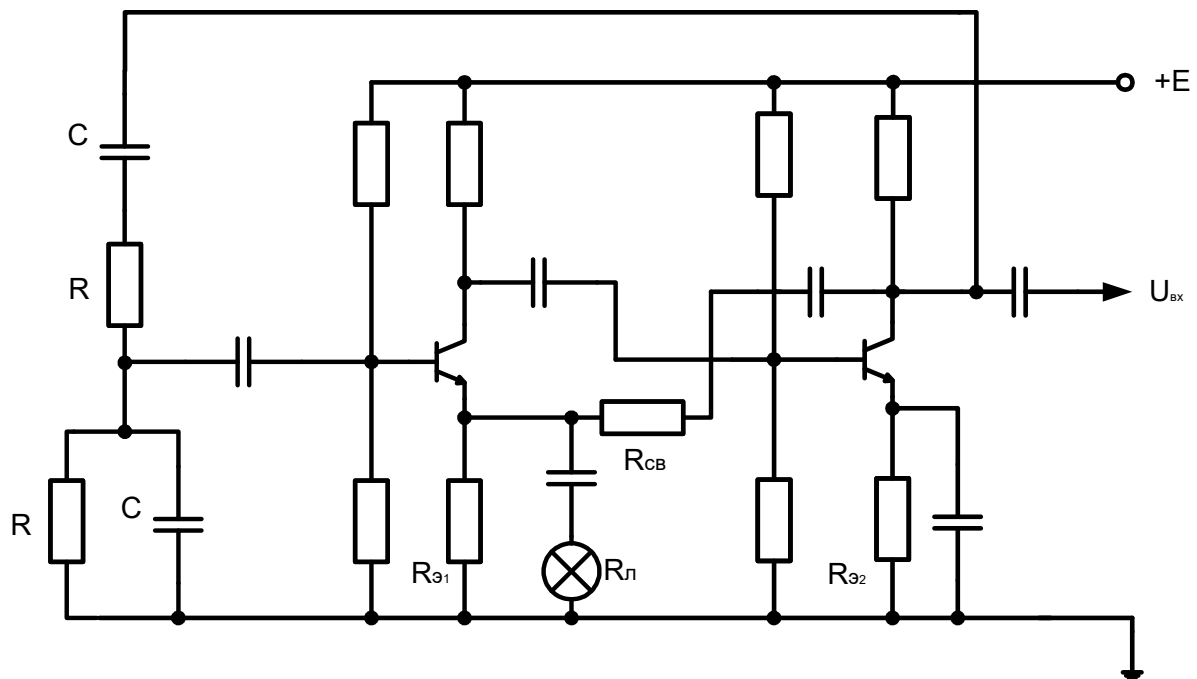


Рис. 12 Принципиальная электрическая схема автогенератора с мостом Вина.

Анализ цепи Вина приведен выше, поэтому известно, что частота квазирезонанса определяется по формуле:

$$\omega_{рез} = \frac{1}{RC} \quad (11)$$

Она же определяет и частоту, которую будет генерировать автогенератор. Коэффициент передачи на частоте квазирезонанса $Kп(\omega=\omega_p) = \frac{1}{3}$, фазовый сдвиг $\varphi_{рез} = 0^\circ$, поэтому необходимо использовать двухкаскадный усилитель на транзисторах VT1 и VT2, который обеспечивает фазовый сдвиг на 360° .

Т.к. Коэффициент передачи цепи Вина на частоте квазирезонанса равен $\frac{1}{3}$, то коэффициент усиления усилителя для выполнения условия баланса амплитуд должен быть равен и больше 3. Но двухкаскадный усилитель обеспечивает значительно больший коэффициент усиления, и для его снижения усилитель дополнительно охватывают общей обратной связью (ООС) по напряжению (цепь Rсв, RЭ1, RЛ) на рисунке 12. Причем ООС выполнения с использованием нелинейных инерционных элементов, в качестве которых применяют термистор или лампочку накаливания. В настоящее время для этой цепи используют другую более сложную элементную базу, но суть от этого не меняется. У применяемых элементов сопротивление зависит от значения протекающего тока. У термистора с увеличением тока сопротивление уменьшается, а у лампочки накаливания с ростом тока сопротивление возрастает.

Эти элементы являются инерционными. Если тепловая постоянная времени инерционного элемента больше периода колебаний переменного

тока, который через них протекает, то они для мгновенных значений тока ведут себя как линейные элементы, а значения их сопротивлений изменяются только в зависимости от действующего значения протекающего тока. Рассмотрим, с какой целью применяется эти элементы.

Цепь Вина имеет очень слабые избирательные свойства, и если допустить, что транзисторы в усилителе заходят в режим ограничения, то появляющиеся в результате этого высшие гармонические составляющие пройдут на выход автогенератора и форма выходного напряжения будет искаженной, т.е. появятся большие нелинейные искажения, применение нелинейных элементов позволяет избежать этого явления. Предположим, что соотношение резисторов в цепи ООС с учетом сопротивлений нелинейных элементов выбрано таким образом, что обеспечивает значение коэффициента усиления усилителя с ОС, равное трем, для выполнения условия баланса амплитуд при такой амплитуде выходного напряжения, при которой транзистор работает в линейном режиме.

Допустим, что амплитуда выходного напряжения возросла, т.е. появляется возможность перехода транзистора VT2 в нелинейный режим. Но в этот же момент возрастает ток в цепи ООС и ток протекающий через лампочку. Сопротивление лампочки тоже возрастет, а так как именно на ней выделяется напряжение общей отрицательной обратной связи, увеличивается общая глубина ООС, это приведет к уменьшению коэффициента усиления усилителя, следовательно к уменьшению выходного напряжения, что позволяет транзистору перейти в нелинейный режим. Если же произошло уменьшение выходного напряжения, то амплитуда будет возрастать, т.е. наблюдается процесс стабилизации амплитуды выходного напряжения, при этом работа транзистора будет осуществляться в линейной области, нелинейные искажения выходного сигнала будут минимальными, несмотря на низкую добротность цепи Вина.

На примере автогенератора с цепью Вина хорошо показать разные типы обратных связей, применяемых в электронных схемах.

Перечислим эти связи:

1) Цепь вина образует: положительную, параллельную, общую частотозависимую, линейную обратную связь по переменному напряжению.

2) За счет Резисторов $R_{э1}$ и $R_{э2}$ в каскадах на транзисторах VT1 и VT2 введена отрицательная, последовательная, местная частотонезависимая, линейная обратная связь по постоянному току для стабилизации положения рабочей точки.

3) За счет элементов $R_{св}$, $R_{э1}$ и $R_{л}$ введена отрицательная, последовательная, общая нелинейная, инерционная обратная связь по переменному напряжению, которая служит для стабилизации значения амплитуды выходного напряжения.

Стоит отметить, что цепь положительной обратной связи и цепь отрицательной обратной связи образуют мостовую схему (мост), два плеча которой образованы цепью Вина, а два других плеча образованных

элементами $R_{св}$, $R_{э}$ и $R_{л}$. Поэтому этот автогенератор называют автогенератором с мостом Вина.