

ДИСЦИПЛИНА	Схемотехника электронных устройств <small>полное название дисциплины без аббревиатуры</small>
ИНСТИТУТ	Радиотехнических и телекоммуникационных систем
КАФЕДРА	Радиоволновых процессов и технологий <small>полное название кафедры</small>
ГРУППА/Ы	РРБО-01,02-18, РИБО-01,02,03-18, РССО-01,02,03-18 <small>номер групп/ы, для которых предназначены материалы</small>
ВИД УЧЕБНОГО МАТЕРИАЛА	Лекция <small>лекция; материал к практическим занятиям; контрольно-измерительные материалы к практическим занятиям; руководство к КР/КП, практикам</small>
ПРЕПОДАВАТЕЛЬ	Тепляков Алексей Павлович <small>фамилия, имя, отчество</small>
СЕМЕСТР	5 семестр <small>указать номер семестра обучения</small>

6. Обратная связь в усилительных устройствах

6.1. Основные определения и виды обратной связи

Обратной связью (ОС) в усилителе называется передача на вход усилителя усиленного сигнала с его выхода или с выхода отдельного его каскада. Схематично возникновение ОС в усилителе показано на рисунке 6.1.

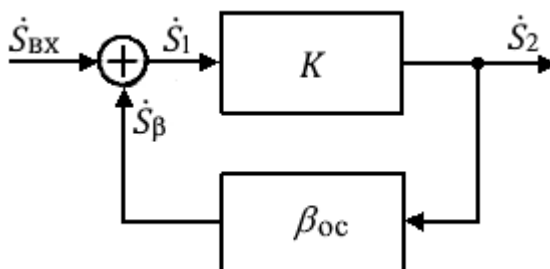


Рисунок 6.1 – Структурная схема усилителя, охваченного обратной связью

На этом рисунке использованы следующие обозначения: K – усилитель без ОС с комплексным коэффициентом передачи \dot{K} ; β_{oc} – цепь обратной связи с комплексным коэффициентом передачи $\dot{\beta}_{oc}$, через которые сигнал \dot{S}_2 с выхода усилителя передается на его вход. В сумматоре происходит сложение усиливаемого сигнала $\dot{S}_{вх}$ с сигналом \dot{S}_β , приходящим с выхода цепи обратной связи β_{oc} . \dot{S}_1 – выходной сигнал сумматора, усиливается с коэффициентом усиления \dot{K} .

В зависимости от соотношения фаз сигналов $\dot{S}_{вх}$ и \dot{S}_β обратная связь бывает положительной, когда входной сигнал $\dot{S}_{вх}$ и сигнал обратной связи \dot{S}_β являются синфазными и суммируются, и отрицательной, когда входной сигнал $\dot{S}_{вх}$ и сигнал с выхода цепи ОС \dot{S}_β являются противофазными и в сумматоре вычитаются. В этом случае сигнал на выходе усилителя K уменьшается. Именно отрицательная ОС применяется в усилителях для улучшения их характеристик. Положительная ОС используется в генераторах сигналов.

Достоинства отрицательной обратной связи (ООС):

- уменьшает все виды искажений (частотные, переходные, нелинейные);
- повышает стабильность коэффициента усиления;
- изменяет входное и выходное сопротивления усилителя.

Недостатки отрицательной обратной связи:

- уменьшается коэффициент усиления;
- может способствовать возникновению паразитной генерации.

Ввиду того, что сигналы в усилителях с ОС (рисунок 6.1) могут быть представлены токами и напряжениями существуют различные виды

организации обратной связи. По способу получения сигнала обратной связи с выхода усилителя различают **ОС по напряжению**, когда сигнал на выходе четырехполюсника цепи ОС является функцией напряжения: $\dot{U}_\beta = f(\dot{U}_2)$, как показано на рисунке 6.2,а, и **ОС по току**, когда сигнал обратной связи является функцией выходного тока: $\dot{U}_\beta = f(\dot{I}_2)$, как показано на рисунке 6.2,б.

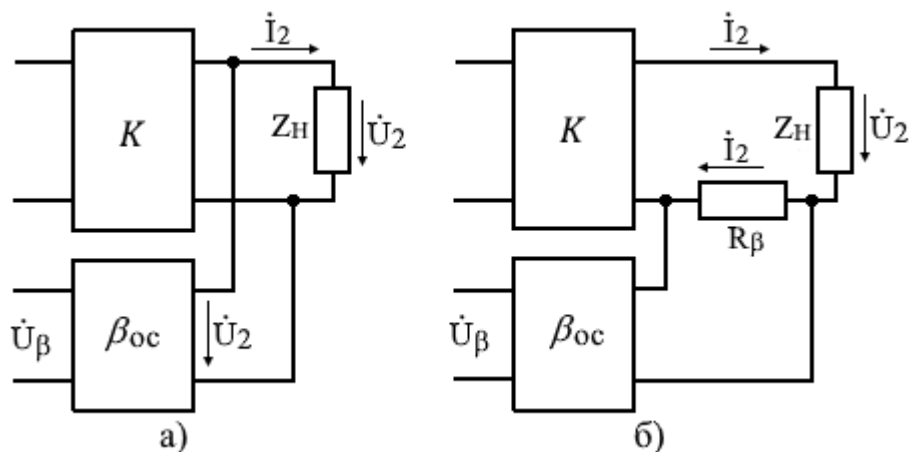


Рисунок 6.2 – Способы формирования сигнала обратной связи на выходе усилителя: а) по напряжению, б) по току

Для проверки способа получения сигнала ОС используется метод короткого замыкания (КЗ) нагрузки и метод холостого хода (ХХ). Если при замыкании нагрузки Z_N сигнал на выходе цепи ОС $\dot{U}_\beta = 0$, то это ОС по напряжению. Если при замыкании нагрузки Z_N сигнал с выхода цепи обратной связи $\dot{U}_\beta \neq 0$, то это ОС по току, поскольку напряжение, пропорциональное току \dot{I}_2 снимается с отдельного резистора R_β , соединенного последовательно с нагрузкой Z_N . При проверке методом холостого хода, когда производится отключение нагрузки Z_N по переменному току путем включения последовательно с ней индуктивности большой величины, напряжение \dot{U}_2 на выходе усилителя в случае ОС по напряжению сохраняется (рисунок 6.2,а) и продолжает поступать на вход цепи ОС. Поэтому на выходе цепи ОС сигнал $\dot{U}_\beta \neq 0$. При ОС по току (рисунок 6.2,б) разрыв в цепи нагрузки Z_N по переменному току ведет к пропаданию тока \dot{I}_2 , протекающему по сопротивлению R_β . Следовательно, падения напряжения на резисторе R_β не будет, и сигнал на выходе цепи ОС $\dot{U}_\beta = 0$.

По способу введения сигнала ОС на вход усилителя различают **последовательную ОС**, когда выход цепи ОС подключен к входу усилителя последовательно с источником сигнала, как показано на рисунке 6.3,а, и **параллельную ОС**, когда выход цепи ОС подсоединен параллельно входу усилителя, как показано на рисунке 6.3,б.

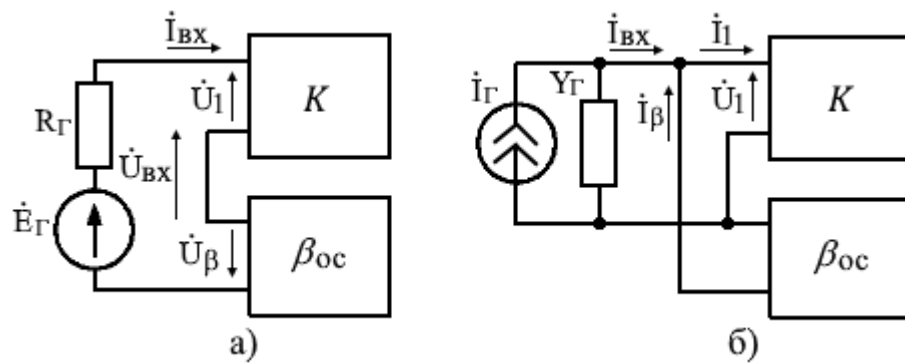


Рисунок 6.3 – Способы введения обратной связи во входную цепь усилителя:
а) последовательная ОС, б) параллельная ОС

При последовательной ОС на входе усилителя K суммируются напряжения: $\dot{U}_1 = \dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_\beta$. При параллельной ОС на входе усилителя K будут суммироваться токи: $\dot{I}_1 = \dot{I}_{\text{вх}} + \dot{I}_\beta$.

Усилитель K и цепь обратной связи $\beta_{\text{ос}}$ образуют замкнутый контур, называемый петлей ОС. В усилителе могут присутствовать однопетлевая ОС и многопетлевая ОС (рисунок 6.4). Петли ОС могут быть независимыми и входить одна в другую. Для однокаскадного усилителя ОС будет являться общей, а в структуре многокаскадного усилителя ОС, охватывающая один каскад, будет являться местной обратной связью.

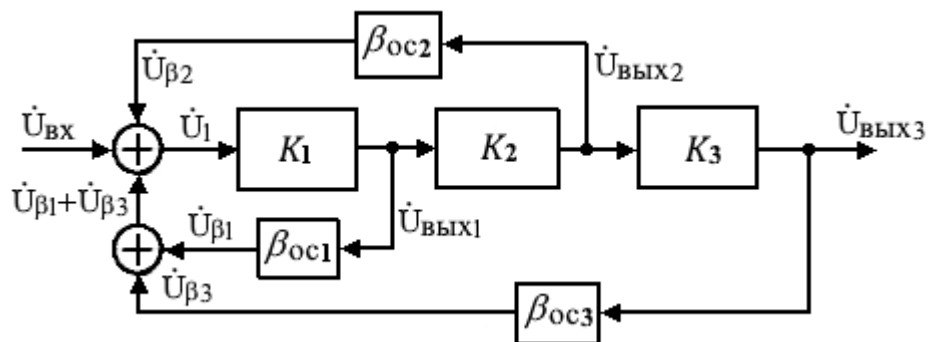


Рисунок 6.4 – Разновидности структур обратной связи

В зависимости от способа съёма сигнала обратной связи с выхода усилителя и способа его подачи на вход различают четыре основных вида обратной связи:

- последовательная обратная связь по току;
- последовательная обратная связь по напряжению;
- параллельная обратная связь по напряжению;
- параллельная обратная связь по току.

6.2. Коэффициент передачи усилителя с обратной связью

На основе определения обратной связи, отраженного в структурной схеме на рисунке 6.1, получим общее выражение для коэффициента передачи \dot{K}_{oc} усилителя, охваченного обратной связью. При принятых на схеме обозначениях сигналов коэффициент усиления усилителя без ОС (собственно усилителя K) можно записать в виде: $\dot{K} = \dot{S}_2 / \dot{S}_1$. Коэффициент передачи цепи ОС $\dot{\beta}_{oc} = \dot{S}_\beta / \dot{S}_2$. Напряжение на входе усилителя \dot{K} после сумматора представим в виде алгебраической суммы: $\dot{S}_1 = \dot{S}_{вх} + \dot{S}_\beta$, откуда сигнал на входе усилителя с ОС $\dot{S}_{вх} = \dot{S}_1 - \dot{S}_\beta$. С учетом того, что сигнал на выходе цепи ОС $\dot{S}_\beta = \dot{S}_1 \dot{\beta}_{oc} \dot{K}$, перепишем $\dot{S}_{вх}$ в виде: $\dot{S}_{вх} = \dot{S}_1 - \dot{S}_1 \dot{\beta}_{oc} \dot{K} = \dot{S}_1 (1 - \dot{\beta}_{oc} \dot{K})$.

Коэффициент передачи усилителя, охваченного обратной связью:

$$\dot{K}_{oc} = \frac{\dot{S}_2}{\dot{S}_{вх}} = \frac{\dot{S}_2}{\dot{S}_1 (1 - \dot{\beta}_{oc} \dot{K})} = \frac{\dot{K}}{(1 - \dot{\beta}_{oc} \dot{K})} = \frac{\dot{K}}{\dot{F}}, \quad (6.1)$$

где $\dot{F} = 1 - \dot{\beta}_{oc} \dot{K}$, произведение $\dot{\beta}_{oc} \dot{K}$ – петлевое усиление (коэффициент передачи петли ОС). Величина $F = |\dot{F}|$ называется глубиной обратной связи или фактором связи.

Если петлевое усиление $\dot{\beta}_{oc} \dot{K}$ является вещественной положительной величиной, т.е. $\dot{\beta}_{oc} \dot{K} = \beta_{oc} K > 0$, то ОС будет положительной, и при величине петлевого усиления $0 < \beta_{oc} K < 1$ коэффициент усиления усилителя с ОС будет больше, чем коэффициент усилителя без ОС:

$$K_{oc} = \frac{K}{1 - \beta_{oc} K} > K. \quad (6.2)$$

При $\beta_{oc} K = 1$ коэффициент усиления усилителя с ОС становится бесконечно большим ($K_{oc} \rightarrow \infty$), что соответствует самовозбуждению усилителя, т.е. превращению его в генератор сигналов.

Если же петлевое усиление $\dot{\beta}_{oc} \dot{K}$ является вещественной, но отрицательной величиной, т.е. $\dot{\beta}_{oc} \dot{K} = \beta_{oc} K < 0$, то ОС будет отрицательной. При этом коэффициентом усиления усилителя с ОС

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + \beta_{oc} K} < K. \quad (6.3)$$

При глубокой отрицательной обратной связи (ООС), когда $\beta_{oc} K \gg 1$, формула (6.3) для определения коэффициент усиления усилителя с ООС преобразуется к виду:

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + \beta_{oc}K} = \frac{K/(\beta_{oc}K)}{\underbrace{1/\beta_{oc}K + 1}_{\rightarrow 0}} = \frac{1}{\beta_{oc}}. \quad (6.4)$$

Другими словами, коэффициент усиления усилителя, охваченного глубокой ООС, определяется лишь передаточной функцией цепи ОС и не зависит от коэффициента усиления самого усилителя K , не охваченного ОС. Данное свойство глубокой ООС находит широкое применение при построении функциональных устройств на операционных усилителях.

Если коэффициент передачи цепи ОС является вещественным числом и не зависит от частоты, обратная связь называется частотно-независимой. При комплексной величине β_{oc} , зависящей от частоты, обратная связь называется частотно зависимой.

6.3. Свойства усилителей с обратной связью

6.3.1. Влияние ОС на входное сопротивление усилителя

а) Последовательная ОС

Введение напряжения обратной связи \dot{U}_β во входную цепь усилителя при последовательной ОС показано на рисунке 6.3,а. Для усилителя при отсутствии ОС напряжение с выхода цепи обратной связи $\dot{U}_\beta = 0$ и входное сопротивление определяется выражением: $\dot{Z}_{вх} = \dot{U}_1 / \dot{I}_{вх}$. При наличии ОС входное сопротивление $\dot{Z}_{вх\ oc} = \dot{U}_{вх} / \dot{I}_{вх}$. Так как при последовательной ОС напряжение на входе усилителя K определяется суммой: $\dot{U}_1 = \dot{U}_{вх} + \dot{U}_\beta$, где $\dot{U}_\beta = \beta_{oc} \dot{K} \dot{U}_1$, то входное напряжение усилителя с ОС как нового устройства можно записать в виде: $\dot{U}_{вх} = \dot{U}_1 - \beta_{oc} \dot{K} \dot{U}_1 = \dot{U}_1 (1 - \beta_{oc} \dot{K})$. Тогда входное сопротивление усилителя с ОС:

$$\dot{Z}_{вх\ oc} = \frac{\dot{U}_{вх}}{\dot{I}_{вх}} = \frac{\dot{U}_1 (1 - \beta_{oc} \dot{K})}{\dot{I}_{вх}} = \dot{Z}_{вх} (1 - \beta_{oc} \dot{K}) = \dot{Z}_{вх} \dot{F}. \quad (6.5)$$

Соотношение между $\dot{Z}_{вх}$ и $\dot{Z}_{вх\ oc}$ зависит от типа ОС. При последовательной отрицательной ОС $\dot{Z}_{вх\ oc} = \dot{Z}_{вх} (1 + \beta_{oc} K) = \dot{Z}_{вх} F$, т.е. входное сопротивление возрастает в величину фактора связи из-за уменьшения тока $\dot{I}_{вх}$ в результате включения противофазного напряжения ОС \dot{U}_β последовательно с напряжением \dot{E}_r .

При последовательной положительной ОС синфазное и последовательное включение с \dot{E}_r напряжение ОС \dot{U}_β увеличивает ток во входной цепи усилителя, что эквивалентно уменьшению его входного сопротивления.

б) Параллельная ОС

Введение тока обратной связи \dot{I}_β во входную цепь усилителя при параллельной ОС показано на рисунке 6.3,б. Для усилителя при отсутствии ОС ток, поступающий с выхода цепи обратной связи, $\dot{I}_\beta = 0$, и входное сопротивление усилителя определяется выражением: $\dot{Z}_{\text{вх}} = \dot{U}_1 / \dot{I}_{\text{вх}} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1$. При введении ОС входное сопротивление $\dot{Z}_{\text{вх ос}} = \dot{U}_1 / \dot{I}_{\text{вх}}$. Так как при параллельной ОС входной ток \dot{I}_1 усилителя K определяется суммой:

$\dot{I}_1 = \dot{I}_{\text{вх}} + \dot{I}_\beta$, где $\dot{I}_\beta = \dot{\beta}_{\text{ос}} \dot{K} \dot{I}_1$, то входной ток усилителя с ОС как нового устройства можно записать в виде: $\dot{I}_{\text{вх}} = \dot{I}_1 - \dot{\beta}_{\text{ос}} \dot{K} \dot{I}_1 = \dot{I}_1 (1 - \dot{\beta}_{\text{ос}} \dot{K})$. Тогда входное сопротивление усилителя с ОС:

$$\dot{Z}_{\text{вх ос}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_{\text{вх}}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1 (1 - \dot{\beta}_{\text{ос}} \dot{K})} = \frac{\dot{Z}_{\text{вх}}}{1 - \dot{\beta}_{\text{ос}} \dot{K}} = \frac{\dot{Z}_{\text{вх}}}{\dot{F}}. \quad (6.6)$$

При параллельной отрицательной ОС входное сопротивление $\dot{Z}_{\text{вх ос}}$ уменьшается по сравнению с входным сопротивлением $\dot{Z}_{\text{вх}}$ усилителя, не охваченного обратной связью этого типа: $Z_{\text{вх ос}} = Z_{\text{вх}} / (1 + \beta_{\text{ос}} K) = Z_{\text{вх}} / F$. Это объясняется тем, что поступающий с выхода цепи ОС противофазный ток \dot{I}_β отбирает часть тока \dot{I}_r у генератора тока сигнала (рисунок 6.3,б), что несколько снижает входное напряжение \dot{U}_1 , поступающее на усилитель.

При параллельной положительной ОС входное сопротивление усилителя увеличивается, так как ток генератора сигналов возрастает за счет синфазного сложения с выходным током \dot{I}_β цепи ОС, увеличивая напряжение \dot{U}_1 на входе усилителя.

6.3.2. Влияние ОС на выходное сопротивление усилителя

а) Обратная связь по напряжению

При обратной связи по напряжению сигнал ОС снимается непосредственно с выводов резистора нагрузки \dot{Z}_n виде напряжения \dot{U}_2 , как показано на рисунке 6.2,а. В этом случае при закорачивании нагрузки $\dot{U}_2 = 0$, и сигнал на выходе цепи ОС пропадает.

Выходное сопротивление равно отношению напряжения холостого хода на выходе усилителя $\dot{U}_{2\text{хх}}$ к току короткого замыкания $\dot{I}_{2\text{кз}}$. При отсутствии обратной связи $\dot{Z}_{\text{вых}} = \dot{U}_{2\text{хх}} / \dot{I}_{2\text{кз}}$, где $\dot{U}_{2\text{хх}} = \dot{U}_1 \dot{K}_{\text{хх}}$. При коротком замыкании нагрузки обратная связь пропадает. Поэтому значение тока короткого замыкания $\dot{I}_{2\text{кз}}$ с ОС и без ОС будет одинаковым: $\dot{I}_{2\text{кз ос}} = \dot{I}_{2\text{кз}}$.

При введении обратной связи $\dot{Z}_{\text{вых ос}} = \dot{U}_{2\text{хх ос}} / \dot{I}_{2\text{кз}}$, где напряжение на выходе усилителя при ХХ можно записать в виде:

$$\dot{U}_{2xx\text{ oc}} = \dot{U}_{1oc} \dot{K}_{xx} = (\dot{U}_1 + \dot{U}_\beta) \dot{K}_{xx}, \quad (6.7)$$

если ОС последовательная по входу, когда на входе осуществляется суммирование напряжений. Учитывая, что $\dot{U}_\beta = \dot{U}_{2xx\text{ oc}} \dot{\beta}_{oc}$, запишем:

$$\dot{U}_{2xx\text{ oc}} = \dot{U}_1 \dot{K}_{xx} + \dot{U}_{2xx\text{ oc}} \dot{\beta}_{oc} \dot{K}_{xx} = \dot{U}_{2xx} + \dot{U}_{2xx\text{ oc}} \dot{\beta}_{oc} \dot{K}_{xx}. \quad (6.8)$$

Производя в (6.8) группировку членов, получаем:

$$\dot{U}_{2xx} = \dot{U}_{2xx\text{ oc}} (1 - \dot{\beta}_{oc} \dot{K}_{xx}), \quad (6.9)$$

откуда находим напряжение холостого хода на выходе усилителя при ОС:

$$\dot{U}_{2xx\text{ oc}} = \frac{\dot{U}_{2xx}}{1 - \dot{\beta}_{oc} \dot{K}_{xx}} = \frac{\dot{U}_{2xx}}{\dot{F}}. \quad (6.10)$$

Тогда выходное сопротивление усилителя при наличии ОС:

$$\dot{Z}_{\text{вых oc}} = \frac{\dot{U}_{2xx\text{ oc}}}{\dot{i}_{2кз}} = \frac{\dot{U}_{2xx}}{\dot{i}_{2кз} (1 - \dot{\beta}_{oc} \dot{K}_{xx})} = \frac{\dot{Z}_{\text{вых}}}{\dot{F}}. \quad (6.11)$$

При отрицательной обратной связи выходное сопротивление

$$Z_{\text{вых oc}} = \frac{Z_{\text{вых}}}{1 + \beta_{oc} K_{xx}} < Z_{\text{вых}}. \quad (6.12)$$

Как следует из полученного выражения, отрицательная ОС по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя, что является её положительным качеством при согласовании усилителя со следующим каскадом или с нагрузкой.

б) Обратная связь по току

При обратной связи по току сигнал ОС снимается в виде напряжения с дополнительного резистора R_β , являющегося датчиком тока, включенного последовательно с сопротивлением нагрузки $\dot{Z}_н$, как показано на рисунке 6.2,б. Поскольку падение напряжения на резисторе R_β отражает все изменения выходного тока \dot{I}_2 , оно используется в качестве входного сигнала для цепи ОС. При холостом ходе, когда нагрузка по переменному току отключается от выхода усилителя, ток $\dot{I}_2 = 0$, и сигнал обратной связи пропадает.

Выходное сопротивление равно отношению напряжения холостого хода на выходе усилителя \dot{U}_{2xx} к току короткого замыкания $\dot{I}_{2кз}$. При отсутствии обратной связи $\dot{Z}_{\text{вых}} = \dot{U}_{2xx} / \dot{I}_{2кз}$, где $\dot{I}_{2кз} = \dot{I}_1 \dot{K}_{кз}$, а $\dot{K}_{кз}$ есть коэффициент передачи усилителя при КЗ на его выходе по переменному току. При отключении по переменному току нагрузки $\dot{Z}_н$ (холостой ход) обратная связь

пропадает. Поэтому значение напряжения холостого хода \dot{U}_{2xx} на выходе усилителя с ОС и без ОС будет одинаковым: $\dot{U}_{2xx\text{ ос}} = \dot{U}_{2xx}$.

При введении обратной связи $\dot{Z}_{\text{вых ос}} = \dot{U}_{2xx\text{ ос}} / \dot{I}_{2кз\text{ ос}}$, где ток на выходе усилителя при КЗ можно записать в виде:

$$\dot{I}_{2кз\text{ ос}} = \dot{I}_{1ос} \dot{K}_{кз} = (\dot{I}_1 + \dot{I}_\beta) \dot{K}_{кз}, \quad (6.13)$$

если ОС параллельная по входу, когда на входе осуществляется суммирование токов. Учитывая, что $\dot{I}_\beta = \dot{I}_{2кз\text{ ос}} \dot{\beta}_{ос}$, перепишем (6.13) в виде:

$$\dot{I}_{2кз\text{ ос}} = \dot{I}_1 \dot{K}_{кз} + \dot{I}_{2кз\text{ ос}} \dot{\beta}_{ос} \dot{K}_{кз} = \dot{I}_{2кз} + \dot{I}_{2кз\text{ ос}} \dot{\beta}_{ос} \dot{K}_{кз}. \quad (6.14)$$

Производя в (6.14) группировку членов, получаем:

$$\dot{I}_{2кз} = \dot{I}_{2кз\text{ ос}} (1 - \dot{\beta}_{ос} \dot{K}_{кз}). \quad (6.15)$$

откуда находим ток короткого замыкания на выходе усилителя при ОС:

$$\dot{I}_{2кз\text{ ос}} = \frac{\dot{I}_{2кз}}{1 - \dot{\beta}_{ос} \dot{K}_{кз}} = \frac{\dot{I}_{2кз}}{\dot{F}}. \quad (6.16)$$

Тогда выходное сопротивление усилителя при наличии ОС:

$$\dot{Z}_{\text{вых ос}} = \frac{\dot{U}_{2xx}}{\dot{I}_{2кз\text{ ос}}} = \frac{\dot{U}_{2xx} (1 - \dot{\beta}_{ос} \dot{K}_{кз})}{\dot{I}_{2кз}} = \dot{Z}_{\text{вых}} \dot{F}. \quad (6.17)$$

При отрицательной обратной связи по току выходное сопротивление

$$Z_{\text{вых ос}} = Z_{\text{вых}} (1 + \beta_{ос} K_{кз}) > Z_{\text{вых}}. \quad (6.18)$$

Как следует из полученного выражения, отрицательная ОС по току увеличивает выходное сопротивление усилителя.

6.3.3. Влияние отрицательной ОС на нестабильность коэффициента усиления

Будем считать относительной нестабильностью коэффициента усиления усилителя без ОС величину $\delta K = \Delta K / K$. Для определения относительной нестабильности $\delta K_{ос}$ коэффициента усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью (ООС), воспользуемся основным выражением, показывающим изменение коэффициента усиления усилителя с ООС:

$$K_{ос} = \frac{K}{1 + \beta_{ос} K}. \quad (6.19)$$

Для определения степени влияния изменения коэффициента усиления ΔK на относительную нестабильность $K_{ос}$ при введении в усилитель отрицательной ОС найдём производную от $K_{ос}$ по K в формуле (6.19), воспользовавшись известным математическим правилом:

$$\left(\frac{U}{V}\right)' = \frac{U'V - V'U}{V^2}. \quad (6.20)$$

Вычисляем производную в виде отношения:

$$\frac{dK_{oc}}{dK} = \frac{1 \cdot (1 + \beta_{oc}K) - \beta_{oc}K}{(1 + \beta_{oc}K)^2} = \frac{1}{(1 + \beta_{oc}K)^2}. \quad (6.21)$$

Изменение коэффициента усиления усилителя с ООС при изменении коэффициента усилителя без ОС на величину ΔK запишем в виде:

$$\Delta K_{oc} = \frac{dK_{oc}}{dK} \Delta K, \quad (6.22)$$

где производная dK_{oc}/dK является коэффициентом, определяющим степень влияния ΔK на ΔK_{oc} . Находим ΔK_{oc} :

$$\Delta K_{oc} = \frac{1}{(1 + \beta_{oc}K)^2} \Delta K \frac{K}{K} = \frac{K}{(1 + \beta_{oc}K)} \cdot \frac{\Delta K}{(1 + \beta_{oc}K)K}, \quad (6.23)$$

где первый сомножитель представляет собой коэффициент усиления усилителя с ОС K_{oc} , определяемый выражением (6.19). С учетом этого

$$\Delta K_{oc} = \frac{K_{oc}}{(1 + \beta_{oc}K)} \cdot \frac{\Delta K}{K}. \quad (6.24)$$

Из полученного соотношения (6.24) находим относительную нестабильность усилителя с ООС:

$$\frac{\Delta K_{oc}}{K_{oc}} = \frac{\Delta K}{K} \cdot \frac{1}{(1 + \beta_{oc}K)}, \quad (6.25)$$

или

$$\delta K_{oc} = \Delta K_{oc}/K_{oc} = \delta K/F. \quad (6.26)$$

Нестабильность коэффициента усиления с введением в усилитель отрицательной ОС уменьшается в F раз, где F – глубина ООС. Это объясняется саморегулированием выходного напряжения через цепь ОС, а именно: при увеличении коэффициента усиления под действием внешних факторов увеличится выходное напряжение и связанное с ним напряжение ОС, под действием которого входное напряжение усилителя уменьшится и, следовательно, напряжение на выходе усилителя тоже уменьшится.

6.3.4. Влияние обратной связи на линейные частотные искажения

Амплитудно-частотная характеристика усилителя при отрицательной частотно-независимой обратной связи, когда $\dot{\beta}_{oc} = -\beta_{oc}$, определяется выражением

$$K_{oc}(f) = \frac{K(f)}{1 + \beta_{oc}K(f)} = \frac{K(f)}{F(f)}. \quad (6.27)$$

В области средних частот коэффициент передачи усилителя без ОС является действительной величиной. Поэтому при введении частотно-независимой ООС усиление в этой области уменьшится в наибольшей степени, как показано на рисунке 6.5, поскольку усиление петли ОС $\beta_{oc}K_0$ будет максимальным.

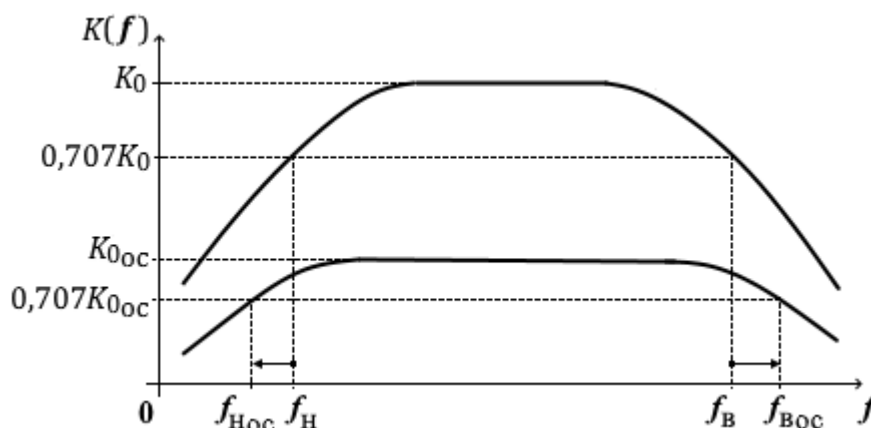


Рисунок 6.5 – Иллюстрация расширения полосы пропускания усилителя при введении отрицательной обратной связи

В области нижних и верхних частот из-за спада АЧХ $K(f)$ усилителя без ОС усиление петли ОС $\beta_{oc}K(f)$ будет уменьшаться, что приведет к меньшему спаду усиления усилителя, охваченному ООС. При этом спад АЧХ усилителя с ООС становится более пологим, частотные искажения уменьшаются, а полоса пропускания усилителя расширяется как в сторону нижних, так и верхних частот. Спад АЧХ у усилителя без ООС можно рассматривать как нестабильность коэффициента усиления, которая при введении ООС уменьшается в F раз.

Получим количественные соотношения, определяющие степень расширения полосы пропускания при введении отрицательной ОС. Воспользуемся обобщенной формулой для коэффициента передачи усилителя переменного напряжения, АЧХ которого приведена на рисунке 6.5.

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{p\tau_H} + p\tau_B}. \quad (6.28)$$

где τ_H и τ_B – постоянные времени усилителя, определяющие спад его АЧХ соответственно в области низких и верхних частот; $p = j\omega = j2\pi f$.

Запишем выражение, определяющее коэффициент передачи усилителя, охваченного отрицательной ОС, в следующем виде:

$$K_{oc}(p) = \frac{K(p)}{1 + \beta_{oc}K(p)} = \frac{1}{\frac{1}{K(p)} + \beta_{oc}} \quad (6.29)$$

и подставим в него выражение для коэффициента передачи усилителя (6.28):

$$\begin{aligned} K_{oc}(p) &= \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau_H} + p\tau_B + \frac{1}{K_0} + \beta_{oc}} = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{p\tau_H} + p\tau_B + \beta_{oc}K_0} = \\ &= \frac{K_0}{(1 + \beta_{oc}K_0) + \frac{1}{p\tau_H} + p\tau_B}. \end{aligned} \quad (6.30)$$

В полученном выражении разделим числитель и знаменатель на $(1 + \beta_{oc}K_0)$:

$$K_{oc}(p) = \frac{K_0}{\underbrace{1 + \beta_{oc}K_0}_{K_{0oc}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{p\underbrace{\tau_H(1 + \beta_{oc}K_0)}_{\tau_{Hoc}}} + \frac{\tau_B}{\underbrace{(1 + \beta_{oc}K_0)}_{\tau_{Boc}}} \cdot p}. \quad (6.31)$$

Введя в формуле (6.31) показанные обозначения запишем её в следующем виде:

$$K_{oc}(p) = \frac{K_{0oc}}{1 + \frac{1}{p\tau_{Hoc}} + p\tau_{Boc}}, \quad (6.32)$$

где

$$\tau_{Hoc} = \tau_H(1 + \beta_{oc}K_0); \quad \tau_{Boc} = \frac{\tau_B}{(1 + \beta_{oc}K_0)}. \quad (6.33)$$

Таким образом, при введении ООС постоянная времени усилителя в области низких частот τ_H возрастает в величину фактора связи $F = (1 + \beta_{oc}K_0)$ раз, что соответствует уменьшению нижней граничной частоты усилителя f_H в величину F раз, поскольку $\omega = 1/\tau$. Циклическая частота связана с круговой частотой ω соотношением: $f = \omega/2\pi$. Тогда

$$f_{Hoc} = \frac{1}{2\pi\tau_{Hoc}} = \frac{1}{2\pi\tau_H(1 + \beta_{oc}K_0)} = \frac{f_H}{1 + \beta_{oc}K_0} = \frac{f_H}{F}. \quad (6.34)$$

Как следует из формулы (6.33), постоянная времени усилителя в области высоких частот τ_B уменьшается в величину фактора связи F , что соответствует увеличению верхней граничной частоты f_B усилителя в F раз:

$$f_{\text{в ос}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{в ос}}} = \frac{(1 + \beta_{\text{ос}}K_0)}{2\pi\tau_{\text{в}}} = f_{\text{в}}(1 + \beta_{\text{ос}}K_0) = f_{\text{в}}F. \quad (6.35)$$

Поскольку в широкополосных усилителях $f_{\text{в гр}} \gg f_{\text{н гр}}$, которая не превышает десятков Гц, можно говорить о том, что вся полоса пропускания усилителя $\Pi_{0,7}$ определяется по значению $f_{\text{в гр}}$, которая при введении отрицательной ОС увеличивается в величину фактора связи F .

Оценим влияние введения отрицательной ОС на фазочастотные искажения в усилителе. Представим комплексный коэффициент передачи в виде:

$$K(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (6.36)$$

где $K(\omega) = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)}$ и $\varphi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)}$.

Считаем, что введенная ОС является отрицательной и частотно-независимой, при которой петлевое усиление $\dot{\beta}_{\text{ос}}\dot{K} = -\dot{\beta}_{\text{ос}}\dot{K}$. Тогда, опираясь на основное выражения для коэффициента передачи усилителя с ООС (6.19) и на формулу Эйлера (6.36), запишем

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\text{ос}} &= \frac{\dot{K}}{1 + \dot{\beta}_{\text{ос}}\dot{K}} = \frac{A + jB}{1 + \dot{\beta}_{\text{ос}}[A + jB]} = \frac{(A + jB)(1 + \dot{\beta}_{\text{ос}}A - j\dot{\beta}_{\text{ос}}B)}{(1 + \dot{\beta}_{\text{ос}}A + j\dot{\beta}_{\text{ос}}B)(1 + \dot{\beta}_{\text{ос}}A - j\dot{\beta}_{\text{ос}}B)} = \\ &= \frac{A + \dot{\beta}_{\text{ос}}(A^2 + B^2) + jB}{(1 + \dot{\beta}_{\text{ос}}A)^2 + (\dot{\beta}_{\text{ос}}B)^2}. \end{aligned} \quad (6.37)$$

Из полученного выражения, используя определение $\tg\varphi = B(\omega)/A(\omega)$, находим:

$$\begin{aligned} \tg\varphi_{\text{ос}} &= \frac{B}{A + \dot{\beta}_{\text{ос}}(A^2 + B^2)} = \frac{B/A}{1 + \dot{\beta}_{\text{ос}}K\sqrt{(A^2 + B^2)/A^2}} = \\ &= \frac{\tg\varphi}{1 + \dot{\beta}_{\text{ос}}K\sqrt{1 + \tg^2\varphi}} < \tg\varphi. \end{aligned} \quad (6.38)$$

Так как $\tg\varphi$ характеризует фазовый сдвиг, а также его отклонения от линейной функции, то при введении ООС фазовые искажения также уменьшаются.

Выше было показано (6.4), что передаточная функция усилителя с обратной связью при глубокой ОС определяется только характеристиками цепи ОС и не зависит от передаточной функции самого усилителя без ООС: $\dot{K}_{\text{ос}} = 1/\dot{\beta}_{\text{ос}}$. Поэтому частотно-зависимая отрицательная ОС будет вносить изменения в частотные характеристики усилителя, обратные частотным характеристикам модуля коэффициента передачи $\dot{\beta}_{\text{ос}}$ цепи ОС. Рассмотрим несколько примеров влияния частотно-зависимой цепи ОС на АЧХ усилителя.

При выполнении цепи ОС в виде интегрирующей RC-цепи, показанной на рисунке 6.6,а, модуль её коэффициента передачи с ростом частоты падает, а результирующая АЧХ усилителя с ОС в этой области частот имеет подъём.

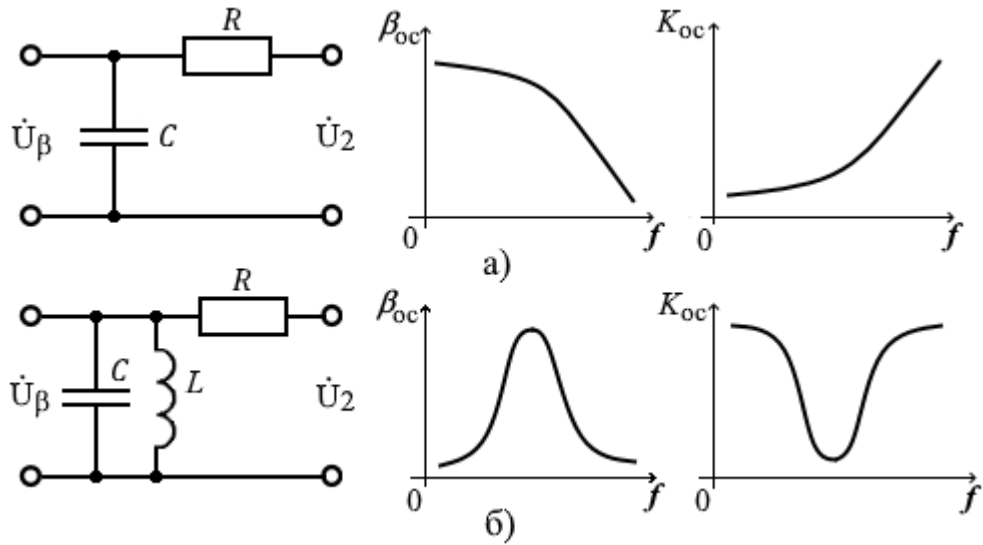


Рисунок 6.6 – Схемы частотно-зависимых цепей ОС и оказываемое ими влияние на формирование АЧХ усилителей с ОС

При использовании частотно-зависимой цепи ОС в виде параллельного колебательного контура (рисунок 6.6,б) АЧХ цепи ОС имеет характерный резонансный всплеск, а результирующая АЧХ усилителя будет иметь на частоте резонанса контура соответствующий провал, обеспечивающий подавление нежелательных частот сигнала.

6.3.5. Влияние обратной связи на устойчивость усилителя

При введении в усилитель обратной связи могут возникнуть условия для самовозбуждения усилителя, т.е. превращения его в автогенератор собственных колебаний. Для определения условий устойчивой работы усилителя рассмотрим выражение для комплексного коэффициента передачи усилителя с ОС:

$$K_{oc}(j\omega) = \frac{K_{(\omega)} e^{j\varphi_k(\omega)}}{1 - \beta_{oc}(\omega) K(\omega) e^{j(\varphi_k + \varphi_{\beta_{oc}})}}. \quad (6.39)$$

В этой формуле условия возникновения самовозбуждения будут определяться параметрами петлевого усиления:

$$\dot{\beta}_{oc} \dot{K} = \beta_{oc}(\omega) K(\omega) e^{j(\varphi_k + \varphi_{\beta_{oc}})}. \quad (6.40)$$

1. Если $\Psi(\omega) = \varphi_k(\omega) + \varphi_{\beta_{oc}}(\omega) = 2\pi n$, где n – целое положительное число: 0, 1, 2, 3, ..., то выполняется условие **баланса фаз**. При этом обратная связь является положительной (ПОС), так как $e^{j(2\pi n)} = 1$.

2. Если $\beta_{oc}(\omega)K(\omega) = 1$, то выполняется условие **баланса амплитуд**. Коэффициент усиления теоретически стремится к бесконечности:

$K_{oc} = K/(1 - \beta_{oc}K) \rightarrow \infty$, что соответствует самовозбуждению усилителя.

Одновременное выполнение баланса фаз и баланса амплитуд создает условие для возникновения автогенерации колебаний. Малейшие флуктуации напряжения на выходе усилителя с ОС, попадая через цепи обратной связи на вход, усиливаются и лавинообразно нарастают. Однако амплитуда колебаний не может расти бесконечно из-за нелинейности ВАХ транзисторов и конечной величины ЭДС источника питания, что ограничивает величину коэффициента усиления K усилителя, и условие баланса амплитуд и фаз удовлетворяется не в полной мере. Но и при этом усилитель с ОС начинает работать как генератор колебаний, утрачивая способность усиливать полезные сигналы. Обычно самовозбуждение усилителя наступает на границах полосы пропускания или за её пределами.

Построим на комплексной плоскости годограф вектора петлевого усиления или его амплитудно-фазовую характеристику для усилителя с ОС. Представим функцию петлевого усиления в виде:

$$\phi(j\omega) = \beta_{oc}(\omega)K(\omega)e^{j\Psi(\omega)} = A(\omega) + jB(\omega) = \phi(\omega)e^{j\Psi(\omega)}, \quad (6.41)$$

где $\phi(\omega) = |\phi(j\omega)| = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)}$ – АЧХ петлевого усиления;

$$\Psi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)} - \text{ФЧХ петлевого усиления.}$$

Условию самовозбуждения усилителя ($\dot{\beta}_{oc}K = \beta_{oc}K = 1$) на комплексной плоскости (A, jB) соответствует точка с координатами (1, 0). Задавая с некоторым шагом значения частоты ω от $\omega = 0$ до $\omega = \infty$, для каждого значения частоты ω_i по формулам (6.41) находим длину вектора $\phi(\omega_i)$ и его фазовый угол $\Psi(\omega_i)$. Затем по полученным точкам строим линию годографа, показанную на рисунке 6.7,а.

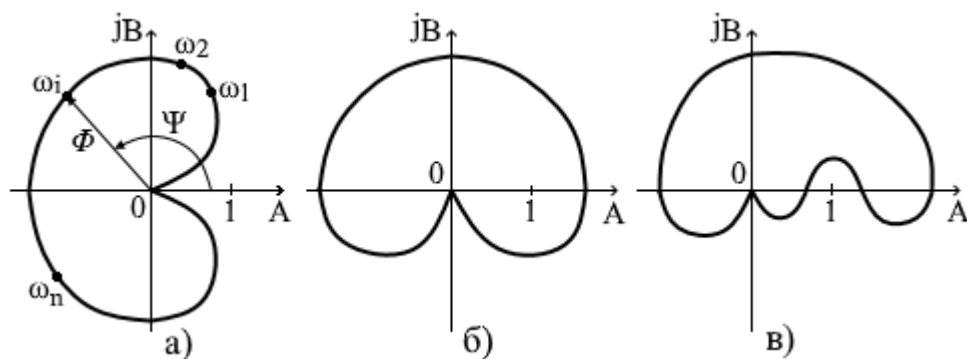


Рисунок 6.7 – Годографы вектора петлевого усиления усилителей с ОС:
а) – абсолютно устойчивого, б) – неустойчивого, в) – условно устойчивого усилителя

В соответствии с **критерием Найквиста** усилитель с замкнутой цепью ОС будет устойчивым, если годограф вектора петлевого усиления разомкнутой петли ОС не охватывает точку с координатами (1, 0) и не проходит через неё. Усилитель с ОС будет неустойчивым, если точка с координатами (1, 0) будет находиться на кривой $\phi(j\omega) = \beta_{oc}(j\omega)K(j\omega)$ или охватываться этой кривой.

Годограф вектора петлевого усиления на рисунке 6.7,а соответствует абсолютно устойчивому усилителю, на рисунке 6.7,б – неустойчивому, а на рисунке 6.7,в – условно устойчивому усилителю, в котором, например, из-за нестабильности параметров схемы может измениться усиление так, что точка (1, 0) станет охватываться годографом. При этом усилитель превратится в автогенератор колебаний.

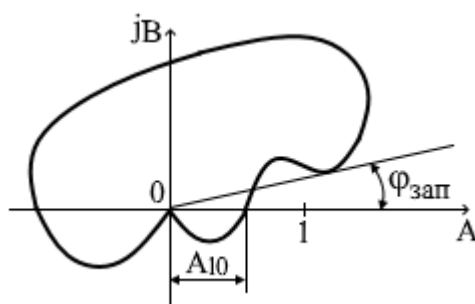


Рисунок 6.8 – Обеспечение запаса по устойчивости в усилителях с ОС

Для обеспечения устойчивого состояния усилителя следует уменьшать фазовый сдвиг и модуль петлевого усиления, что может быть достигнуто уменьшением числа каскадов, охваченных цепями ОС. Принимая во внимание нестабильность параметров усилителя, необходимо иметь запас по устойчивости, определяемый коэффициентом запаса $\alpha_{зап} = 1/A_{10}$ и углом запаса по фазе $\varphi_{зап}$, физический смысл которых поясняется на рисунке 6.8. При реализации усилительных схем с ОС обычно выбирают $\alpha_{зап} \geq 3 \dots 4$ и $\varphi_{зап} \geq 20 \dots 30^\circ$.

6.3.6. Влияние ОС на нелинейные искажения и помехи в усилителе

При рассмотрении влияния обратной связи на нелинейные искажения или собственные помехи усилителя представим реальный усилитель в виде неискажающего линейного усилителя с коэффициентом передачи \dot{K} , к выходному сигналу которого добавляются гармонические составляющие от некоторого внутреннего генератора гармоник, возникающих от нелинейностей ВАХ выходного каскада усилителя или его собственных помех. При суммировании неискаженного усиленного сигнала с напряжением гармоник $\dot{U}_Г$ от данного генератора создается напряжение, в точности совпадающее по форме с искаженным сигналом на выходе реального усилителя, представленного на рисунке 6.9 как искажающий усилитель.

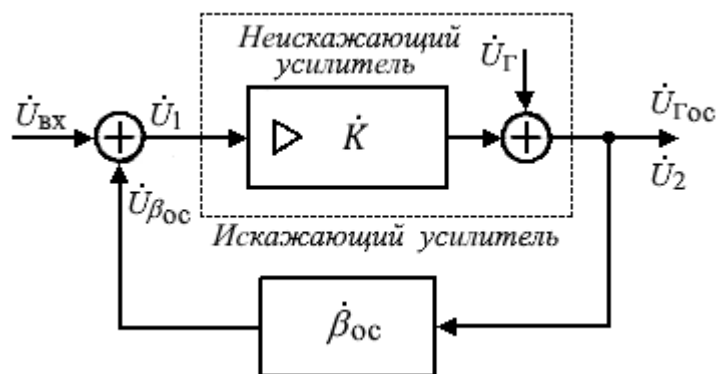


Рисунок 6.9 – К определению нелинейных искажений усилителя с ОС

При охвате реального (искажающего) усилителя обратной связью с коэффициентом передачи $\dot{\beta}_{ос}$ напряжение возникающих в усилителе без ОС гармоник \dot{U}_{Γ} трансформируется при замыкании цепи ОС в напряжение гармоник $\dot{U}_{\Gamma ос}$ на выходе нового устройства. Допуская, что усилитель с ОС является линейным (квазилинейным) устройством, получаем, что по принципу суперпозиции напряжение гармоник на его выходе $\dot{U}_{\Gamma ос}$ должно быть равно сумме напряжения гармоник \dot{U}_{Γ} , возникающих в результате искажений и создаваемых усилителем без ОС, и напряжения гармоник $\dot{U}_{\Gamma ос}$ на выходе нового устройства, прошедшего последовательно через цепь ОС с коэффициентом передачи $\dot{\beta}_{ос}$ и усилитель с коэффициентом передачи \dot{K} , что означает умножение этого напряжения $\dot{U}_{\Gamma ос}$ на петлевое усиление $\dot{\beta}_{ос}\dot{K}$:

$$\dot{U}_{\Gamma ос} = \dot{U}_{\Gamma} + \dot{\beta}_{ос}\dot{K}\dot{U}_{\Gamma ос}, \quad (6.42)$$

откуда получаем выражение для напряжения гармоник или помех на выходе усилителя при действии обратной связи:

$$\dot{U}_{\Gamma ос} = \frac{\dot{U}_{\Gamma}}{1 - \dot{\beta}_{ос}\dot{K}}. \quad (6.43)$$

Полученное выражение показывает, что введение ОС изменяет напряжение гармоник или помех аналогично изменению коэффициента передачи усилителя (6.27). Общий вид полученной формулы означает, что она будет справедлива для всех способов получения с выхода усилителя сигнала ОС и введения его во входную цепь. Напряжения $\dot{U}_{вх}, \dot{U}_{\beta ос}, \dot{U}_1, \dot{U}_2$ на рисунке 6.9 относятся к сигналам, не искаженным нелинейностью ВАХ или собственными помехами.

При **отрицательной ОС** знак петлевого усиления $\dot{\beta}_{ос}\dot{K} = -\beta_{ос}K$. Тогда

$$U_{\Gamma ос} = \frac{U_{\Gamma}}{1 + \beta_{ос}K} < U_{\Gamma}, \quad (6.44)$$

что означает, что напряжение гармоник из-за нелинейности ВАХ и собственных помех при отрицательной ОС уменьшается. Но при этом уменьшается и полезный сигнал \dot{U}_2 на выходе усилителя. Однако, его величина может быть доведена до прежнего уровня, соответствующего отсутствию ООС, увеличением входного сигнала в $(1 + \beta_{oc}K)$ раз за счет предварительных каскадов. Но напряжение гармоник на выходе усилителя при этом увеличиваться не будет. В результате, соотношение между полезным сигналом и гармониками, включая помехи, улучшается.

Являющийся показателем уровня нелинейных искажений при гармоническом входном сигнале коэффициент гармоник усилителя с отрицательной ОС $k_{г\text{ос}}$ определяется через коэффициент гармоник k_g усилителя без ОС по формуле:

$$k_{г\text{ос}} = \frac{k_g}{1 + \beta_{oc}K} . \quad (6.45)$$

Рассмотренное свойство отрицательной обратной связи часто применяется на практике для улучшения характеристик усилителей различного типа.

6.3.7. Влияние отрицательной ОС на амплитудную характеристику усилителя

Амплитудная характеристика (АХ) усилителя представляет зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного напряжения при фиксированной частоте входного сигнала. Вместо амплитуд часто используют действующие значения синусоидального сигнала: $U = U_m/\sqrt{2}$. Рассмотрим, какие изменения произойдут в амплитудной характеристике при охвате усилителя обратной связью. Общая структура усилителя с отрицательной ОС при действующих значениях напряжений и линейной функции передачи цепи ОС приведена на рисунке 6.10.

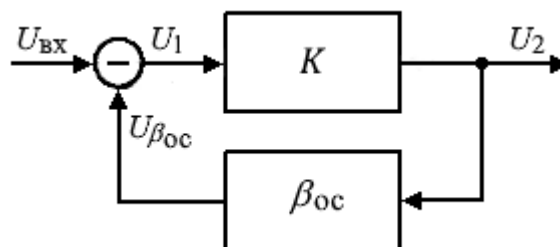


Рисунок 6.10 – Структурная схема усилителя с отрицательной ОС

С помощью геометрических построений на рисунке 6.11 рассмотрим формирование амплитудной характеристики при охвате усилителя отрицательной ОС.

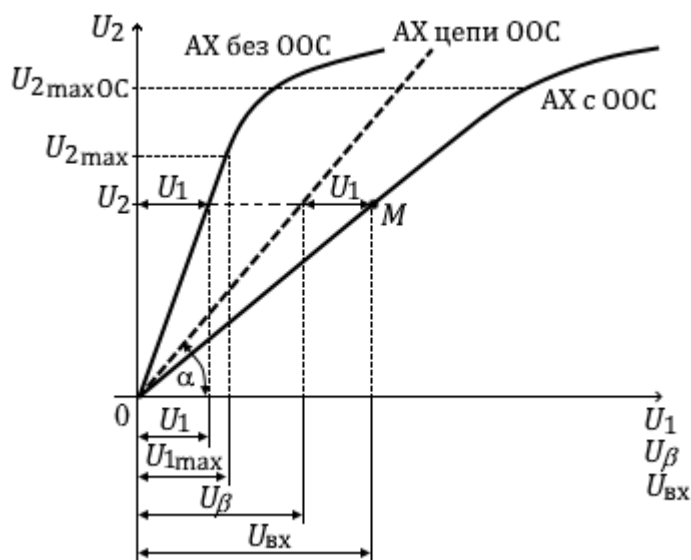


Рисунок 6.11 – Амплитудные характеристики усилителя без ОС и с отрицательной ОС

При рассмотрении амплитудной характеристики усилителя без обратной связи для уровней входного напряжения $U_1 \leq U_{1max}$ зависимость $U_2 = f(U_1)$ имеет линейный характер. Сигнал на выходе усилителя при любом входном сигнале искажаться не будет. При входном напряжении $U_1 > U_{1max}$ прирост выходного напряжения U_2 за уровнем U_{2max} будет уменьшаться, зависимость $U_2 = f(U_1)$ становится не линейной. При работе в области нелинейности АХ синусоидальное изменение входного напряжения вызывает уже несинусоидальное изменение напряжения на выходе усилителя без ОС, сопровождаемое появлением в выходном сигнале новых гармоник.

При охвате усилителя, например, последовательной ОС по напряжению часть выходного напряжения U_2 через цепь обратной связи с коэффициентом передачи β_{oc} поступает во входную цепь усилителя в виде напряжения $U_\beta = \beta_{oc} U_2$, которое при отрицательной ОС будет вычитаться из входного напряжения $U_{вх}$.

Будем считать, что цепь ОС содержит только элементы с линейными характеристиками. Поэтому зависимость U_β от U_2 выражается прямой линией, выходящей из начала координат под углом α . При этом $tg\alpha = U_2/U_\beta = 1/\beta_{oc}$. Построим амплитудную характеристику усилителя с ОС, используя АХ усилителя без ОС и характеристику передачи цепи ОС, изображенные на рисунке 6.11. Задаваясь произвольным значением напряжения U_2 на выходе усилителя, по графикам $U_2 = f(U_1)$ и $U_\beta = f(U_1)$ находим напряжение U_1 на входе усилителя без ОС и напряжение U_β на выходе цепи ОС.

При отрицательной ОС напряжение U_β находится в противофазе с входным напряжением $U_{\text{вх}}$ и будет вычитаться из него, уменьшая напряжение на входе усилителя K :

$$U_1 = U_{\text{вх}} - U_\beta. \quad (6.46)$$

Но тогда уменьшится и напряжение U_2 на выходе усилителя, поскольку $U_2 = KU_1$, где $K - \text{const}$. Чтобы восстановить напряжение U_2 до прежнего уровня, необходимо напряжение U_1 , поступающее на вход исходного усилителя K (рисунок 6.10), которое уменьшилось из-за действия отрицательной ОС, увеличить на величину U_β за счет увеличения входного напряжения $U_{\text{вх}}$, поступающего на вход нового устройства:

$$U_{\text{вх}} = U_1 + U_\beta. \quad (6.47)$$

Данное приращение напряжения отобразим на графике для выбранного уровня выходного напряжения U_2 , получая таким образом точку M новой амплитудной характеристики усилителя с ОС с координатами $(U_{\text{вх}}, U_2)$. Далее, задаваясь другим уровнем напряжения U_2 на выходе усилителя (т.е. смещая горизонтальную пунктирную линию, соответствующую U_2 выше или ниже первоначального уровня), по формуле (6.47) получаем координаты других точек амплитудной характеристики усилителя, охваченного отрицательной ОС. Полученная зависимость $U_2 = f(U_{\text{вх}})$ характеризуется существенно большей линейностью, поскольку она получается из линейной характеристики цепи ОС путем сдвига её точек вправо на небольшие величины U_1 .

Чем круче будет амплитудная характеристика исходного усилителя K , тем больше будет его коэффициент усиления $K = U_2/U_1$ и тем меньше должно быть напряжение на входе U_1 при выбранном значении U_2 . И чем больше будет значение $\beta_{\text{ос}}$, тем ближе будет идти амплитудная характеристика цепи ОС.

Так как произведение $\beta_{\text{ос}}K$ определяет величину петлевого усиления, то большее петлевое усиление дает более линейную амплитудную характеристику усилителя с отрицательной ОС. Важно, что при одинаковом уровне отклонения амплитудных характеристик усилителей без ОС и с ОС от линейности (одинаковом значении k_r) величина $U_{2\text{maxOC}}$ оказывается больше, чем $U_{2\text{max}}$. Это позволяет получать от усилителя с отрицательной ОС большую мощность при том же уровне нелинейных искажений.

Как было показано ранее (6.4), при глубокой ООС коэффициент передачи $K_{\text{ос}}$ будет определяться коэффициентом передачи только цепи ОС. Тогда при полностью линейных ВАХ цепи ОС амплитудная характеристика усилителя с ОС будет также линейна для большого диапазона входных напряжений.

6.4. Схемы реализации видов отрицательной ОС в усилителях

Поскольку по способу съёма сигнала обратной связи с выхода усилителя различают ОС по току и по напряжению, а на вход усилителя сигнал ОС может подаваться последовательно или параллельно с входным сигналом, то существуют четыре основных вида обратной связи, которые были перечислены ранее в подразделе 6.1. В усилительных устройствах применяется в основном отрицательная обратная связь. Рассмотрим структуры этих видов обратной связи и примеры их схемной реализации в усилителях на транзисторах.

6.4.1. Последовательная отрицательная ОС по напряжению

Структурная схема усилителя с данным видом обратной связи приведена на рисунке 6.12:

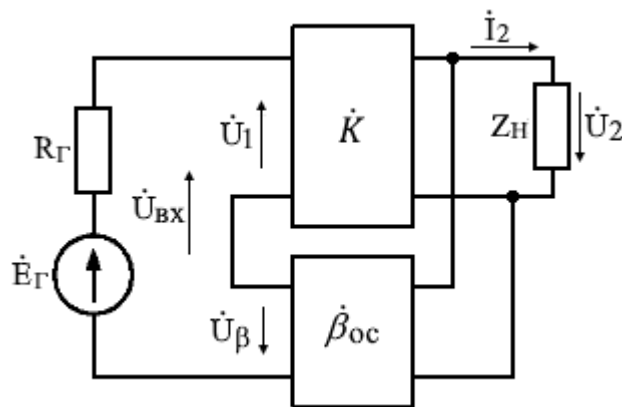


Рисунок 6.12 – Структурная схема последовательной ОС по напряжению

Новое устройство, полученное на использовании последовательной отрицательной ОС по напряжению, будет обладать более высоким входным сопротивлением и меньшим значением выходного сопротивления, чем усилитель K без обратной связи. Приведем несколько электрических схем усилителей, где используется данный вид обратной связи.

В схеме усилителя на рисунке 6.13,а, где транзистор VT включен по схеме с общим коллектором, напряжением ОС по переменной составляющей является выходное напряжение $\dot{U}_2 = \dot{U}_{\beta}$, синфазное с входным напряжением относительно общего провода и противофазное с ним относительно перехода база-эмиттер транзистора VT. Поэтому ОС здесь является отрицательной.

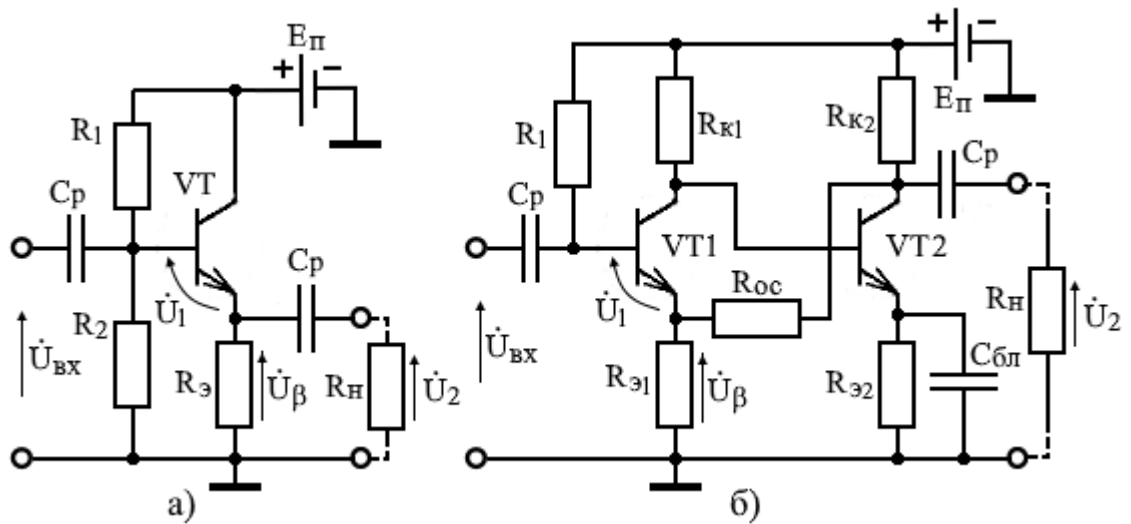


Рисунок 6.13 – Схемы усилителей с последовательной ООС по напряжению

В схеме на рисунке 6.13,б цепь ОС образована делителем из резисторов R_{oc} и $R_{э1}$. Поэтому напряжение \dot{U}_β на выходе цепи ОС будет являться только частью выходного напряжения \dot{U}_2 . При коротком замыкании нагрузки R_H по переменной составляющей напряжение на выходе пропадает ($\dot{U}_2 = 0$). При этом пропадает также напряжение на выходе цепи ОС, т.е. $\dot{U}_\beta = 0$. При данном виде ОС во входной цепи усилителя происходит алгебраическое суммирование напряжения сигнала $\dot{U}_{вх}$ с выходным напряжением \dot{U}_β цепи ОС.

6.4.2. Последовательная отрицательная ОС по току

Структурная схема усилителя с данным видом обратной связи приведена на рисунке 6.14:

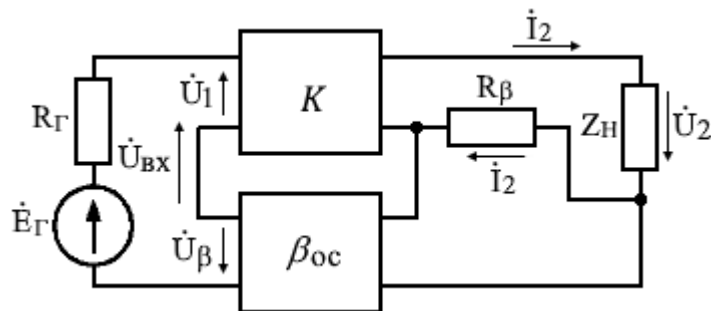


Рисунок 6.14 – Структурная схема последовательной ОС по току

Новое устройство, полученное на использовании последовательной отрицательной ОС по току, будет обладать более высоким входным сопротивлением и большим значением выходного сопротивления, чем усилитель K без обратной связи. Приведем электрическую схему усилителя, где используется данный вид обратной связи.

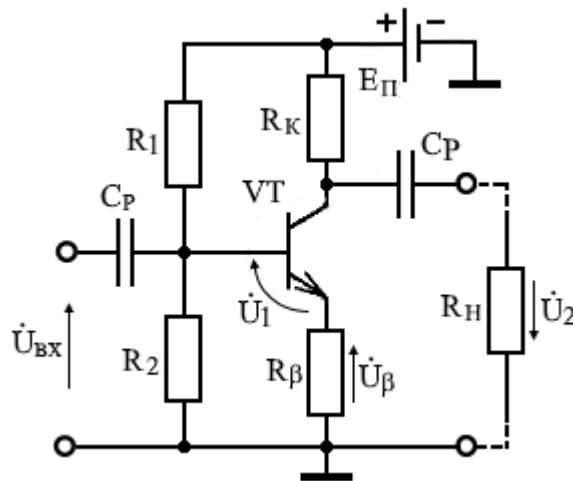


Рисунок 6.15 – Схема усилителя с последовательной ООС по току

Для создания обратной связи по току в цепь эмиттера транзистора VT включен резистор R_β , через который протекает один и тот же переменный ток, что и через параллельное соединение резисторов R_K и R_H , причем резистор R_H является внешней нагрузкой. На резисторе R_β образуется напряжение ОС \dot{U}_β , которое будет включено последовательно с напряжением \dot{U}_1 на переходе база-эмиттер транзистора VT, но при этом будет ему противофазно. При коротком замыкании по переменной составляющей выхода каскада (вывод коллектора) на общий провод напряжение обратной связи \dot{U}_β не пропадает.

6.4.3. Параллельная отрицательная ОС по напряжению

Структурная схема усилителя с данным видом обратной связи приведена на рисунке 6.16:

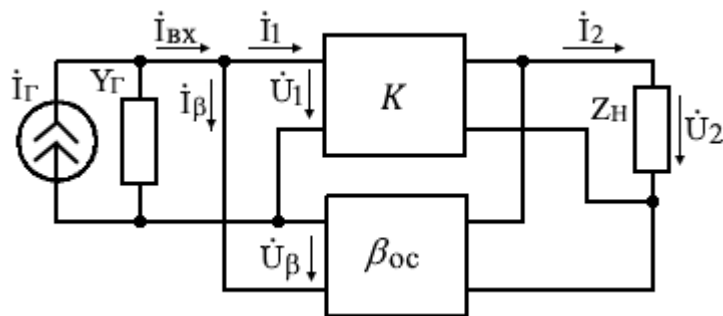


Рисунок 6.16 – Структурная схема параллельной ООС по напряжению

Новое устройство, полученное на использовании параллельной отрицательной ОС по напряжению, будем обладать более низким входным сопротивлением и меньшим значением выходного сопротивления, чем усилитель K без обратной связи. Приведем электрические схемы усилителей, в которых используется данный вид обратной связи.

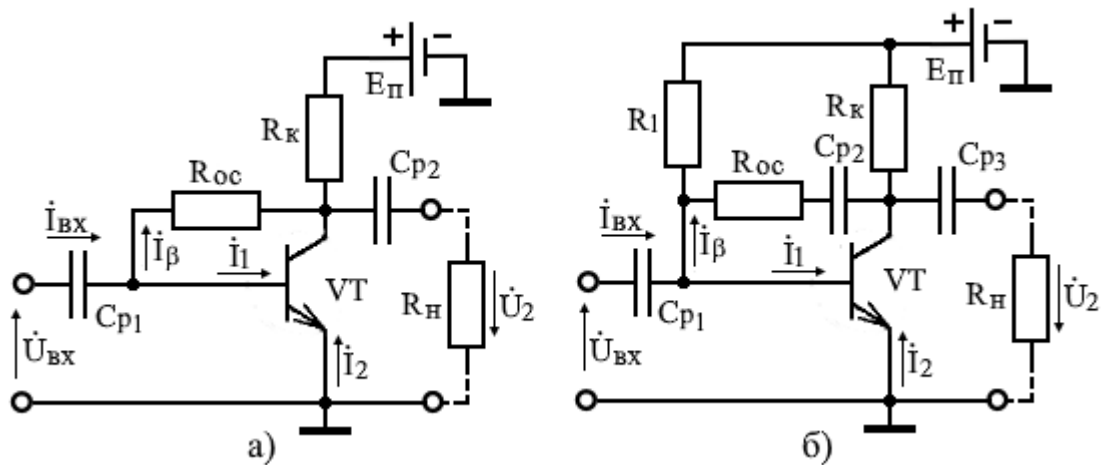


Рисунок 6.17 – Схемы усилителей с параллельной ООС по напряжению

Входной ток $\dot{I}_{\text{вх}}$, создаваемый напряжением источника сигнала $\dot{U}_{\text{вх}}$ с большим выходным сопротивлением, и ток \dot{I}_{β} , создаваемый переменным выходным напряжением \dot{U}_2 с помощью резистора R_{oc} , находятся в противофазе, поскольку каскад с общим эмиттером переворачивает фазу сигнала на 180° . В схеме на рисунке 6.17,а резистор R_{oc} является ещё частью схемы коллекторного смещения и схемы коллекторной стабилизации режима транзистора по постоянному току. В схеме на рисунке 6.17,б смещение задается фиксированным током базы через резистор R_1 , а отрицательная ОС осуществляется только по переменной составляющей, благодаря разделительному конденсатору C_{p2} . Разделительные конденсаторы C_{pi} имеют пренебрежимо малое сопротивление в рабочем диапазоне частот. Схема на рисунке 6.17,а используется чаще из-за меньшего числа компонентов и большей функциональности.

6.4.3. Параллельная отрицательная ОС по току

Структурная схема усилителя с данным видом обратной связи приведена на рисунке 6.18:

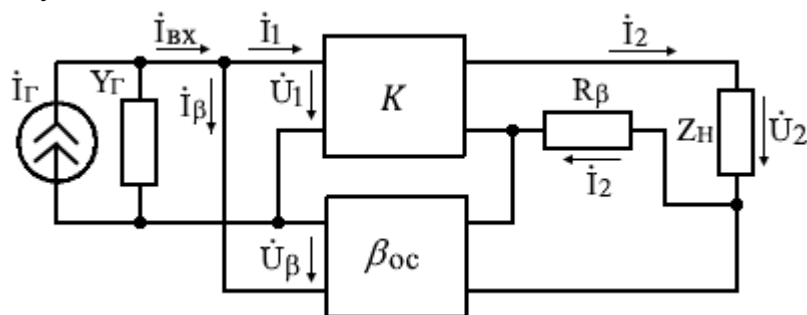


Рисунок 6.18 – Структурная схема параллельной ООС по току

Новое устройство, полученное на использовании параллельной отрицательной ОС по току, будем обладать более низким входным

сопротивлением и более высоким значением выходного сопротивления, чем усилитель K без обратной связи. Приведем электрическую схему усилителя, в котором применяется данный вид обратной связи.

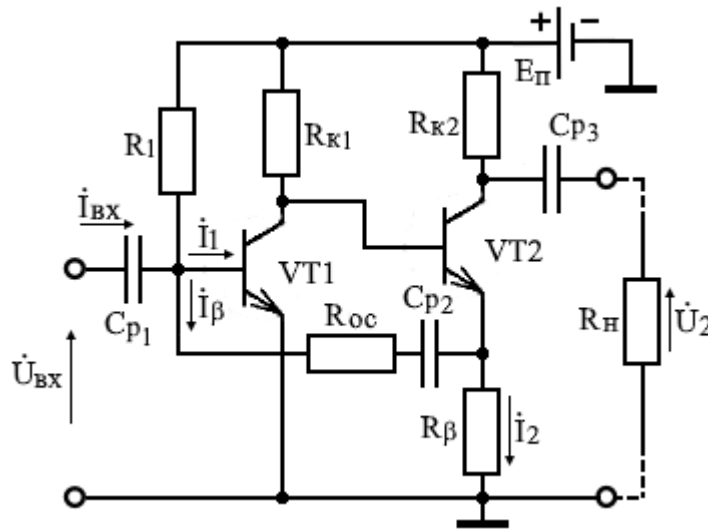


Рисунок 6.19 – Схема усилителя с параллельной отрицательной ОС по току

Для образования обратной связи по току в цепь эмиттера транзистора VT2 включен резистор R_β , на котором выходной переменный ток \dot{I}_2 создает падение напряжения $R_\beta \dot{I}_2$, которое является противофазным с входным напряжением \dot{U}_{BX} , т.е. ОС является отрицательной. Поэтому создаваемый напряжением $R_\beta \dot{I}_2$ с помощью резистора обратной связи R_{oc} ток \dot{I}_β будет вычитаться из входного тока \dot{I}_{BX} , уменьшая ток \dot{I}_1 , поступающий непосредственно на вход усилительного каскада (базовый вывод транзистора VT1). При замыкании выхода усилителя (коллектор VT2) по переменной составляющей на общий провод сигнал ОС не исчезнет, поскольку он снимается с вывода эмиттера транзистора VT2. Разделительные конденсаторы C_{pi} обеспечивают гальваническую развязку цепей постоянного и переменного токов. Они имеют пренебрежимо малое сопротивление в рабочем диапазоне частот.

6.5. Паразитные обратные связи в усилителях

Под паразитной обратной связью понимается такая ОС, которая возникает сама по себе и приводит либо к самовозбуждению, либо к ухудшению характеристик усилителя. Паразитную ОС можно разделить на следующие виды.

1) **Электростатическая ОС** возникает за счёт паразитных емкостей в усилительном каскаде. К этим емкостям относятся межэлектродные емкости транзисторов, а также монтажные емкости между каскадами. Данный вид ОС

устраняется экранированием каскадов и рациональным размещением элементов.

2) **Магнитная ОС** возникает между магнитными полями входного и выходного трансформаторов. Данный вид ОС устраняется экранированием или отказом от использования трансформаторов в усилителях.

3) **Обратная связь через цепи питания** усилителя возникает из-за наличия внутреннего сопротивления источника питания.

Рассмотрим параллельную схему питания усилительных каскадов на примере усилителя на биполярных транзисторах.

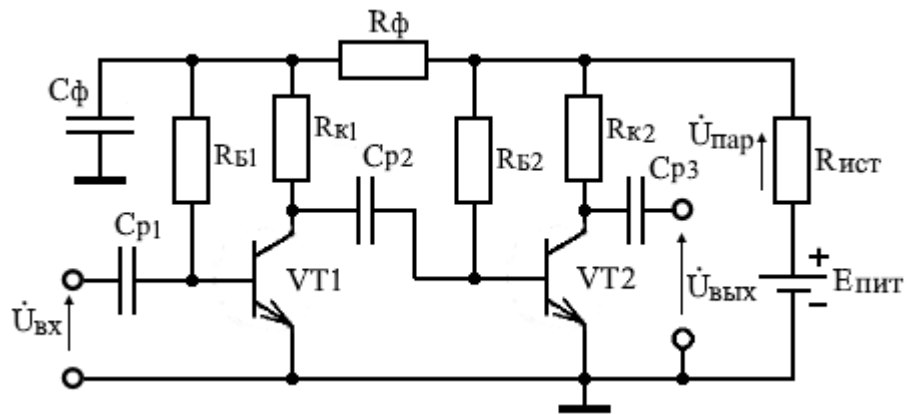


Рисунок 6.20 – Образование паразитной ОС по цепи коллекторного питания

На внутреннем сопротивлении $R_{ист}$ источника питания $E_{пит}$, которое по переменной составляющей включено последовательно с $R_{к2}$, выделяется переменное напряжение сигнала $\dot{U}_{пар}$ небольшой величины, поскольку $R_{ист}$ обычно очень мало. Однако, это напряжение оказывается синфазным с напряжением сигнала $\dot{U}_{вх}$, поступающим на первый каскад. Поэтому по цепи коллекторного питания транзисторов усилителя образуется паразитная положительная ОС. Для её нейтрализации между первым и вторым каскадом включается развязывающий фильтр $R_{\phi}C_{\phi}$, для которого на нижней граничной частоте усилителя $f_{н гр}$ должно выполняться условие: $R_{\phi} \gg 1/(2\pi f_{н гр} C_{\phi})$. На практике сопротивление R_{ϕ} должно превышать сопротивление конденсатора C_{ϕ} в 5...10 раз. В этом случае переменное напряжение $U_{пар}$, создающее положительную ОС, будет закорачиваться конденсатором C_{ϕ} .