

КАЗАНСКИЙ (ПРИВОЛЖСКИЙ) ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНСТИТУТ ФИЗИКИ
КАФЕДРА РАДИОФИЗИКИ

ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЕ

Учебно-методическое пособие

Казань 2019

Печатается по решению
учебно-методической комиссии кафедры радиоп физики

протокол № 6 заседания кафедры радиоп физики

от 25 марта 2019 г.

Автор-составитель

Кандидат физ.-мат. наук, доцент В.А. Тюрин,

Рецензент

Кандидат физ.- мат. наук, доцент Р.И. Гумеров

Отрицательная обратная связь в усилителе: учебно-методическое пособие / В.А. Тюрин. - Казань: Казанский федеральный университет, 2019. - 47 с.

Учебно-методическое пособие «Обратная связь в усилителе» предназначено для студентов отделения радиоп физики и телекоммуникаций Института физики, приобретающих навыки экспериментальных исследований в лаборатории третьего курса по радиоп физике и электронике кафедры радиоп физики. В пособии изложены общие вопросы, касающиеся обратных связей и их влиянию на основные свойства усилителя. Уделено внимание реализации конкретных типов обратных связей на примере как одиночных усилительных каскадов, так и многокаскадных усилителей. Объем пособия достаточен для восприятия обратных связей, как важнейшего инструмента формирования заданных свойств усилительного устройства. Материалы расчетного и справочного характера вынесены в приложение.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. МОДЕЛЬ И ОБЩИЕ СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ.....	5
2. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ.....	8
2.1 Классификация обратных связей	8
2.2. Резисторный усилитель с частотно-независимой	10
отрицательной обратной связью.....	10
2.2.1. Резисторный усилительный каскад с общим эмиттером без обратной связи	10
2.2.2. Усилитель на средних частотах	12
2.2.3. Влияние отрицательной обратной связи на амплитудную характеристику	12
2.2.4. Влияние отрицательной обратной связи на внутренние шумы и помехи усилителя.....	15
2.2.5. Влияние отрицательной обратной связи на стабильность коэффициента усиления напряжения	16
2.2.6. Влияние отрицательной обратной связи на амплитудно-частотную и фазочастотную характеристику.....	16
2.2.7. Влияние отрицательной обратной связи на переходную характеристику ..	19
3. ВИДЫ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ	21
3.1 Усилитель с последовательной обратной связью по току	21
3.2 Усилитель с параллельной отрицательной обратной	24
связью по напряжению	24
3.3. Усилитель с параллельной отрицательной обратной связью по току.....	28
3.4 Усилительный каскад с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению	32
4. МНОГОКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ.....	34
5. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ИЗМЕРЕНИЯМ. ОПИСАНИЕ УСТАНОВКИ	37
5.1 Измерение амплитудно-частотной характеристики	37
5.2 Измерение входного и выходного сопротивлений	38
5.2.1 Входное сопротивление	38
5.2.2 Выходное сопротивление	39
5.3 Определение линейного участка амплитудной характеристики усилителя ..	40
6. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ	41

7. ЗАДАНИЕ	43
7.1 Подготовительные операции перед экспериментом.....	43
7.2 Исследование транзисторных усилителей.	43
7.2.1 Однокаскадный усилитель без обратной связи.....	43
7.2.2 Однокаскадный усилитель с последовательной обратной связью по току.	44
7.2.3 Однокаскадный усилитель с последовательной обратной связью по напряжению (эмиттерный повторитель).....	44
7.2.4 Трехкаскадный усилитель без общей обратной связи.....	44
7.2.5 Трехкаскадный усилитель с общей последовательной обратной связью по напряжению.	45
7.3 Исследование ламповых усилителей.....	45
7.3.1 Однокаскадный усилитель без обратной связи.....	45
7.3.2 Однокаскадный усилитель с параллельной обратной связью по напряжению	46
7.3.3 Однокаскадный усилитель с параллельной обратной связью по току	46

Обратная связь является одним из фундаментальных понятий в теории систем. Ниже влияние обратной связи изучается на примере электронного усилителя, который играет роль конкретной радиосистемы в виде резисторного усилительного каскада на биполярном транзисторе. Считается, что усилитель работает в линейном режиме. Входной сигнал – гармонический.

1. МОДЕЛЬ И ОБЩИЕ СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Усилителем называется устройство, которое увеличивает мощность входного сигнала, за счет энергии внешнего источника питания постоянного тока.

Обратной связью называется передача части выходного сигнала усилителя обратно на его вход.

Структурная схема усилителя с обратной связью представлена на рисунке 1.1.

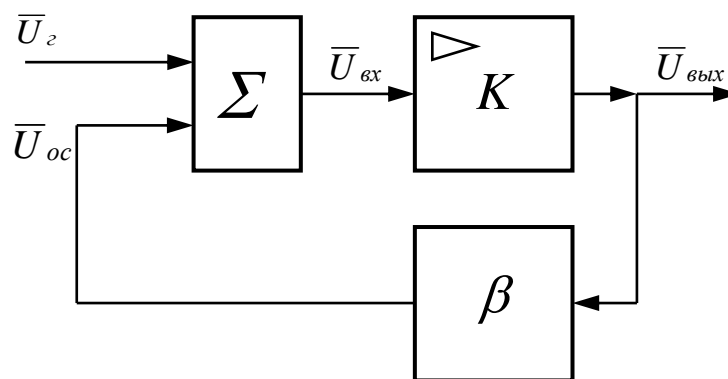


Рис. 1.1. Структурная схема усилителя с обратной связью.

Блок « K » - это усилитель без обратной связи, который усиливает сигнал $\bar{U}_{вх}$, действующий на его входе. Усиленный сигнал $\bar{U}_{вых}$ поступает к потребителю и одновременно на вход блока обратной связи « β ». Выходной сигнал блока обратной связи $\bar{U}_{ос}$ называют сигналом обратной связи. Сигнал обратной связи $\bar{U}_{ос}$ поступает на блок суммирования « Σ », где он суммируется с входным сигналом от внешнего источника \bar{U}_2 . Результат суммирования – сигнал $\bar{U}_{вх}$ поступает на вход усилителя « K ». Таким образом, появляется замкнутая структура, образованная соединением усилителя « K » с блоком обратной связи « β » и сумматором « Σ », которая называется петлей обратной связи.

На практике все блоки, указанные на схеме, являются четырехполюсниками. Усилитель « K » - это активный четырехполюсник, а « β », в большинстве случаев, является пассивным четырехполюсником.

Найдем комплексный коэффициент передачи усилителя с обратной связью. Для этого запишем коэффициенты передачи всех блоков, образующих замкнутую структуру на рисунке 1.1.

$$\overline{K}_\beta(\omega) = \frac{\overline{U}_{\text{вых}}}{\overline{U}_2}. \quad (1.1)$$

Усилитель без обратной связи « K » характеризуется комплексным коэффициентом передачи

$$\overline{K}(\omega) = \frac{\overline{U}_{\text{вых}}}{\overline{U}_{\text{вх}}}. \quad (1.2)$$

Четырехполюсник обратной связи, в свою очередь, характеризуется комплексным коэффициентом передачи

$$\overline{\beta}(\omega) = \frac{\overline{U}_{\text{ос}}}{\overline{U}_{\text{вых}}}. \quad (1.3)$$

Выходной сигнал сумматора является суммой входного сигнала и сигнала обратной связи

$$\overline{U}_{\text{вх}} = \overline{U}_2 + \overline{U}_{\text{ос}}. \quad (1.4)$$

Выразив отсюда \overline{U}_2 и подставив его в (1.1), после простых преобразований, используя (1.2) и (1.3) получим соотношение

$$\overline{K}_\beta(\omega) = \frac{\overline{K}(\omega)}{1 - \overline{\beta}(\omega)\overline{K}(\omega)}. \quad (1.5)$$

Видно, что значение $\overline{K}_\beta(\omega)$ определяется выражением в знаменателе (1.5), которое в литературе называют фактором обратной связи или возвратной разностью

$$\overline{F}(\omega) = 1 - \overline{\beta}(\omega)\overline{K}(\omega). \quad (1.6)$$

Произведение коэффициентов передачи $\overline{\beta}(\omega)\overline{K}(\omega)$ имеет смысл коэффициента передачи разомкнутой петли обратной связи и называется петлевым усилением или петлевой передачей. Иногда петлевую передачу называют возвратным отношением \overline{T} [1, 2, 5-8], поскольку из рис. 1.1 следует:

$$\overline{\beta}(\omega)\overline{K}(\omega) = \frac{\overline{U}_{\text{ос}}}{\overline{U}_{\text{вых}}} \frac{\overline{U}_{\text{вых}}}{\overline{U}_{\text{вх}}} = \frac{\overline{U}_{\text{ос}}}{\overline{U}_{\text{вх}}} = \overline{T}. \quad (1.7)$$

Соотношение (1.7) означает, что на вход петли обратной связи поступает сигнал $\overline{U}_{\text{вх}}$, а возвращается $\overline{U}_{\text{ос}}$. Таким образом, возвратная разность (1.6) приобретает вид:

$$\overline{F} = 1 - \overline{T}. \quad (1.8)$$

В зависимости от знака петлевого усиления (возвратного отношения) $\overline{\beta(\omega)K(\omega)}$ возможны два случая.

1. Положительная обратная связь

В этом случае соединение усилителя «K» и четырехполюсника обратной связи «β» не вносит сдвига фаз, т.е. $\Phi_\beta + \Phi_K = 2n\pi$, $n = 0, 1, 2, \dots$ и возвратное отношение (петлевая передача) $T = \beta K$ вещественно и больше нуля

$\overline{\beta(\omega)K(\omega)} = |\overline{\beta(\omega)}| |\overline{K(\omega)}| \exp(\Phi_\beta + \Phi_K) = |\overline{\beta(\omega)}| |\overline{K(\omega)}| = \beta(\omega)K(\omega) > 0$. Поскольку U_2 и U_{oc} – синфазны, происходит суммирование колебаний и амплитуда сигнала U_{ex} на входе усилителя «K» увеличивается, что приводит к росту K_β . Модуль соотношения (1.5) принимает вид

$$K_\beta(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 - \beta(\omega)K(\omega)} \quad (1.9)$$

Мы видим, что знаменатель (1.9) меньше единицы и K_β становится больше K .

Положительная обратная связь (ПОС) увеличивает коэффициент усиления напряжения усилителя.

На практике возможны случаи, когда знаменатель (1.9) на какой-то частоте в полосе пропускания обращается в ноль. Коэффициент усиления при этом $K_\beta \rightarrow \infty$ и усилитель превращается в генератор. Условие

$$\overline{\beta(\omega)K(\omega)} = 1 \quad (1.10)$$

называют условием самовозбуждения. Усилитель с положительной обратной связью неустойчив.

2. Отрицательная обратная связь

Соединение усилителя «K» и четырехполюсника обратной связи «β» инвертирует фазу $\Phi_\beta + \Phi_K = (2n+1)\pi$, $n = 0, 1, 2, \dots$ и возвратное отношение (петлевая передача) $T = \beta K$ вещественно и меньше нуля

$\overline{\beta(\omega)K(\omega)} = |\overline{\beta(\omega)}| |\overline{K(\omega)}| \exp(\Phi_\beta + \Phi_K) = -|\overline{\beta(\omega)}| |\overline{K(\omega)}| = -\beta(\omega)K(\omega) < 0$. В этом случае U_2 и U_{oc} – противофазны и происходит вычитание сигналов. Амплитуда сигнала U_{ex} на входе усилителя «K» уменьшается и, соответственно, уменьшается K_β . Модуль соотношения (1.5), в этом случае, принимает вид

$$K_\beta(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 + \beta(\omega)K(\omega)} \quad (1.11)$$

Знаменатель (1.11) будет больше единицы и K_β становится меньше K . Усилитель с отрицательной обратной связью (ООС) устойчив.

Практическое совпадение или противоположность фаз возможно только в ограниченном диапазоне средних частот, поскольку присущие усилителям фазовые сдвиги, вне этого диапазона изменяются с частотой. Иногда это приводит к тому, что обратная связь, отрицательная для одних частот, превращается в положительную для других [5].

Надо отметить, что базовое выражение (1.5) является точным при условии, что усилитель « K » и четырехполюсник « β » - идеальные невзаимные устройства. Невзаимность проявляется в том, что сигнал проходит только в одном направлении: сигнал, подаваемый на вход, проходит на выход, а вот сигнал с выхода на вход не передается. На структурной схеме направление распространения сигнала обозначено стрелкой. Свойство невзаимности для усилителя эквивалентно отсутствию обратной связи в этом усилителе. На практике цепь обратной связи β обычно является взаимной, но выражение (1.5) остается хорошим приближением.

2. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ

2.1 Классификация обратных связей

На рис. 2.1 показаны местная (а), местная многопетлевая (б), местная с общей (в) и общая (г) обратные связи. Тип обратной связи определяется конкретным критерием. Критерии могут быть разными и независимыми, поэтому общее определение типа обратной связи учитывает все или часть критериев.

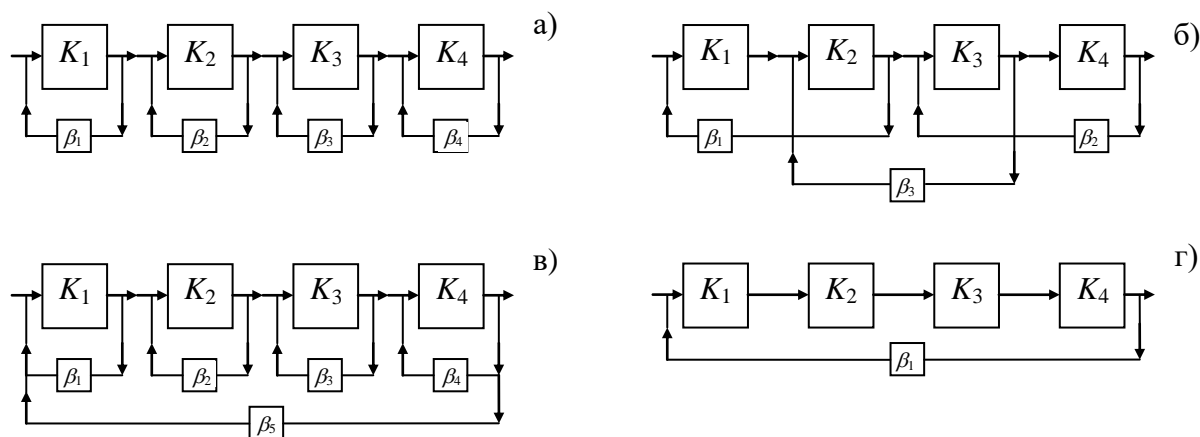


Рис. 2.1. Местная (а), местная многопетлевая (б), местная с общей (в) и общая (г) обратные связи.

1. Критерием обратной связи «внешняя – паразитная» является способ её реализации.

1. Внешняя обратная связь осуществляется радиоцепью, выполненной по проекту разработчика. При необходимости эта радиоцепь может быть изменена. Внешняя обратная связь может быть местной и общей [2, 5].
 - а) Местная обратная связь – цепь обратной связи охватывает только один каскад.
 - б) Местная многопетлевая (многоканальная, перекрещивающаяся) – цепь обратной связи охватывает минимум два каскада.
 - с) Общая обратная связь – цепь обратной связи охватывает весь усилитель.
2. Паразитная обратная связь образуется помимо воли разработчика и определяется используемыми радиодеталями, их монтажом, технологией изготовления радиоустройств и другими факторами. Паразитная обратная связь, обусловленная физическими процессами в электронных приборах, называется внутренней обратной связью. Влияние паразитной обратной связи можно ослабить, усложняя схему, но устранить её полностью невозможно.

2. Критерием обратной связи «положительная - отрицательная» является изменение коэффициента усиления усилителя под действием обратной связи.

1. Положительная обратная связь (ПОС) увеличивает коэффициент усиления усилителя

$$\left| \overline{K}_\beta(\omega) \right| > \left| \overline{K}(\omega) \right|. \quad (2.1)$$

2. Отрицательная обратная связь (ООС) уменьшает коэффициент усиления усилителя

$$\left| \overline{K}_\beta(\omega) \right| < \left| \overline{K}(\omega) \right|. \quad (2.2)$$

На практике, однако, возможна ситуация, когда на одних частотах реализуется отрицательная, а на других частотах - положительная обратная связь.

3. Критерием обратной связи «частотно-зависимая - частотно-независимая» является поведение коэффициента передачи цепи обратной связи.

1. Если коэффициент передачи $\overline{\beta}(\omega)$ зависит от частоты, то обратная связь - частотно-зависимая.

2. Если коэффициент передачи не зависит от частоты $\overline{\beta}(\omega) = \beta$, то обратная связь называется частотно-независимой.

В случае отрицательной обратной связи коэффициент передачи β приобретает смысл глубины обратной связи и его иногда выражают в процентах. Глубокая обратная связь означает близость β к единице (100%).

Критерии, определяемые способами организации обратной связи, будут рассмотрены позднее в соответствующих разделах.

2.2. Резисторный усилитель с частотно-независимой отрицательной обратной связью.

2.2.1. Резисторный усилительный каскад с общим эмиттером без обратной связи

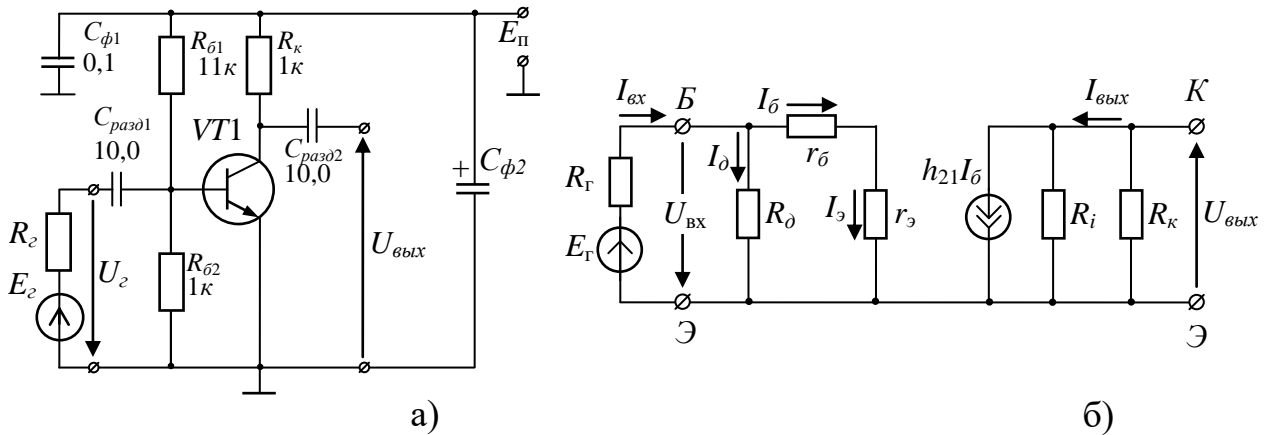


Рис. 2.2. Резисторный усилительный каскад с общим эмиттером. Принципиальная схема (а) и физическая эквивалентная схема для средних частот (б).

Влияние отрицательной обратной связи на свойства усилителя рассмотрим на примере однокаскадного резисторного или RC усилителя с общим эмиттером. Принципиальная схема усилителя без обратной связи показана на рисунке 2.2а. Элементы, входящие в состав усилителя, имеют следующее функциональное назначение. Эквивалентный генератор напряжения гармонического сигнала с амплитудой E_2 и внутренним сопротивлением R_2 моделирует источник входного сигнала U_2 . Резисторы $R_{б1}$ и $R_{б2}$ образуют базовый делитель напряжения, задающий рабочую точку транзистора $VT1$. Разделительный конденсатор $C_{разд.1}$ предотвращает шунтирование базового делителя внутренним сопротивлением генератора по постоянному току. Резистор $R_к$ играет роль коллекторной нагрузки, на которой выделяется усиленный сигнал. Конденсаторы $C_{ф1}$ и $C_{ф2}$ шунтируют источник питания по переменному току. Разделительный конденсатор $C_{разд.2}$ предотвращает попадание постоянной составляющей в нагрузку $R_н$, в качестве которой может выступать либо сопротивление потребителя усиленного сигнала, либо входное сопротивление следующего усилительного каскада. Усилитель на схеме показан в режиме холостого хода, поскольку учет нагрузки принципиально ничего не изменит, но несколько усложнит анализ.

Для того чтобы оценить влияние ООС на свойства усилителя, необходимо знать основные параметры усилителя без обратной связи. Получим эти параметры, воспользовавшись физической эквивалентной схемой усилительного каскада с ОЭ для средних частот, которая показана на рис. 2.2б.

1. Входное сопротивление усилителя $R_{вх}$

Входное сопротивление усилителя $R_{вх}$ есть параллельное соединение сопротивления базового делителя $R_д = R_{б1}R_{б2} / (R_{б1} + R_{б2})$ и входного сопротивления тран-

зистора $h_{11э}$. Входное сопротивление транзистора получим, выразив входное напряжение через сумму падений напряжения на сопротивлениях $r_{б}$ и $r_{э}$

$$U_{вх} = I_{б} \cdot r_{б} + I_{э} \cdot r_{э} = I_{б} [r_{б} + (1 + h_{21э}) r_{э}] = I_{б} \cdot h_{11э}.$$

Отсюда

$$h_{11э} = U_{вх} / I_{б} = r_{б} + (1 + h_{21э}) r_{э} \quad (2.3)$$

и

$$R_{вх} = R_{д} \parallel h_{11э}. \quad (2.4)$$

Входное сопротивление транзистора $h_{11э}$ может быть найдено также по его входным характеристикам, рис. 2.3а.

2. Выходное сопротивление усилителя $R_{вых}$

Выходное сопротивление усилительного каскада $R_{вых}$ является параллельным соединением выходного сопротивления собственно транзистора $R_i = 1/h_{22э}$ и сопротивления коллекторной нагрузки R_k . Точное выражение для R_i довольно громоздко

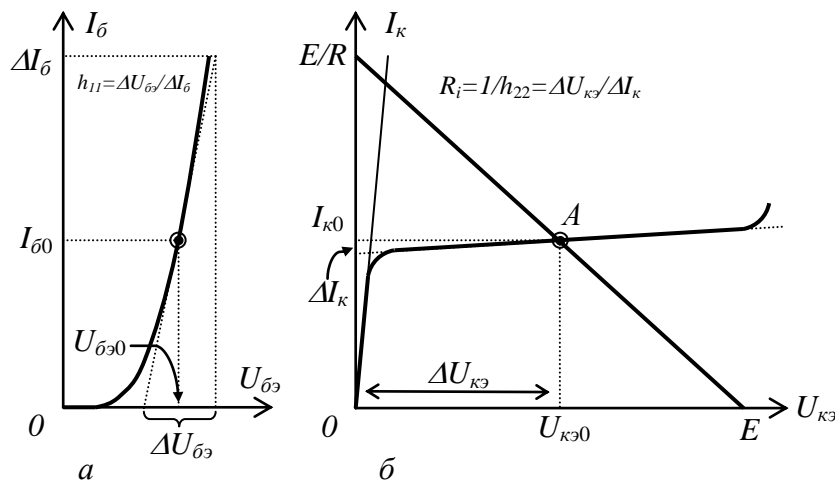


Рис. 2.3. Определение входного (а) и выходного (б) сопротивления биполярного транзистора по вольт-амперным характеристикам

[3, 4] и для нашей цели не представляет интереса. Намного проще оценить его значение по выходным характеристикам транзистора, рис. 2.3.б, что дает для разных транзисторов $R_i \sim 2 \cdot 10^4 - 10^6$ Ом и, поэтому,

$$R_{вых} = R_i \parallel R_k \sim R_k. \quad (2.5)$$

3. Коэффициент усиления напряжения.

Из эквивалентной схемы выходной цепи на рис. 2.2б по закону Ома получим

$$U_{вых} = -h_{21э} \cdot I_{б} \cdot R_k. \quad (2.6)$$

Знак «минус» в (2.6) означает, что выходной гармонический сигнал находится в противофазе с входным сигналом, поскольку усилительный каскад с общим эмиттером является инвертором. Отсюда, используя соотношения (2.3) и (2.6), можно записать коэффициент усиления каскада на средних частотах

$$K_0 = -U_{вых} / U_{вх} = -h_{21э} \cdot R_k / h_{11э}. \quad (2.7)$$

4. Коэффициент усиления тока.

Из рисунка 2.2б следует, что базовый ток составляет часть входного тока $I_{\sigma} = I_c \frac{R_{\sigma}}{(R_{\sigma} + h_{11\sigma})}$, поэтому

$$K_I = \frac{I_{\sigma}}{I_c} = \frac{R_{\sigma}}{R_{\sigma} + h_{11\sigma}} h_{21\sigma} . \quad (2.8)$$

5. Коэффициент усиления мощности.

$$K_P = K_0 K_I . \quad (2.9)$$

2.2.2. Усилитель на средних частотах

Для усилителя с отрицательной обратной связью должно выполняться неравенство (2.2), которое с учетом (1.5) можно записать

$$\frac{|\bar{K}(\omega)|}{|1 - \bar{\beta}(\omega)\bar{K}(\omega)|} < |\bar{K}(\omega)| . \quad (2.10)$$

Как уже говорилось, на средних частотах коэффициент усиления напряжения максимален и не зависит от частоты $K_0 = \max|\bar{K}(\omega)|$. Таким образом, при наличии ООС условие (1.5) принимает вид:

$$K_{\beta 0} = -\frac{K_0}{1 + \beta K_0} . \quad (2.11)$$

Для реализации ООС при *неинвертирующем* усилителе ($K_0 > 0$) коэффициент передачи β должен быть отрицательным. Это означает, что сдвиг фаз, вносимый цепью обратной связи, равен π или кратен нечетному числу π .

Для реализации ООС при *инвертирующем* усилителе ($K_0 < 0$) коэффициент передачи β цепи обратной связи должен быть положительным. Следовательно, сдвиг фаз, вносимый цепью обратной связи, равен нулю или кратен 2π .

2.2.3. Влияние отрицательной обратной связи на амплитудную характеристику

Амплитудной характеристикой усилителя называется зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного гармонического сигнала.

На рис. 2.5 показаны амплитудные характеристики идеального (пунктирная прямая 1), реального (кривая 2) усилителей без отрицательной обратной связи и усилителя с отрицательной обратной связью (кривая 3). Амплитуда выходного сигнала идеального усилителя является линейной функцией амплитуды входного сигнала. Это означает, что идеальный усилитель усиливает без искажения формы входные сигналы как бесконечно малой, так и бесконечно большой амплитуды.

Амплитудная характеристика реального усилителя нелинейна как в области очень малых (доли и единицы микровольт), так и в области больших амплитуд входного сигнала (\sim напряжения питания).

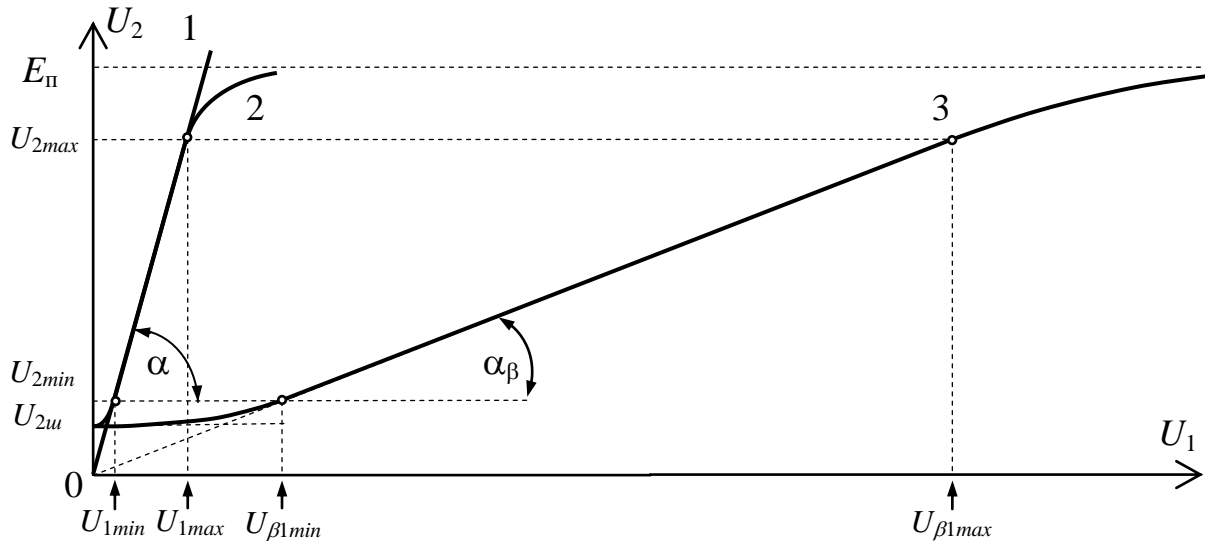


Рис. 2.5. Амплитудные характеристики идеального (1), реального (2) усилителей без обратной связи и усилителя с отрицательной обратной связью (3).

Линейный участок характеристики, который начинается при U_{1min} и заканчивается при U_{1max} определяет диапазон амплитуд входного сигнала, в котором усиление происходит с наименьшими искажениями формы. С хорошей точностью можно полагать, что поскольку спектр входного сигнала содержит только первую гармонику, то в этом диапазоне входных амплитуд спектр выходного сигнала усилителя также содержит только первую гармонику, причем амплитуды напряжений связаны линейной зависимостью $U_{вых} = K_0 U_{вх}$, где K_0 - коэффициент усиления усилителя. Это соответствует работе усилителя в линейном режиме, когда отсутствуют нелинейные искажения и $K_{nu} = 0$.

Тангенс угла наклона этого участка равен коэффициенту усиления на средних частотах K_0

$$|K_0| = \operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1}, \quad (2.12)$$

где
$$\begin{aligned} \Delta U_2 &= U_{2max} - U_{2min}, \\ \Delta U_1 &= U_{1max} - U_{1min}. \end{aligned}$$

Протяженность линейного участка АХ количественно определяется отношением максимальной и минимальной амплитуд входного или выходного сигнала

$$D_{yc} = \frac{U_{1max}}{U_{1min}} = \frac{U_{2max}}{U_{2min}}, \quad (2.13)$$

которое называют динамическим диапазоном усилителя. Для того, чтобы усилитель работал с наименьшими нелинейными искажениями, этот диапазон должен быть больше динамического диапазона входного сигнала

$$D_c = \frac{U_{cmax}}{U_{cmin}}. \quad (2.14)$$

Это важно, поскольку пренебрежение указанным условием при исследовании усилителя приводит к сильному искажению его частотных и переходной характеристик.

Если динамический диапазон велик, то его представляют в логарифмических единицах

$$D, \text{дБ} = 20 \lg \left(\frac{U_{2\text{max}}}{U_{2\text{min}}} \right) \quad (2.15)$$

Реальный усилитель всегда искажает форму усиливаемого синусоидального сигнала, даже если эти искажения не заметны на глаз, поскольку линейный участок АХ не является строго линейным. Искажение формы синусоидального выходного сигнала означает появление в его спектре высших гармоник. Количественно нелинейные искажения оценивают коэффициентом гармоник K_z , который определяют, как отношение среднеквадратического значения суммы только высших гармоник (начиная со второй) спектра выходного сигнала к среднеквадратическому значению первой гармоники:

$$K_z = \sqrt{\left(U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 \right)} / U_1. \quad (2.16)$$

При введении ООС коэффициент усиления уменьшается, что выражается в уменьшении угла наклона линейного участка, как это видно из рисунка 2.5(3)

$$\left| K_{\beta 0} \right| = \frac{U_{2\text{max}}}{U_{1\beta\text{max}}} = \text{tg} \alpha_{\beta} < \text{tg} \alpha = K_0. \quad (2.17)$$

Одновременно с уменьшением K_0 увеличивается протяженность линейного участка характеристики. Можно показать, что динамический диапазон увеличивается пропорционально фактору обратной связи (1.6)

$$D_{\beta} \approx (1 + \beta K_0) D. \quad (2.18)$$

При этом коэффициент гармоник уменьшится пропорционально фактору обратной связи [2, 5, 6]

$$K_{\Gamma\beta} = \frac{K_{\Gamma}}{(1 + \beta K_0)}. \quad (2.19)$$

Вывод соотношений (2.18) и (2.19) изложен в приложении 1.

Таким образом, влияние ООС на АХ можно оценить по изменению ее двух параметров, которые задают амплитудную характеристику количественно.

Отрицательная обратная связь

1) уменьшает наклон линейного участка АХ, т.е. уменьшает коэффициент

$$\text{усиления } \left| K_{\beta 0} \right| = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}.$$

2) увеличивает протяженность линейного участка АХ, т.е. увеличивает динамический диапазон усилителя $D_{\beta} \approx (1 + \beta K_0) D$, уменьшая при этом ко-

$$\text{эффицент гармоник } K_{\Gamma\beta} = \frac{K_{\Gamma}}{(1 + \beta K_0)}$$

2.2.4. Влияние отрицательной обратной связи на внутренние шумы и помехи усилителя

Наличие собственных источников шумов, фона, дрейфа и т.д. в усилителе ограничивает его возможности при усилении малых сигналов. Оказалось, что влияние таких помех, возникающих в промежуточных каскадах усилителя, можно существенно снизить, используя отрицательную обратную связь. Однако вводя ООС, не удастся уменьшить влияние теплового шума источника сигнала, теплового шума во входных цепях и шумов усилительного элемента во входном каскаде усилителя.

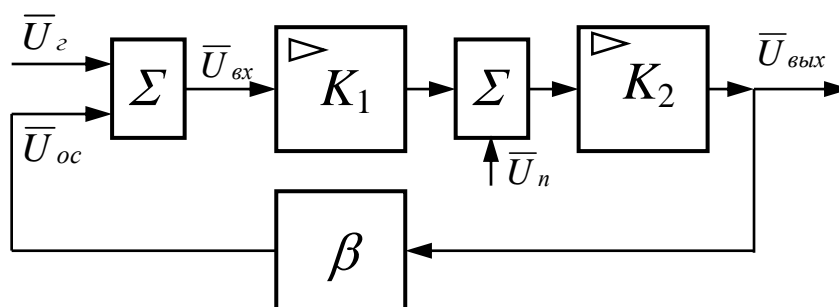


Рис. 2.6. Структурная схема усилителя с источником помехи и отрицательной обратной связью.

Предположим, что источник помех воздействует на промежуточный каскад усилителя, как это показано на рис. 2.6. Тогда весь усилитель можно разбить на два усилителя и рассмотреть отдельно усиление входного сигнала и усиление помехи [3]. В этом случае коэффициенты усиления:

полезного сигнала U_2

$$K_{\beta} = K_1 K_2 / (1 + \beta K_1 K_2), \quad (2.20)$$

и помехи

$$K_n = K_2 / (1 + \beta K_1 K_2). \quad (2.21)$$

В силу линейности усилителя выходной сигнал

$$U_{\text{вых}} = K_{\beta} U_2 + K_n U_n. \quad (2.22)$$

Если $K_n < K_{\beta}$, т.е. $K_2 < K_1 K_2$, то сигнал помехи усиливается значительно меньше, чем полезный сигнал, и отношение сигнал / шум (SNR – Signal-to-Noise-Ratio) увеличивается. Однако, чем ближе к входной части усилителя находится источник помехи, тем больше K_2 и меньше SNR.

Если помеха находится на входе усилителя и $K_2 = K_1 K_2$, то ООС вообще не влияет на SNR.

2.2.5. Влияние отрицательной обратной связи на стабильность коэффициента усиления напряжения

Коэффициент усиления напряжения является одним из основных показателей любого усилителя. В усилителях измерительных устройств, усилителях каналов магистральной связи и в других прецизионных устройствах предъявляются очень высокие требования к постоянству коэффициента усиления. В процессе эксплуатации, к сожалению, он не остается постоянным, а зависит от многих дестабилизирующих факторов: изменения напряжения питания, колебания температуры окружающей среды, изменения параметров элементов в результате старения, а также вариаций сопротивлений источника сигнала и нагрузки [1-5]. Отрицательная обратная связь эффективно стабилизирует коэффициент усиления.

Продифференцируем модуль (2.11) по K_0 и получим, что относительная нестабильность коэффициента усиления усилителя с ООС уменьшается пропорционально фактору обратной связи по сравнению с усилителем без ООС [2]

$$\frac{dK_{\beta 0}}{K_{\beta 0}} = \frac{1}{1 + \beta K_0} \frac{dK_0}{K_0}. \quad (2.23)$$

Затем модуль (2.11) продифференцируем по β и получим

$$\frac{dK_{\beta 0}}{K_{\beta 0}} = \frac{1}{1 + 1/\beta K_0} \frac{d\beta}{\beta}. \quad (2.24)$$

Из модуля (2.11) следует, что при очень больших коэффициентах усиления $K_0 \rightarrow \infty$, характерных для операционных усилителей,

$$|K_{\beta 0}| \rightarrow \beta. \quad (2.25)$$

Это означает, что свойства усилителя с ООС полностью будут определяться свойствами цепи отрицательной обратной связи. В свою очередь, из (2.24) следует, что при том же условии

$$\frac{dK_{\beta 0}}{K_{\beta 0}} \rightarrow \frac{d\beta}{\beta} \rightarrow 0, \quad (2.26)$$

то есть относительная нестабильность коэффициента усиления усилителя с ООС будет определяться относительной нестабильностью пассивной цепи обратной связи, которая весьма мала.

2.2.6. Влияние отрицательной обратной связи на амплитудно-частотную и фазочастотную характеристику

Комплексный коэффициент передачи однокаскадного резисторного усилителя без обратной связи хорошо описывается выражением [4]

$$\bar{K}(\omega) = \frac{K_0}{1 + j \left(\frac{\omega}{\omega_g} - \frac{\omega_h}{\omega} \right)}, \quad (2.27)$$

где $K_0 = \max |K(\omega)| = |K(\omega_{cp})|$ - коэффициент усиления усилителя на частоте $\omega_{cp} = \sqrt{\omega_h \cdot \omega_g}$. Постоянные ω_h и ω_g - соответственно *нижняя* и *верхняя* граничные частоты полосы пропускания на уровне $K_0/\sqrt{2}$. Предполагается, что $\omega_h \ll \omega_g$. На средних частотах ω_{cp} мнимая часть знаменателя в (2.27) близка к нулю и коэффициент передачи усилителя $\bar{K}(\omega) = K_0$. Амплитудно-частотная характеристика, представляющая собой модуль выражения (2.27) запишется в виде

$$|\bar{K}(\omega)| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_g} - \frac{\omega_h}{\omega} \right)^2}}. \quad (2.28)$$

Коэффициент передачи усилителя с обратной связью получим, подставляя (2.27) в (1.5). После простых преобразований для ООС получим

$$\bar{K}_\beta(\omega) = \frac{K_0}{1 + \beta K_0 + j \left(\frac{\omega}{\omega_g} - \frac{\omega_h}{\omega} \right)} = \frac{K_{\beta 0}}{1 + j \left[\frac{\omega}{\omega_g(1 + \beta K_0)} - \frac{\omega_h}{\omega(1 + \beta K_0)} \right]}.$$

Если обозначить

$$\omega_{g\beta} = \omega_g(1 + \beta K_0); \quad (2.29)$$

$$\omega_{h\beta} = \frac{\omega_h}{1 + \beta K_0} \quad (2.30)$$

и учесть обозначение коэффициента передачи усилителя с ООС на средних частотах (2.11), то коэффициент передачи как функция частоты примет окончательный вид:

$$\bar{K}_\beta(\omega) = \frac{K_{\beta 0}}{1 + j \left(\frac{\omega}{\omega_{g\beta}} - \frac{\omega_{h\beta}}{\omega} \right)}. \quad (2.31)$$

Амплитудно-частотная характеристика усилителя с ООС как модуль выражения (2.31) запишется в виде

$$|\bar{K}_\beta(\omega)| = \frac{K_{\beta 0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{g\beta}} - \frac{\omega_{h\beta}}{\omega} \right)^2}}. \quad (2.32)$$

На рис. 2.6 показана диаграмма Боде (АЧХ в логарифмических координатах) усилителя без ООС (1) и усилителя с ООС (2). Кривая (1) построена в МатЛаб выражению (2.28) при значениях параметров $K_0 = 100$, $f_h = 10$ Гц, $f_g = 10$

кГц, $f_{cp} = \sqrt{f_n \cdot f_e} \cong 316$ Гц. Кривая (2) построена по выражению (2.32) при значениях параметров $\beta = 0,03$, $K_{\beta 0} = 25$, $f_{n\beta} = 2,5$ Гц, $f_{e\beta} = 40$ кГц и $f_{cp\beta} = \sqrt{f_{n\beta} \cdot f_{e\beta}} \cong 316$ Гц.

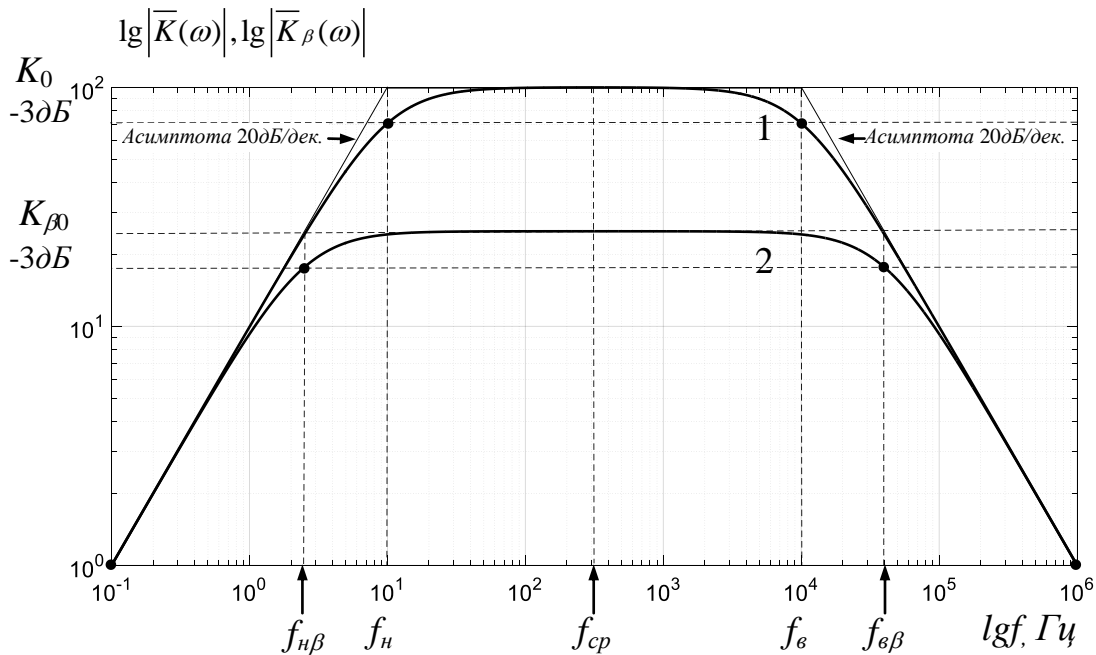


Рис. 2.6. Диаграмма Бode усилителя без ООС (1) и усилителя с отрицательной обратной связью (2).

Из рисунка видно, что ООС, уменьшая коэффициент усиления, одновременно расширяет полосу пропускания. Без ООС $\Delta f = f_e - f_n = 9990$ Гц, с ООС $\Delta f_{\beta} \cong f_{e\beta} - f_{n\beta} = 39997$ Гц. Площадь усиления, при этом, почти не меняется; без ООС: $\Pi = K_0 \cdot \Delta f = 999$ кГц и с ООС: $\Pi_{\beta} \cong 999,9$ кГц.

На фазочастотную характеристику усилителя ООС влияет аналогичным образом. Из комплексного коэффициента передачи усилителя без ООС (2.27) традиционным способом получим фазочастотную характеристику

$$\Phi(\omega) = -\arctg\left(\frac{\omega}{\omega_e} - \frac{\omega_n}{\omega}\right). \quad (2.33)$$

А из (2.31) – фазочастотную характеристику усилителя с ООС

$$\Phi(\omega) = -\arctg\left(\frac{\omega}{\omega_{e\beta}} - \frac{\omega_{n\beta}}{\omega}\right). \quad (2.34)$$

На рис. 2.7 показаны графики фазочастотной характеристики усилителя без ООС (1) с параметрами $f_n = 10$ Гц, $f_e = 10$ кГц и усилителя с ООС (2) с параметрами $\beta = 0,3$; $f_{n\beta} = 2,5$ Гц; $f_{e\beta} = 40$ кГц. Видно, что характеристика при введении обратной связи становится более равномерной – расширяется среднечастотная область $\Phi \sim 0$, а абсолютные значения фазовых сдвигов уменьшаются. Можно показать [2, 7], что

$$\Phi_{\beta}(\omega) = \frac{1}{1 + \beta K_0} \Phi(\omega). \quad (2.32)$$

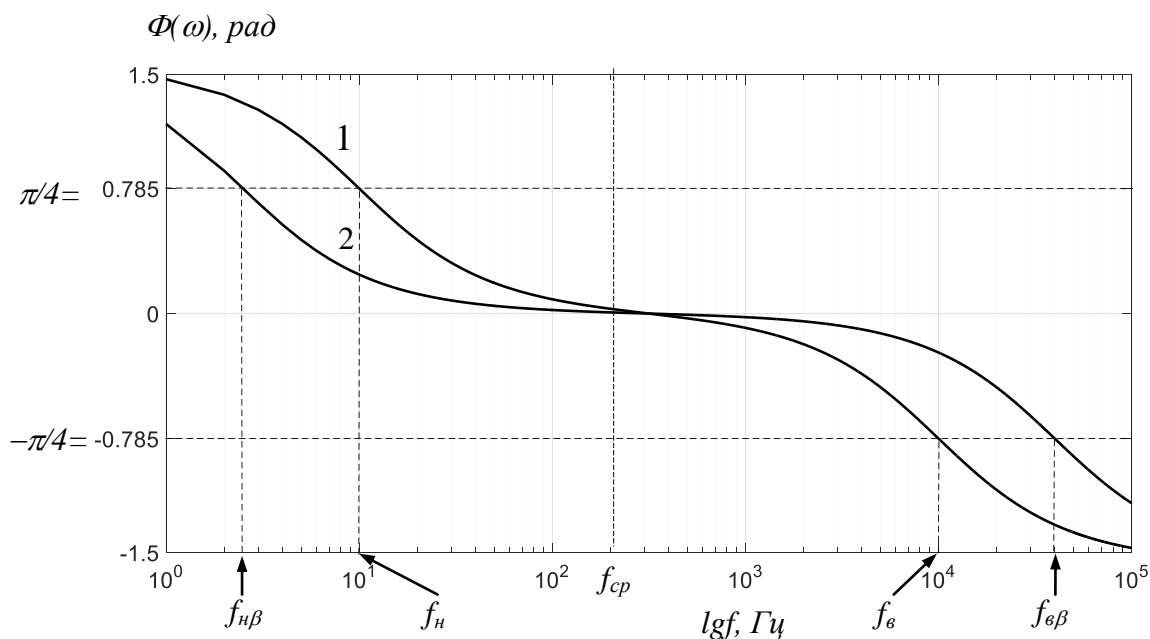


Рис. 2.7. Фазочастотная характеристика резисторного усилителя без ООС (1) и с отрицательной обратной связью (2).

Таким образом, ООС улучшает частотные характеристики усилителя.

Отрицательная обратная связь

- 1) *делает АЧХ более равномерной и расширяет ее полосу пропускания, уменьшая коэффициент усиления;*
- 2) *линеаризует фазочастотную характеристику, уменьшая фазовый сдвиг.*

2.2.7. Влияние отрицательной обратной связи на переходную характеристику

Переходной характеристикой называется отклик линейной цепи на входное воздействие в виде функции Хевисайда (функции включения или единичной ступеньки).

Известно [4], что частотная характеристика резисторного усилителя в области верхних частот хорошо описывается частотной характеристикой последовательного соединения базовой и коллекторной интегрирующих цепей. Однако поскольку, в большинстве случаев, постоянная времени базовой цепи намного больше постоянной времени коллекторной цепи, то определять результирующую частотную характеристику будет базовая интегрирующая цепь. Из общей теории цепей и сигналов известно также, что переходная характеристика линейной цепи в области малых времен определяется ее частотной характеристикой в области верхних частот. По-

этому переходная характеристика резисторного усилителя в области малых времен будет идентична переходной характеристике интегрирующей цепи базы

$$g(t) = 1 - \exp(-t/\tau_g). \quad (2.33)$$

Здесь $\tau_g = R_{\text{б.экв}}C_0$ – постоянная времени интегрирующей цепи базы усилителя (см. приложение). Из литературы [6 - 8] известно также, что основные параметры переходной характеристики – время нарастания (длительность фронта) t_ϕ и время задержки $t_{\text{зад}}$ связаны с постоянной времени простыми соотношениями:

$$t_\phi \cong 2,2\tau_g = 2,2/\omega_g, \text{ и} \quad (2.34)$$

$$t_{\text{зад}} \cong 0,69\tau_g = 0,69/\omega_g. \quad (2.35)$$

Отсюда с учетом соотношения (2.29) получаем параметры ПХ усилителя с ООС

$$t_{\phi\beta} \cong 2,2\tau_g = 2,2/\omega_{g\beta} = t_\phi/(1 + \beta K_0), \text{ и} \quad (2.36)$$

$$t_{\text{зад}\beta} \cong 0,69\tau_g = 0,69/\omega_{g\beta} = t_{\text{зад}}/(1 + \beta K_0). \quad (2.37)$$

На рис. 2.8 показаны графики переходной характеристики резисторного усилителя с $f_g = 10$ кГц (рис. 2.1) в области коротких времен, без ООС (1) и с ООС (2). Параметры переходной характеристики при этом имеют следующие значения - без ООС: $t_{0,1} = 1,6$ мкс, $t_{0,9} \cong 36,6$ мкс, что дает $t_\phi \cong 35$ мкс, $t_{\text{зад}} \cong 11$ мкс (1) и с ООС: $t_{0,1\beta} \cong 0,4$ мкс, $t_{0,9\beta} \cong 9,2$ мкс, $t_{\phi\beta} \cong 8,75$ мкс, $t_{\text{зад}\beta} \cong 2,7$ мкс (2). Таким образом, ООС улучшает ПХ усилителя, что очень важно при усилении прямоугольных импульсов.

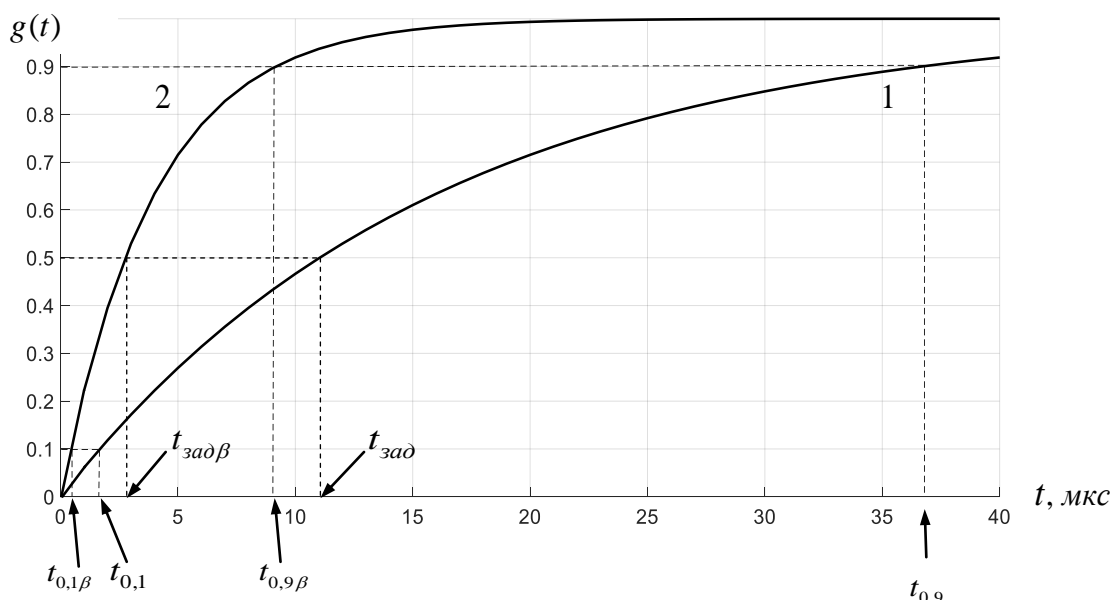


Рис. 2.8. Переходная характеристика RC усилителя без обратной связи (1) и с отрицательной обратной связью (2).

Отрицательная обратная связь улучшает ПХ усилителя, уменьшая значения ее временных параметров пропорционально фактору обратной связи $F = 1 + \beta K_0$.

3. ВИДЫ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ

Как уже говорилось в разделе 1, усилитель и цепь обратной связи являются четырехполюсниками. Соединение этих четырехполюсников может быть выполнено четырьмя способами, что и обуславливает соответствующие типы обратной связи.

В названии ООС первое слово относится к соединению со стороны входа, второе – к соединению со стороны выхода. На рис. 3.1 показаны эквивалентные схемы усилителей с последовательной ООС по току (последовательно-последовательной или просто последовательной) (а), параллельной ООС по напряжению (параллельно-параллельной или просто параллельной) (б), последовательной ООС по напряжению (параллельно-последовательной) (в) и параллельной ООС по току (параллельно-последовательной) (г). Из общих соображений можно сделать вывод, что при последовательном соединении четырехполюсников соответствующее сопротивление соединения в целом увеличивается, а при параллельном – уменьшается.

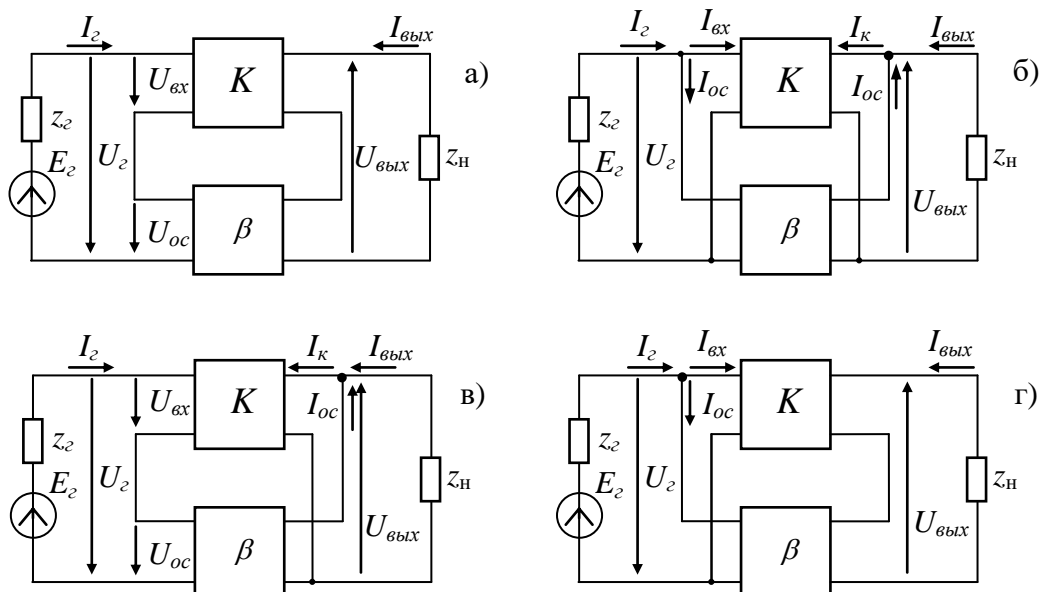


Рис. 3.1. Виды обратных связей: последовательная по току (а), параллельная по напряжению (б), последовательная по напряжению (в) и параллельная по току (г).

3.1 Усилитель с последовательной обратной связью по току

3.1.1 Схема.

На рис. 3.2а показана принципиальная схема усилительного каскада с общим эмиттером и последовательной по току отрицательной обратной связью (=ООСТ), а

на рис. 3.2б - его формальная эквивалентная схема. В теории четырехполюсников эту обратную связь называют ООС «Z»-типа. Для организации этой связи в цепь эмиттера включают резистор обратной связи R_β . В результате протекания тока эмиттера, на резисторе R_β образуется сигнал обратной связи U_{oc} , поэтому $\beta = U_{oc}/U_{вых} = R_\beta I_3 / R_K I_K = R_\beta(1 + h_{21э}) / R_K h_{21э}$. Поскольку $I_3 = I_K + I_\delta$ и $I_\delta \ll I_3, I_K$, то с хорошей точностью можно полагать, что $I_3 = I_K$ и $U_{oc} = R_\beta I_K$. Это означает, что сигнал обратной связи создается током, протекающим через коллекторную нагрузку R_K , т.е. U_{oc} является частью выходного сигнала.

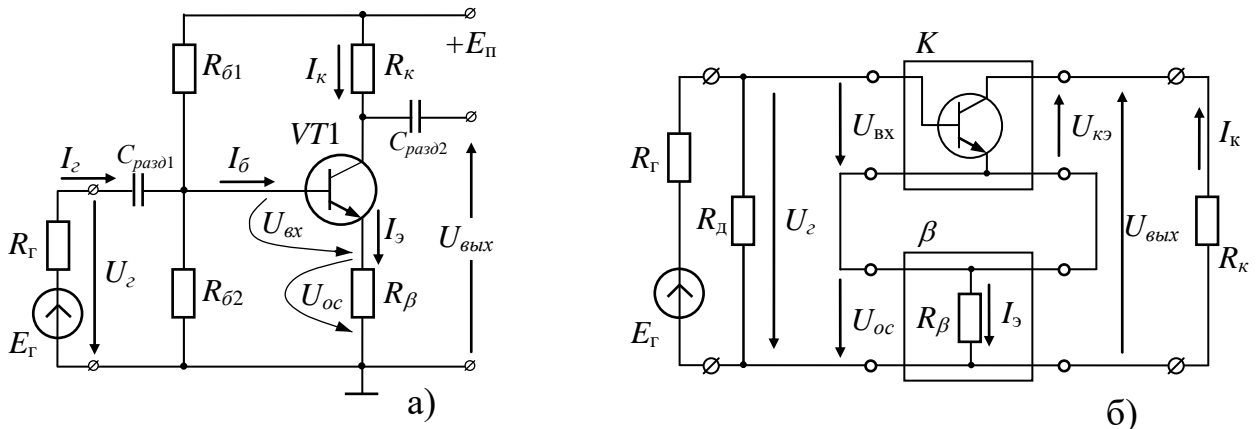


Рис. 3.2. Принципиальная электрическая схема усилительного каскада с последовательной ООС по току (а) и его формальная эквивалентная схема (б).

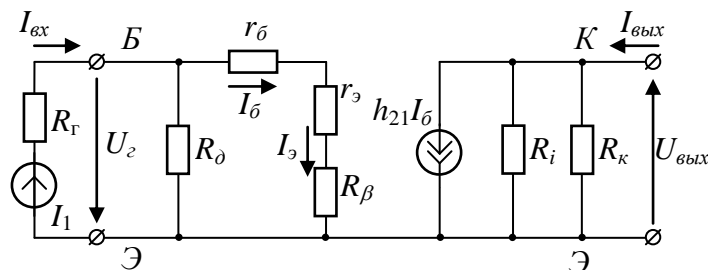


Рис. 3.3. Физическая эквивалентная схема усилителя с последовательной ООС по току.

3.1.2 Механизм действия обратной связи

Рассмотрение механизма действия обратной связи начнем в отсутствие входного сигнала с режима по постоянному току, который соответствует классу усиления «А», рис. 3.4а. Известно [1-9, 13-16], что параметры биполярного транзистора изменяются при изменении температуры окружающей среды. Предположим, что при увеличении температуры изменился режим по постоянному току - заметно увеличился коллекторный ток в рабочей точке $I_{к0} \rightarrow I_{к0} + \Delta I_{к0}$. Поскольку $I_{к0}$ протекает через резистор обратной связи R_β , то потенциал эмиттера относительно земли также получит приращение $U_{э0} + \Delta U_\varepsilon$. Так как постоянный потенциал базы $U_{б0}$ задан базовым делителем и не зависит от температуры, то управляющее напряжение $U_{бэ}$, в этом случае, получит отрицательное приращение $U_{бэ0} - \Delta U_\varepsilon$. Это вызовет уменьше-

ние коллекторного тока – $\Delta I_{к0}$ и режим по постоянному току восстановится. Таким образом, обратная связь по току препятствует изменению постоянного тока коллектора, стабилизируя рабочую точку при колебаниях температуры.

То же самое происходит при включении генератора переменного входного сигнала U_z . Поскольку входы четырехполосников «К» и «β» включены последовательно, то $U_z = U_{ex} + U_{oc}$. Поэтому на входе транзистора (рис. 3.4б) происходит алгебраическое сложение сигналов $U_{ex} = U_z + (-U_{oc})$, т.е. U_{ex} уменьшается. Поскольку $K_0 = \text{const}$, то уменьшается $U_{вых}$ и, следовательно, уменьшается коэффициент усиления $K_{\beta 0}$.

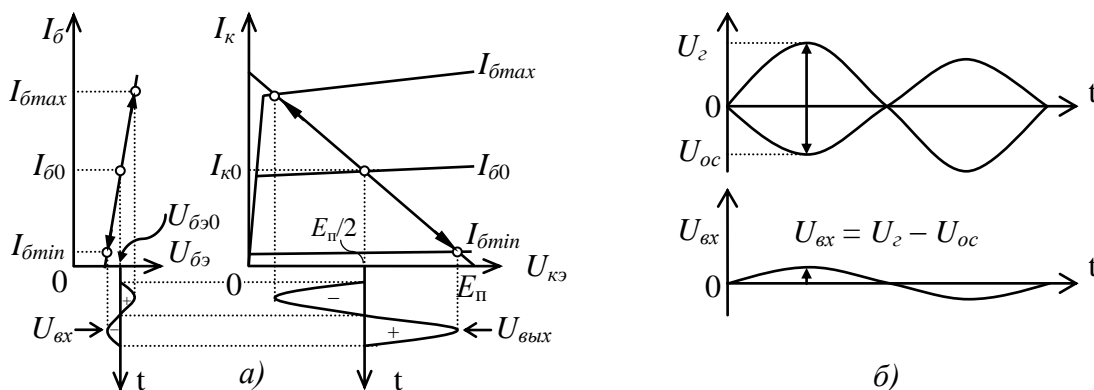


Рис. 3.4. Инверсия сигнала на выходе усилителя (а) и алгебраическая сумма сигналов на входе усилителя (б)

3.1.3 Влияние обратной связи на параметры усилителя

Посмотрим, как изменились основные параметры усилителя при введении ООС.

1. Входное сопротивление $R_{ex\beta}$

Входное сопротивление транзистора в усилителе с ООС примет вид

$$h_{11\beta} = \frac{U_z}{I_{\beta}} = \frac{U_{ex} + U_{oc}}{I_{\beta}} = \frac{U_{ex}}{I_{\beta}} \left(1 + \frac{U_{oc}}{U_{ex}} \frac{U_{вых}}{U_{вых}} \right) = h_{11\beta} (1 + \beta K_0) = h_{11\beta} + R_{\beta} (1 + h_{21\beta}) .$$

Здесь $h_{11\beta} = r_{\beta} + (1 + h_{21\beta})r_e$ – входное сопротивление транзистора без ООС. Входное же сопротивление усилителя с ООС, как следует из рисунка 3.3, есть

$$R_{ex\beta} = R_{\delta} \parallel h_{11\beta} . \quad (3.1)$$

2. Выходное сопротивление $R_{вых\beta}$

Анализ выходного сопротивления транзистора R_i в схеме с последовательной отрицательной обратной связью по току [4] показывает, что оно возрастает

$$R_{i\beta} = R_i + R_{\beta}(1 + h_{21\beta}) . \quad (3.2)$$

Однако выходное сопротивление усилителя $R_{вых\beta} = R_{i\beta} \parallel R_{к}$ при $R_{к} \ll R_i$ изменяется мало и по существу не отличается от выходного сопротивления каскада без ООС, то есть

$$R_{вых\beta} \approx R_{вых} \approx R_{к} . \quad (3.3)$$

3. Коэффициент усиления напряжения

$$K_{\beta 0} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0} = \frac{K_0}{1 + (R_\beta / R_k) K_0},$$

а с учетом (2.6) получим

$$|K_{\beta 0}| \cong |-h_{21\beta} \cdot R_k / h_{11\beta}| > 1. \quad (3.4)$$

4. Коэффициент усиления тока

=ООСТ уменьшает коэффициент усиления тока, поскольку увеличивается $h_{11\beta}$

$$K_{I\beta} = \frac{K_I}{1 + \beta K_I} = \frac{R_\delta}{R_\delta + h_{11\beta}} h_{21\beta} > 1. \quad (3.5)$$

5. Коэффициент усиления мощности

$$K_{P\beta} = K_{\beta 0} K_{I\beta} > 1. \quad (3.6)$$

Последовательная отрицательная обратная связь по току

- 1) увеличивает входное сопротивление;
- 2) увеличивает выходное сопротивление;
- 3) уменьшает коэффициент усиления напряжения;
- 4) уменьшает коэффициент усиления тока;
- 5) уменьшает коэффициент усиления мощности.

Замечание. На практике резистор обратной связи R_β обязательно вводится в усилительный каскад с ОЭ для температурной стабилизации рабочей точки. Часто обратную связь по переменному току отключают для того, чтобы избежать уменьшения коэффициента усиления. Для этого резистор R_β шунтируют конденсатором большой емкости, из-за чего $U_{oc} \rightarrow 0$ ($\beta = 0$) и $K_{\beta 0} = K_0$. Такая цепочка – параллельное соединение R_β и C_β получила название «гридлик». Усилительный каскад с ОЭ без обратной связи (рис. 2.2) на практике используется редко из-за неудовлетворительных свойств.

3.2 Усилитель с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению

3.2.1 Схема

На рис. 3.5 показана принципиальная схема усилителя с параллельной обратной связью по напряжению (||ООСН) (а) и его формальная эквивалентная схема в виде параллельного соединения четырехполюсников «К» и «β» (б). В теории четырехполюсников эту обратную связь называют ООС «Y»-типа. Анализ схемы этого усилителя в «Y» параметрах приведен в приложении.

Обратная связь в усилителе создается путем подключения верхнего резистора базового делителя $R_{\beta 1} = R_{\beta}$ не к шине питания, а к коллектору $VT1$, т.е. к выходу усилителя. Поскольку усилитель с ОЭ является инвертором, то сигнал обратной связи U_{oc} с выхода усилителя через четырехполюсник обратной связи « β », образованный резистором R_{β} и параллельным соединением $R_2 \parallel R_{\partial} \parallel h_{11}$, поступает на вход

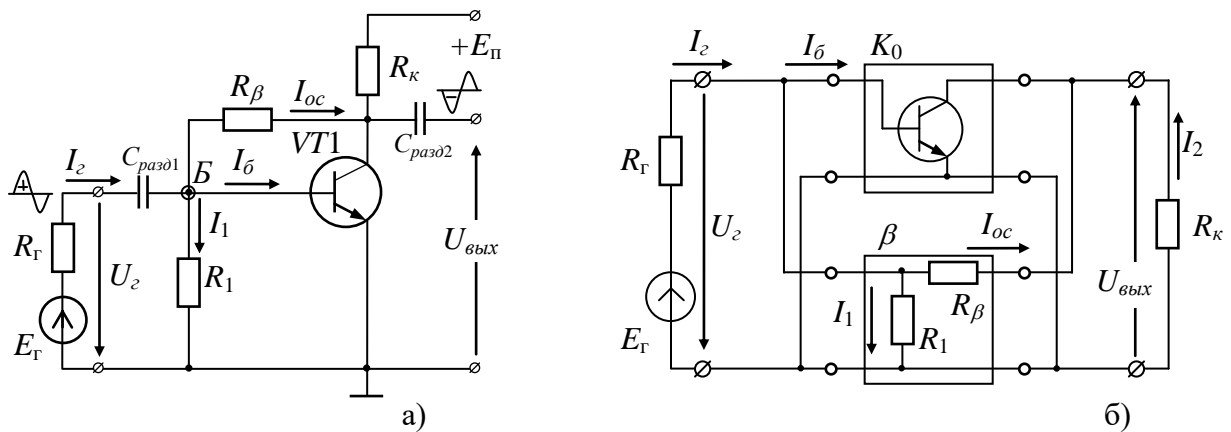


Рис. 3.5. Принципиальная электрическая схема усилительного каскада с параллельной ООС по напряжению (а) и его формальная эквивалентная схема (б).

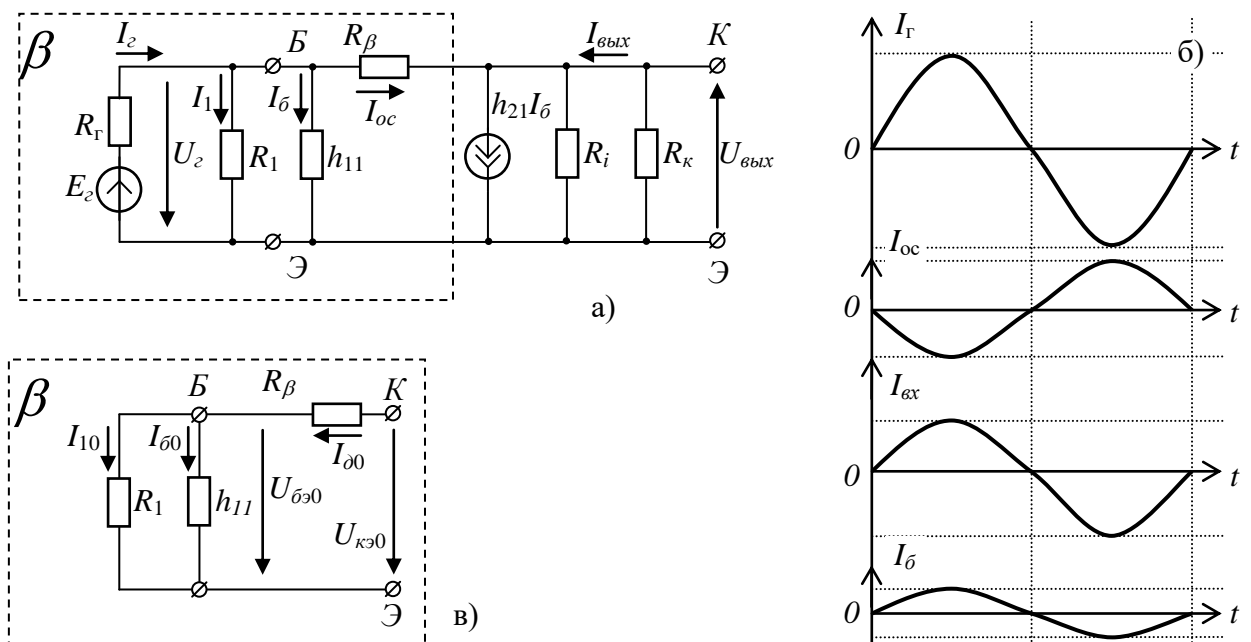


Рис. 3.6. Физическая эквивалентная схема усилительного каскада с параллельной ООС по напряжению в области средних частот (а), временные диаграммы переменных составляющих токов на входе усилителя и четырехполюсник обратной связи « β » в режиме постоянного тока (в).

усилителя в противофазе с входным сигналом U_2 . Напомним, что для простоты, мы рассматриваем вещественные части комплексных напряжений и токов, поэтому знаки комплексности опущены.

3.2.2 Механизм действия обратной связи

Четырехполюсники «К» и «β» соединены параллельно (рис. 3.5б), вследствие чего, на входе усилителя происходит алгебраическое суммирование токов $I_{\Gamma} = I_{ex} + I_{oc}$ (рис. 3.6а). Ток обратной связи I_{oc} с началом положительного полупериода входного сигнала течет с базы на коллектор транзистора и увеличивается, поскольку на коллекторе в это время отрицательный полупериод выходного напряжения. Поэтому приращение входного тока, а, следовательно, и тока базы $I_{\delta} = (R_1 / (R_1 + h_{11})) I_{ex}$ будет меньше, чем без обратной связи

$$I_{ex} = I_{\Gamma} - I_{oc}, \quad (3.7)$$

как это показано на рис. 3.6б.

Режим по постоянному току задается делителем напряжения в цепи базы R_{β} , R_{ex} , ($R_{ex} = R_{\delta} \parallel h_{11}$), который показан на рис. 3.6в. Поскольку усилитель работает в классе «А», то при отсутствии входного сигнала напряжение на коллекторе $U_{кэ0} = +E_n / 2$. Поэтому постоянное смещение на базе в рабочей точке $U_{бэ0} = +\chi E_n / 2$, где $\chi = R_{ex} / (R_{ex} + R_{\beta})$ - коэффициент передачи делителя. Заметим, что постоянный ток делителя $I_{\delta 0}$ течет с коллектора на базу, навстречу переменному току обратной связи I_{oc} .

Тот факт, что и режим по постоянному току и глубина обратной связи задается одним резистором R_{β} , является недостатком данного способа организации обратной связи. Свободным от этого недостатка является схемное решение, показанное на рис. 3.7б. Однако ООС, в этом случае, является частотно зависимой.

3.2.3 Влияние обратной связи на параметры усилителя

Посмотрим, как ||ООСН меняет параметры усилителя.

1. Входное сопротивление усилителя $R_{ex\beta}$

$$R_{ex\beta} = R_{ex} \parallel [R_{\beta} / (1 + K_0)], \quad (3.8)$$

где R_{ex} – входное сопротивление усилителя без ООС (2.4).

2. Выходное сопротивление усилителя $R_{вых\beta}$

Выходное сопротивление транзистора в усилителе с ||ООСН $R_{i\beta}$ уменьшается $R_{i\beta} = R_i / (1 + \beta K_0)$, где R_i – выходное сопротивление транзистора в усилителе без ООС. Вы

$$R_{вых\beta} = R_{вых} / (1 + \beta K_0), \quad (3.9)$$

где $R_{вых}$ – выходное сопротивление усилителя без ООС (2.5).

Коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи β , как это следует из рисунка 3.6а, равен

$$\beta = \frac{U_{oc}}{U_{вых}} = \frac{R_{экв}}{R_{экв} + R_{\beta}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{\beta}}{R_{ex}} + \frac{R_{\beta}}{R_2}}. \quad (3.10)$$

Здесь $R_{экв} = R_2 \parallel R_{ex}$, а $R_{ex} = R_{\delta} \parallel h_{11}$.

3. Сквозной коэффициент усиления напряжения $K_{E\beta 0}$

$$K_{E\beta 0} = \frac{U_{\text{вых}}}{E_2} = \frac{\gamma K_0}{1 + \beta K_0}, \quad (3.11)$$

где $\gamma = \frac{1}{1 + R_2/R_{\text{ex}} + R_2/R_\beta}$ [13]. Вывод соотношения (3.11) можно посмотреть в приложении.

4. Коэффициент усиления тока $K_{I\beta}$

$$K_{I\beta} = \frac{K_I}{1 + \beta K_I}, \quad (3.12)$$

где K_I – коэффициент усиления тока усилителя без ООС (2.8).

5. Коэффициент усиления мощности $K_{p\beta}$

$$K_{p\beta} = K_{\beta 0} K_{I\beta} \quad (3.13)$$

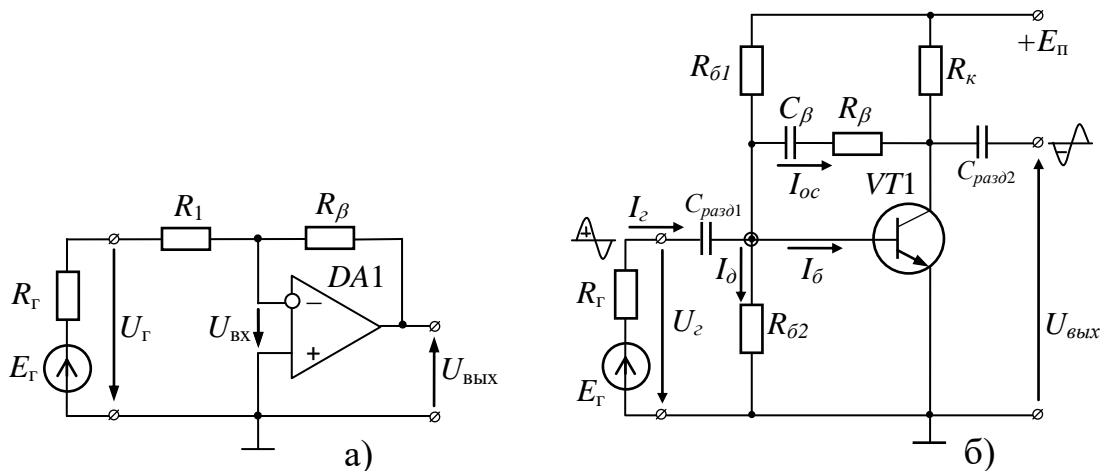


Рис. 3.7. Принципиальная электрическая схема инвертирующего усилителя на операционном усилителе (а) и усилитель с частотно зависимой параллельной ООС по напряжению.

Параллельная отрицательная связь по напряжению

- 1) уменьшает входное сопротивление;
- 2) уменьшает выходное сопротивление;
- 3) уменьшает коэффициент усиления тока;
- 4) не изменяет коэффициент усиления напряжения;
- 5) уменьшает коэффициент усиления мощности.

Замечания [13].

- Уменьшается сквозной коэффициент усиления напряжения (3.11), поскольку уменьшение входного сопротивления приводит к увеличению падения напряжения входного сигнала на внутреннем сопротивлении генератора R_2 . Для усилителей напряжения, когда выполняются условия $R_2 \ll R_{\text{ex}}, R_\beta$, можно записать

$K_{E\beta 0} = \frac{U_{вых}}{E_2} \approx \frac{K_0}{1 + \beta K_0}$. При глубокой ООС, когда выполняется условие $\beta K_0 \gg 1$, форму-

ла (3.11) принимает вид $K_{E\beta 0} \approx \frac{R_\beta}{R_2}$, т.е. коэффициент усиления не зависит от параметров усилителя без ООС и нагрузки.

- Для нормальной работы усилителя с ||ООСН внутреннее сопротивление источника сигнала должно быть отлично от нуля $R_r \neq 0$. В противном случае вход усилителя замыкается накоротко, и сигнал обратной связи становится равным нулю $U_{oc} = 0$. Для исключения влияния внутреннего сопротивления источника входного сигнала последовательно с R_r включается резистор $R_1 \gg R_r$. В этом случае $K_{E\beta 0} = \frac{R_\beta}{R_2 + R_1} \approx \frac{R_\beta}{R_1}$. Такой прием используется в функциональных устройствах на операционных усилителях. На рис. 3.7а, в качестве примера использования этого приема, показана схема инвертирующего усилителя на операционном усилителе.
- На рис. 3.7б показана принципиальная схема усилителя с частотно зависимой ||ООСН. Цепь обратной связи образована последовательным соединением C_β и R_β , отделяющим по постоянному току коллекторную цепь от базовой цепи. Рабочая точка задается независимо базовым делителем $R_{\beta 1}, R_{\beta 2}$. Глубину обратной связи можно задавать, номиналом R_β , не изменяя положения рабочей точки, в отличие от усилителя, схема которого показана на рис. 3.5а. При большой емкости конденсатора $C_\beta \geq C_{разд.}$ обратная связь будет практически частотно независимой.

3.3. Усилитель с параллельной отрицательной обратной связью по току

3.3.1 Схема

На рис. 3.8а показана принципиальная схема усилительного каскада с параллельной отрицательной обратной связью по току (||ООСТ), которую в теории четырехполюсников называют ООС «G»-типа. На практике этот усилительный каскад обычно называют «усилительный каскад с общей базой». На рис. 3.8б представлена его формальная эквивалентная схема. Следует отметить, что на практике преимущественно используется вариант нарисования принципиальной схемы усилителя с ОБ, который показан на рис. 3.9а. Тем не менее, из рис. 3.8а хорошо видно, что каскад с ОБ легко получить из каскада с ОЭ. Для этого необходимо входной сигнал подать не на базу, а на эмиттер транзистора, не меняя режим по постоянному току.

Как видно из рисунка 3.8а, входной сигнал поступает на эмиттер транзистора, а база заземлена по переменному току при помощи блокировочного конденсатора

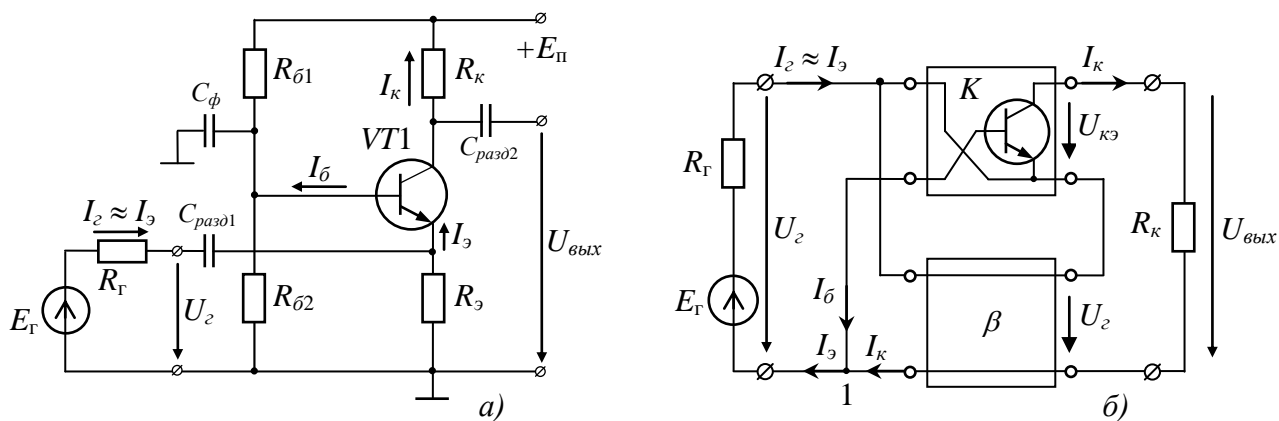


Рис. 3.8. Принципиальная электрическая схема усилителя с параллельной ООС по току (а) и его формальная эквивалентная схема (б).

C_ϕ . Режим транзистора по постоянному току задается базовым делителем $R_{\delta 1}-R_{\delta 2}$ и резистором в цепи эмиттера R_ε . Сопротивление резистора R_ε , как правило, на 1 – 1,5 порядка больше дифференциального сопротивления открытого эмиттерного перехода, поэтому на формальной эквивалентной схеме (рис. 3.8б) и на физической эквивалентной схеме (рис. 3.9б) этот резистор не показан.

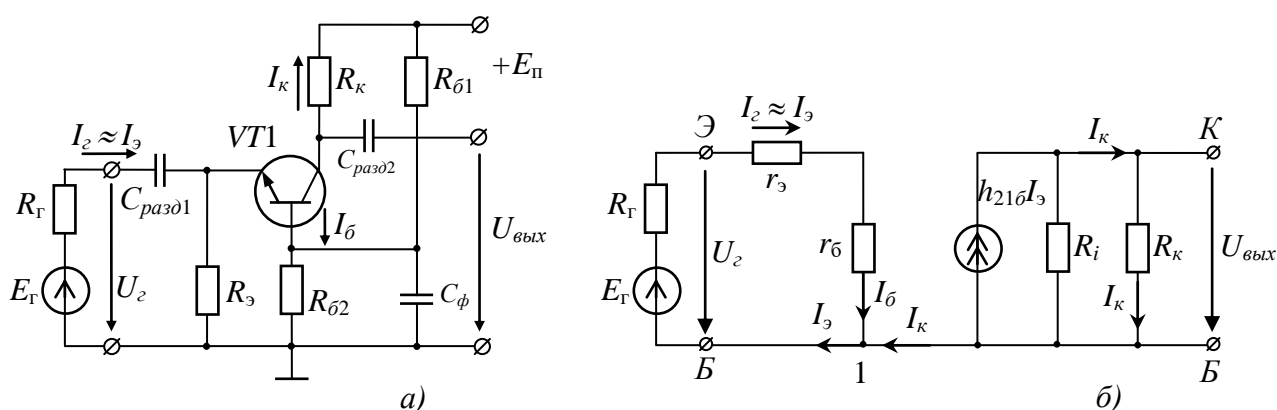


Рис. 3.9. Принципиальная электрическая схема усилительного каскада с параллельной отрицательной обратной связи по току (второй вариант) (а) и его физическая эквивалентная схема (б).

Анализ схемы на рис. 3.8б и рис. 3.9б показывает, что усилитель с общей базой является усилителем с общим эмиттером, охваченным 100% отрицательной обратной связью по току [2, 6, 8]. Это следует из конфигурации токов в узле «1», выходной ток – ток коллектора полностью возвращается во входную цепь.

3.3.2 Механизм действия обратной связи

Действие ||ООСТ в усилителе с общей базой (рис. 3.8а и 3.9а) можно себе представить, анализируя температурную флуктуацию эмиттерного тока при отсутствии входного сигнала. Предположим, что эмиттерный ток увеличился и принял значение $I_{\varepsilon 0} + \Delta I_\varepsilon$. Это приведет к увеличению падения напряжения на эмиттерном резисторе R_ε . Поскольку потенциал базы относительно земли $U_{\delta 0}$ фиксирован, то

уменьшится напряжение $U_{эб0} - \Delta U_{эб}$, что, в свою очередь, вызовет уменьшение эмиттерного тока на $\Delta I_э$. В результате чего эмиттерный ток восстановится.

Если теперь подадим на вход усилителя гармонический сигнал, то с началом положительного полупериода $U_{эб}$ (рис. 3.10а) эмиттерный ток будет уменьшаться, т.е. рабочая точка переместится вниз по входной характеристике. Уменьшение эмиттерного тока вызовет уменьшение коллекторного тока, протекающего через резистор коллекторной нагрузки $R_к$ и, соответственно, увеличение напряжения $U_{кб}$. То есть, на выходных характеристиках (рис. 3.10б) рабочая точка перемещается вниз

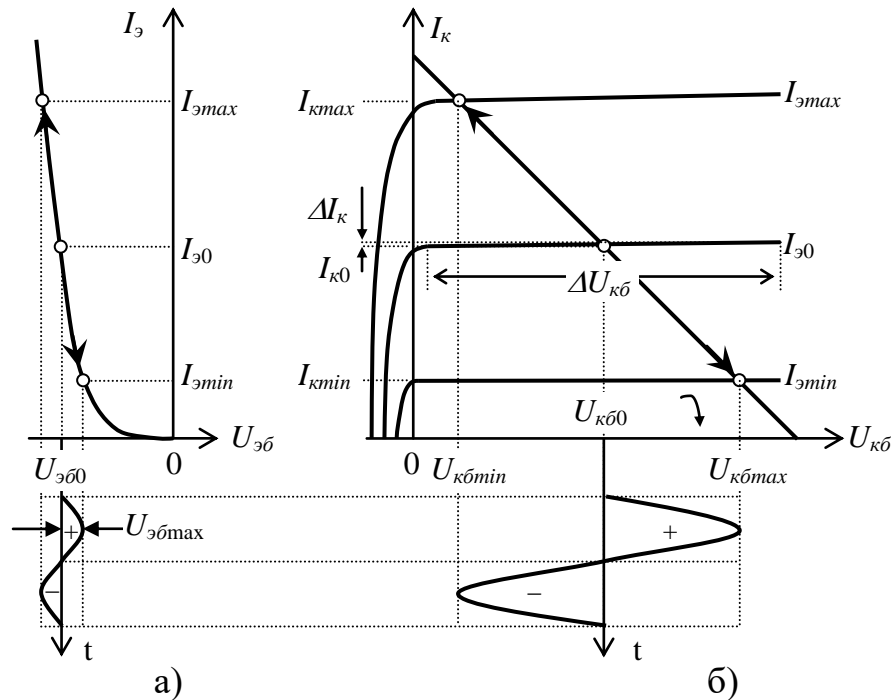


Рис. 3.10. Воздействие входного гармонического сигнала на усилительный каскад общей базой

по нагрузочной прямой. Таким образом, усилитель с общей базой не инвертирует сигнал, в отличие от усилительного каскада с общим эмиттером.

Усилительный каскад с общей базой не инвертирует сигнал

3.3.3 Влияние обратной связи на параметры усилителя

Посмотрим, как влияет 100% ||ООСТ на показатели усилителя.

1. *Входное сопротивление $R_{эб}$*

Из рисунка 3.9б следует: $U_э = I_эр + I_э(1 - h_{21б})r_б$, где $I_э(1 - h_{21б})$ - ток базы. Отсюда $h_{11б} = U_э / I_э = r_э + (1 - h_{21б})r_б$. Как известно, значение $h_{21б} = \alpha \sim 0,99 - 0,999$. Поэтому $1 - h_{21б} \ll 1$ и $h_{11б} \approx r_э$. С другой стороны:

$h_{11б} = U_э / I_э = U_{эб} / (I_б + I_к) = h_{11э} / (1 + h_{21э})$, где $h_{11э}$ - входное сопротивление транзистора при включении с ОЭ. Но из рис.3.8а и 3.9а следует, что входное сопротивление усилительного каскада с ОБ есть параллельное соединение резистора $R_э$ и $h_{11б}$

$$R_{вх\beta} = R_э \parallel h_{11\bar{6}} \approx r_э. \quad (3.14)$$

2. Выходное сопротивление $R_{вых\beta}$

Выходное сопротивление усилительного каскада с ОБ есть параллельное соединение выходного сопротивления транзистора $R_{i\bar{6}} = 1/h_{22\bar{6}}$ и $R_к$. Значение выходного сопротивления транзистора с ОБ $R_{i\bar{6}}$ можно определить по выходным характеристикам транзистора (рис. 3.10б) $R_{i\bar{6}} = \Delta U_{к\bar{6}} / \Delta I_к$. Это значение велико и обычно много больше внутреннего сопротивления транзистора при включении с ОЭ [6] $R_{i\bar{6}} = (1+h_{21э}R_э / h_{11э})R_{iэ}$. На практике $R_к \ll R_{i\bar{6}}$, поэтому

$$R_{вых\beta} \cong R_к. \quad (3.15)$$

3. Коэффициент усиления напряжения $K_{\beta 0}$

Из рисунка 3.8б следует, что $U_{вых} = U_{кэ} + U_э$. Отсюда $K_{\beta 0} = U_{вых} / U_э = K_0 + 1$, где K_0 – коэффициент усиления усилителя с ОЭ без ООС. При $K_0 \gg 1$

$$K_{\beta 0} \cong K_0. \quad (3.16)$$

4. Коэффициент усиления тока $K_{I\beta}$

$$K_{I\beta} = I_{вых} / I_{вх} = I_к / I_э = \alpha = h_{21\bar{6}} = h_{21э} / (1 + h_{21э}) < 1. \quad (3.17)$$

5. Коэффициент усиления мощности $K_{P\beta}$

$$K_{P\beta} = K_{\beta 0} K_{I\beta} \geq 1. \quad (3.18)$$

100% - я параллельная отрицательная обратная связь по току

- 1) сильно уменьшает входное сопротивление вплоть до десятков Ом – до дифференциального сопротивления открытого эмиттерного перехода;
- 2) сильно увеличивает выходное сопротивление транзистора до единиц или десятков МОм;
- 3) не изменяет коэффициент усиления напряжения при равенстве сопротивлений коллекторных нагрузок ОЭ и ОБ;
- 4) делает коэффициент усиления тока меньше единицы. Это токовый повторитель;
- 5) сильно уменьшает коэффициент усиления мощности, по сравнению с усилителем ОЭ;

Замечания.

- Усилительный каскад с ОБ обладает лучшими частотными и переходными характеристиками, чем у усилителя с ОЭ, поскольку емкость коллекторного перехода $C_{кОБ}$ много меньше $C_{кОЭ}$ $C_{кОБ} \approx C_{кОЭ} / (1+h_{21э})$.
- Усилительный каскад с ОБ преимущественно используется для построения узкополосных резонансных усилителей с параллельным колебательным контуром в коллекторной цепи. Это обусловлено большим выходным сопротивлением транзистора, практически не влияющим на добротность колебательного контура. От недостатка, связанного с малым входным сопротивлением, лег-

ко избавляются, ставя на входе эмиттерный повторитель с большим входным и малым выходным сопротивлениями.

- Усилительный каскад с ОБ обладает значительно меньшими нелинейными искажениями, чем усилитель с ОЭ. Это обусловлено большей стабильностью $h_{21б}$ при изменении тока, протекающего через транзистор. Поэтому каскад с ОБ часто применяют в качестве выходного каскада.

3.4 Усилительный каскад с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению

3.4.1 Схема

Принципиальная схема усилительного каскада с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению (=ООСН) эмиттерного повторителя показана на рис. 3.11а. В теории четырехполюсников эта обратная связь называется ООС «Н»-типа. Транзистор в эмиттерном повторителе включен по схеме с общим коллектором по переменному току, поскольку шина питания по переменному току всегда заземлена через блокировочный конденсатор $C_{бл}$.

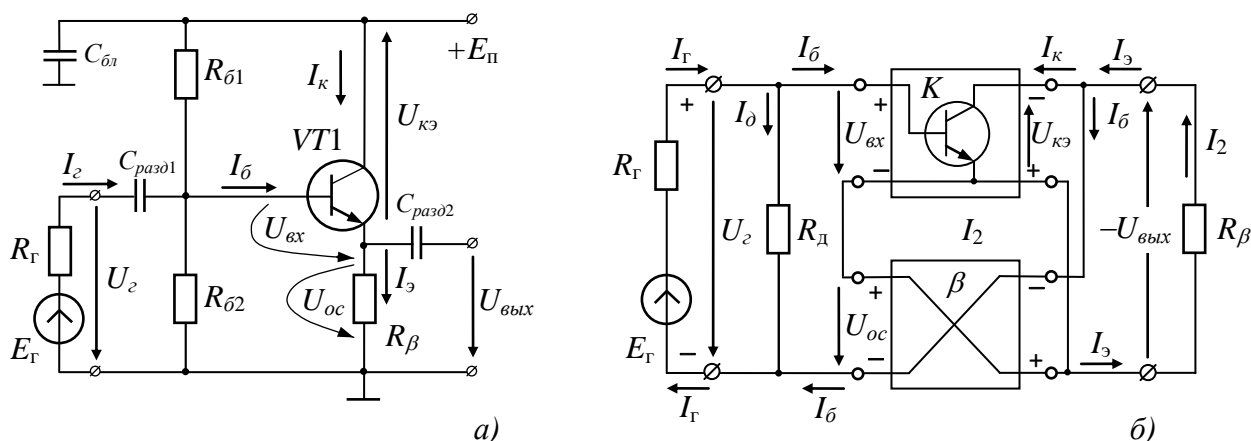


Рис. 3.11. Принципиальная схема усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению (а) и его формальная эквивалентная схема (б).

3.4.2 Механизм действия обратной связи

Если представить эмиттерный повторитель в виде соединения двух четырехполюсников – усилителя с ОЭ (четыреполюсник «К») и четырехполюсника обратной связи (перекрещенный четырехполюсник «β»), то получим усилитель с ОЭ, охваченный 100% последовательной отрицательной обратной связью по напряжению, рис. 3.11б. Ситуация на входе усилителя полностью аналогична ситуации, описанной в разделе 3.1.2. Поскольку входы четырехполюсников включены последовательно, то $U_{2} = U_{вх} + U_{oc}$. Поэтому на входе транзистора происходит алгебраическое сложение сигналов $U_{вх} = U_{2} + (-U_{oc})$, т.е. $U_{вх}$ уменьшается. Поскольку $K_0 = \text{const}$, то уменьшается $U_{вых}$ и, следовательно, уменьшается коэффициент усиления $K_{β0}$.

3.4.3 Влияние обратной связи на параметры усилителя

1. Входное сопротивление $R_{вх\beta}$

Из эквивалентной схемы эмиттерного повторителя на рис. 3.12 находим входное сопротивление транзистора

$$U_2 = r_{б}I_{б} + (r_{э} + R_{\beta})I_{э} = r_{б}I_{б} + (r_{э} + R_{\beta})(I_{б} + I_{к}) = [r_{б} + (r_{э} + R_{\beta})(1 + h_{21э})]I_{б}. \text{ Отсюда}$$

$$h_{11\beta} = r_{б} + (r_{э} + R_{\beta})(1 + h_{21э}) = h_{11э} + R_{\beta}(1 + h_{21э}) = h_{11э}(1 + K_0), \quad (3.19)$$

что совпадает с соотношением (3.1) при $\beta = 1$.

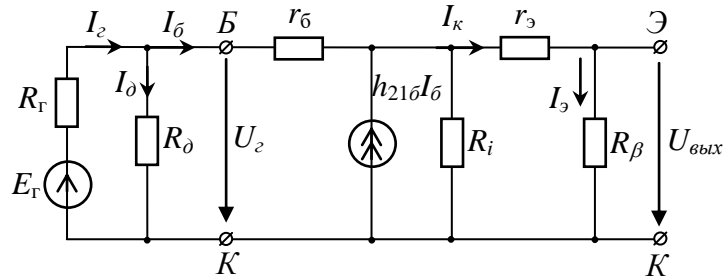


Рис. 3.12. Физическая эквивалентная схема эмиттерного повторителя.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя есть параллельное соединение входного сопротивления транзистора и сопротивления базового делителя

$$R_{вх\beta} = h_{11\beta} \parallel R_{\partial}. \quad (3.20)$$

2. Выходное сопротивление $R_{вых\beta}$

Выходное сопротивление транзистора

$$R_{вых.тр} = \frac{(R'_2 + h_{11э})}{(1 + h_{21э})}, \quad (3.21)$$

где $R'_2 = R_2 \cdot \frac{R_{\partial}}{(R_2 + R_{\partial})}$.

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя есть параллельное соединение $R_{вых.тр}$ и R_{β}

$$R_{вых\beta} = R_{вых.тр} \parallel R_{\beta}. \quad (3.22)$$

3. Коэффициент усиления (передачи) напряжения $K_{\beta 0}$

Как следует из рисунка 3.11 $U_2 = U_{вх} + U_{oc}$ и $U_{oc} = -U_{кэ}$. Разделим обе части ($U_2 = U_{вх} + U_{oc}$) на $-U_{кэ}$ и после преобразований получим

$$K_{\beta 0} = \frac{K_0}{1 + K_0} < 1. \quad (3.23)$$

4. Коэффициент усиления тока $K_{I\beta}$

Из эквивалентной схемы на рисунке 3.12 получаем

$$K_{I\beta} = \frac{R_{\delta}}{R_{\delta} + h_{11\beta}} (1 + h_{21\beta}) \gg 1. \quad (3.24)$$

5. Коэффициент усиления мощности $K_{P\beta}$

$$K_{P\beta} = K_{\beta 0} K_{P\beta} > 1, \quad (3.25)$$

т.е. эмиттерный повторитель является усилителем.

100%-ая последовательная отрицательная обратная связь по напряжению

- 1) сильно увеличивает входное сопротивление усилителя до $10^5 - 10^6$ Ом, однако базовый делитель — это сопротивление уменьшает;
- 2) сильно уменьшает выходное сопротивление, которое зависит от внутреннего сопротивления генератора входного сигнала, до единицы или десятков Ом;
- 3) сильно уменьшает коэффициент усиления напряжения, делая его равным $0,99 < K_{\beta 0} < 0,999$. Это повторитель напряжения;
- 4) не изменяет коэффициент усиления тока, сохраняя его на уровне $h_{21\beta} \gg 1$;
- 5) сохраняет коэффициент усиления мощности на уровне > 1 . Это усилитель.

Замечания.

- Эмиттерный повторитель — это усилитель с очень большим входным и очень малым выходным сопротивлениями, который повторяет на выходе амплитуду и фазу входного сигнала.
- Сохранить большое входное сопротивление можно используя сложные эмиттерные повторители, которые позволяют нейтрализовать шунтирующее действие базового делителя.

4. МНОГОКАСКАДНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Если один каскад усилителя не обеспечивает необходимого усиления, добавляют второй каскад. Если двухкаскадный усилитель не обеспечивает необходимого усиления, добавляют третий каскад и так далее. Организация обратной связи в многокаскадном усилителе становится многовариантной. Особенности реализации обратной связи иллюстрируются на примере структурной модели трехкаскадного усилителя с обратной связью, представленной на рисунке 4.1. Она детализирует обобщенную структурную модель (рисунок 1.1) и, в соответствии с классификацией раздела 2.1, называется «местная с общей». Обратная связь, которая охватывает весь усилитель (блок « β » на рисунке 4.1), является *общей*. Обратные связи, охватывающие один каскад усилителя (на рисунке 4.1 показаны блоками β_1 , β_2 и β_3), являются местными. Типы общей и местных обратных связей могут различаться. Если в многокаскадном усилителе есть и общая, и местные обратные связи, то обратную связь

называют либо «местная с общей», как на рис. 4.1, либо «многопетлевой», как на рис. 2.1.

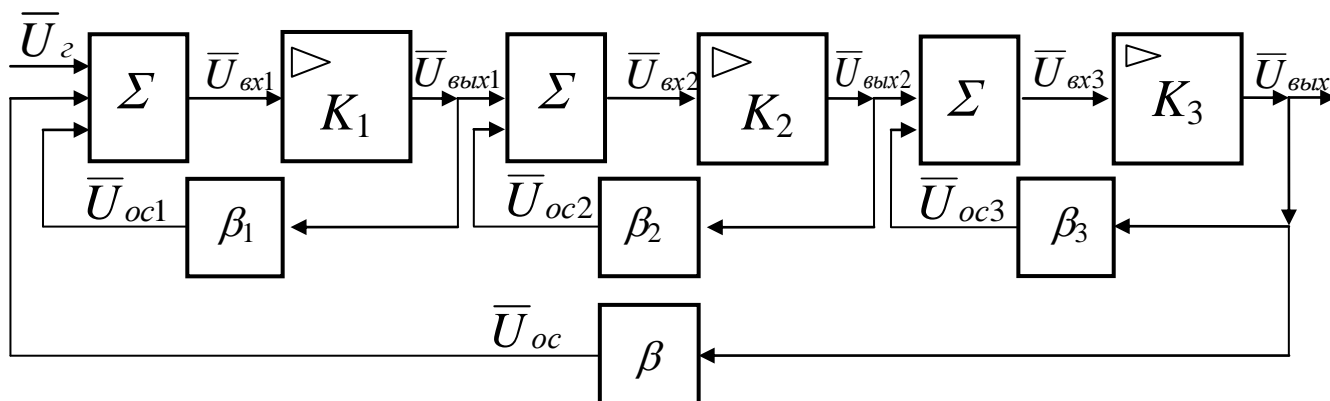


Рис. 4.1. Структурная модель трехкаскадного усилителя с обратной связью.

Точный количественный расчет влияния обратной связи в многокаскадном усилителе сложен. Приближенный анализ проводят для каждой конкретной схемы отдельно. Однако, независимо от способа анализа, получают тот же качественный результат действия обратных связей, что и в однокаскадном усилителе. Ниже приводится приближенный анализ влияния общей обратной связи для конкретной схемы.

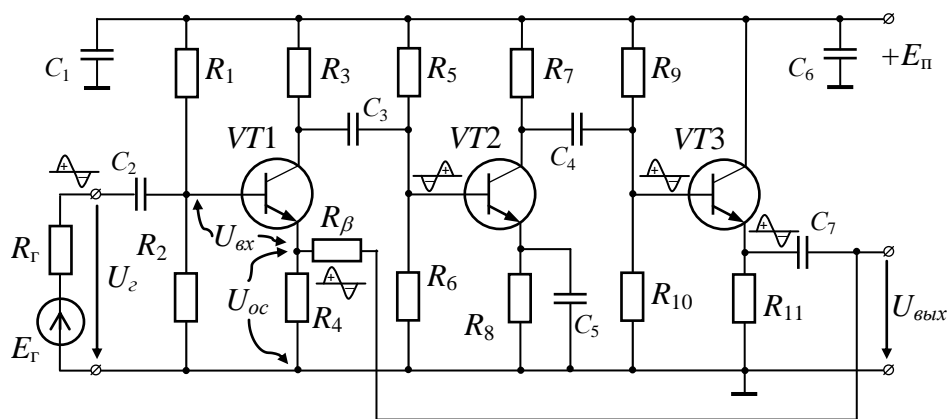


Рис. 4.2. Принципиальная схема трехкаскадного усилителя.

На рисунке 4.2 представлена принципиальная схема трехкаскадного усилителя, который используется на практике. Первый каскад на транзисторе VT1 представляет усилитель с местной, последовательной обратной связью по току. Второй каскад на транзисторе VT2 - усилитель с обратной связью по постоянному току. Третий каскад на транзисторе VT3 - эмиттерный повторитель, который является усилителем с местной, последовательной обратной связью по напряжению. Весь усилитель охвачен общей обратной связью, так как выход и вход связаны резистором R_β . Чтобы классифицировать обратную связь, определим нагрузку и способ введения сигнала обратной связи. Выходной сигнал усилителя с выхода эмиттерного повторите-

ля VT3 через сопротивление R_β поступает в цепь эмиттера входного транзистора VT1.

Теперь определим тип общей обратной связи. На резисторе R_4 формируется сигнал обратной связи U_{oc} , который является суммой двух напряжений. Одно напряжение создается током эмиттера и является следствием местной обратной связи по току. Другое напряжение является следствием общей обратной связи и создается током, порождаемым выходным напряжением на нагрузке, протекающим через цепочку R_β, R_4 . И то и другое напряжение находятся в фазе с входным сигналом U_2 . Это означает, что $U_{вх} = U_2 - U_{oc}$, т.е. реализуется именно *последовательная обратная связь* (см. раздел 3.1). Цепь общей обратной связи образована четырехполюсником, состоящим из резисторов R_4, R_β . Если положить нагрузку $R_{11} = 0$, сигнал общей обратной связи также равен нулю и обратная связь выключается. А это есть признак *обратной связи по напряжению*.

Если сопротивление R_β сделать бесконечным (разрыв цепи), то общая обратная связь будет выключена и коэффициент усиления напряжения усилителя на средних частотах будет равен

$$K_0 = K_1 K_2 K_3, \quad (4.1)$$

где K_1, K_2, K_3 коэффициенты усиления отдельных каскадов, о которых говорилось выше. В частности, для эмиттерного повторителя $K_3 \cong 1$. При расчете надо помнить, что входное сопротивление последующего каскада является внешней нагрузкой для предыдущего и может привести к заметному снижению его усиления. Поэтому расчет характеристик всегда начинают с окончного каскада.

Трехкаскадный усилитель усиливает напряжение без изменения знака, поскольку первый и второй каскады являются инверторами и дважды меняют знак, так что сигнал на выходе второго каскада имеет тот же знак, что сигнал на входе первого каскада. Третий каскад (повторитель) знака не меняет. Четырехполюсник обратной связи, образованный резисторами R_4, R_β , представляет собой делитель выходного напряжения $U_{вых}$ с коэффициентом передачи равным

$$\beta = \frac{U_{oc}}{U_{вых}} = \frac{R_4}{R_4 + R_\beta}. \quad (4.2)$$

Сигнал обратной связи U_{oc} относительно “земли” имеет тот же знак, что и выходное напряжение усилителя. Сигнал обратной связи и сигнал U_2 входного генератора также имеют одинаковый знак относительно “земли”, поскольку усилитель не инвертирует сигнал. Как было показано в разделе 3.1, последовательная обратная связь по напряжению будет отрицательной.

Коэффициент усиления напряжения усилителя с последовательной обратной связью по напряжению (3.23) с учетом коэффициента передачи по напряжению (4.1) неинвертирующего усилителя примет вид:

$$K_{\beta 0} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0} . \quad (4.3)$$

На основе общей теории ООС (раздел 2.2), а также анализа эмиттерного повторителя, можно ожидать, что последовательная обратная связь по напряжению в трехкаскадном усилителе

- 1) увеличит входное сопротивление в $(1 + \beta K_0)$ раз (без учета сопротивлений резисторов базового делителя R_1, R_2);
- 2) выходное сопротивление уменьшит в $(1 + \beta K_0)$ раз;
- 3) увеличит верхнюю граничную частоту в $(1 + \beta K_0)$ раз;
- 4) уменьшит нижнюю граничную частоту в $(1 + \beta K_0)$ раз;

5. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ИЗМЕРЕНИЯМ. ОПИСАНИЕ УСТАНОВКИ

5.1 Измерение амплитудно-частотной характеристики

Для измерения АЧХ на вход усилителя подается гармонический сигнал от генератора, частоту которого можно изменять. На выходе усилителя измеряют амплитуду $U_{\text{вых}}$ вольтметром переменного тока. Исправный стандартный генератор должен иметь постоянную амплитуду сигнала во всем диапазоне задаваемых частот. На практике это может не выполняться. Поэтому перед началом измерений полезно проверить стабильность амплитуды входного сигнала для ряда частот используемого диапазона.

Если отклонения амплитуды генератора превышают допустимое значение, например, 5% , необходимо измерять амплитуду и на входе, и на выходе для каждого значения частоты.

Результат измерений представить на графике в полностью логарифмических координатах - в виде диаграммы Боде. На оси частот откладывается числовое значение $lg f$ (частота обязательно в Герцах), но на графике отсчетные значения шкалы представляют в виде номинала частоты в удобных единицах. Так отсчету $lg f = 1$ соответствует подпись 10 Гц, отсчету $lg f = 3$ - подпись 1 кГц, и т.д.

Амплитудно-частотная характеристика количественно описывается двумя числовыми параметрами $K_0 = K_{\text{max}}$ и полосой пропускания $\Delta f = f_e - f_n$. Нижняя и верхняя граничные частоты полосы пропускания f_n и f_e определяются как частоты, на которых коэффициент передачи

$$K_U(f_{cp}) = \frac{K_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \approx 0,707 K_{\text{max}} . \quad (5.1)$$

Уровень 0,707 линейной шкалы K_U соответствует уровню -3 дБ логарифмической шкалы.

Числовые параметры оцениваются по АЧХ (или ЛАЧХ). Граничные частоты определяются как корни при графическом решении уравнения (5.1).

Если амплитуда входного сигнала остается постоянной в полосе пропускания, числовые параметры можно измерить, не снимая АЧХ полностью. Для оценки максимального коэффициента усиления регулируют частоту входного генератора и находят максимум выходного напряжения U_{max} . Измеряют входное и выходное напряжения и вычисляют коэффициент усиления усилителя. Для измерения граничных частот предварительно вычисляют выходную амплитуду на граничной частоте: $U_{вых}(f_{гп}) = 0,707 U_{max}$. Затем уменьшают частоту генератора до тех пор, пока выходное напряжение достигнет вычисленного значения. Частота генератора будет равна нижней граничной частоте. Увеличивая частоту генератора, снова получают напряжение на граничной частоте. Частота генератора будет равна верхней граничной частоте.

Измерение граничных частот облегчается, если вольтметр имеет логарифмическую шкалу в децибелах. Тогда на частоте максимального усиления, регулируя амплитуду генератора, устанавливают на вольтметре отсчет выходного напряжения в положение ноль децибел. Затем, уменьшая частоту генератора, получают отсчет выходного напряжения -3 дБ. Частота генератора будет равна нижней граничной частоте. Повторив эту процедуру в сторону верхних частот, измеряют верхнюю граничную частоту.

5.2 Измерение входного и выходного сопротивлений

5.2.1 Входное сопротивление

Входное сопротивление измеряется на средних частотах, когда оно является омическим. Структурная схема, используемая для измерений, представлена на

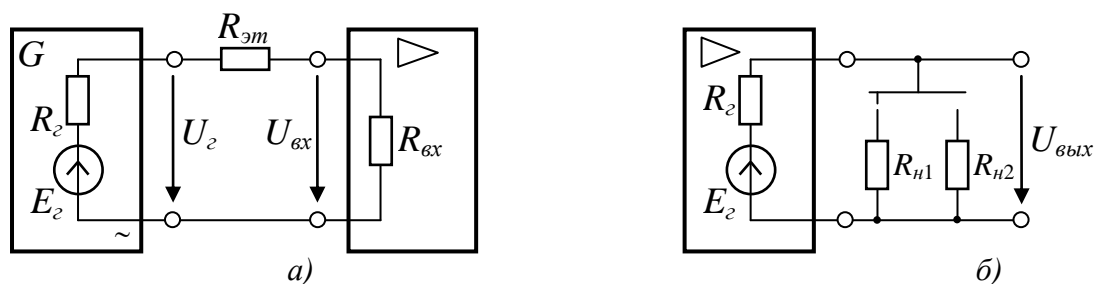


Рис. 5.1. Структурная схема измерения входного (а) и выходного (б) сопротивлений.

рисунке 5.1а. В качестве эталонного сопротивления $R_{эм}$ используется резистор, номинал которого точно известен. Сопротивления R_2 и $R_{вх}$ образуют делитель напряжения. В этом случае, напряжения U_2 и $U_{вх}$ связаны известным соотношением $U_{вх} = (R_{вх} / (R_2 + R_{вх})) U_2$. Отсюда получают выражение для входного сопротивления:

$$R_{вх} = R_2 \frac{U_{вх}}{U_2 - U_{вх}} \quad (5.2)$$

Напряжения U_2 на выходе генератора и $U_{вх}$ на входе усилителя обычно измеряются вольтметром. Если есть возможность выбирать номинал эталонного сопротивления, рекомендуется использовать такой номинал, когда $U_{вх}$ приближается к $0,5U_2$. Если $U_{вх} = 0,5U_2$, то $R_{вх} = R_{эт}$.

В заключение надо отметить, что измеренное входное сопротивление учитывает не только входное сопротивление усилительного элемента, но и сопротивление вспомогательных элементов. Для сравнения экспериментальных данных с теоретическими необходимо в расчетных выражениях учесть влияние вспомогательных элементов на входное сопротивление конкретного усилителя.

5.2.2 Выходное сопротивление

Измерение выходного сопротивления усилителя базируется на представлении усилителя эквивалентным генератором напряжения, внутреннее сопротивление которого является выходным сопротивлением усилителя. На рисунке 5.1б представлена эквивалентная схема, используемая для измерения выходного сопротивления.

ЭДС идеального генератора равна выходному напряжению холостого хода $E_2 = U_{xx}$. Если к выходу усилителя подключить резистор внешней нагрузки, то выходное сопротивление и сопротивление нагрузки образуют делитель напряжения. Выходное напряжение, в этом случае, равно $U_{вых} = (R_n / (R_{вых} + R_n)) U_{xx}$. Чтобы исключить U_{xx} , достаточно измерить выходные напряжения для двух значений сопротивления внешней нагрузки. Тогда $U_{вых1} \frac{R_{вых} + R_{н1}}{R_{н1}} = U_{вых2} \frac{R_{вых} + R_{н2}}{R_{н2}}$. Отсюда после простых преобразований получают выражение для выходного сопротивления

$$R_{вых} = (U_{вых2} - U_{вых1}) / \left(\frac{U_{вых1}}{R_{н1}} - \frac{U_{вых2}}{R_{н2}} \right). \quad (5.3)$$

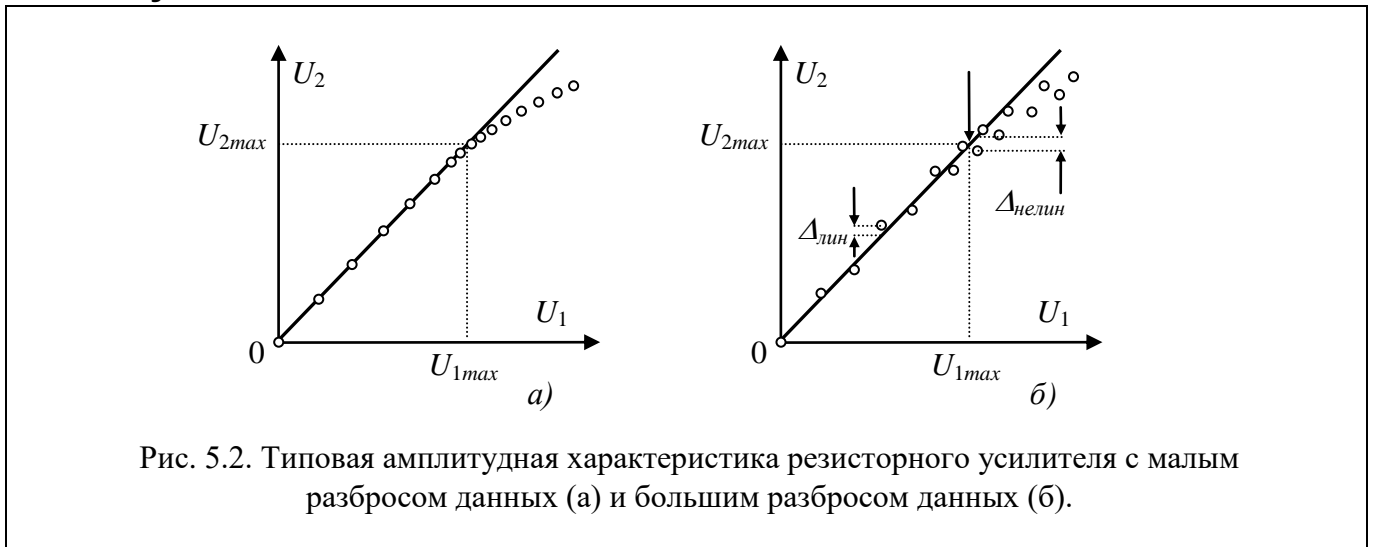
Выражение имеет общий характер и не накладывает ограничений на выбор сопротивлений нагрузки. На практике выбор внешней нагрузки требует осторожности. Если нагрузка слишком мала, усилитель работает в режиме близком к короткому замыканию, что может привести к выходу из строя усилительного элемента выходного каскада. Поэтому измерения выходного сопротивления надо начинать с больших внешних нагрузок.

Если схема позволяет проводить измерения в режиме холостого хода, то $R_{н2} = \infty$, $U_{вых2} = U_{xx}$ и выражение (5.3) упрощается

$$R_{вых} = R_n \left(\frac{U_{xx}}{U_{вых}} - 1 \right) \quad (5.4)$$

Видно, что при $U_{вых} = 0,5U_{xx}$ выходное сопротивление равно сопротивлению внешней нагрузки $R_{вых} = R_n$.

5.3 Определение линейного участка амплитудной характеристики усилителя



Как уже говорилось в разделе 2.2.3, амплитудная характеристика содержит информацию о коэффициенте усиления и протяженности линейного участка, где усилитель работает в линейном режиме. Поскольку нелинейность в начале амплитудной характеристики возникает на уровне шумов с среднеквадратическим напряжением $U_{шкк} \sim 1$ мкВ, то, в силу небольших коэффициентов усиления усилителей, изучаемых в данной лабораторной работе, эта нелинейность в реальной амплитудной характеристике не обнаруживается. Поэтому, в большинстве случаев, реальная характеристика линейна вплоть до максимальной амплитуды, при которой усилитель начинает входить в режим насыщения.

На рисунке 5.2 представлен график реальной амплитудной характеристики с малым разбросом данных (а) и большим разбросом данных (б). По обработке этих результатов необходимо сделать следующие замечания.

- 1) Если входные цепи усилителя экранированы, и генератор входного сигнала подключен правильно, то паразитных наводок нет. В этом случае амплитудная характеристика будет начинаться в нуле. Экспериментально эту точку получить нельзя. Поэтому в полученный массив результатов ее надо внести искусственно («руками»).
- 2) В массиве экспериментальных точек, нанесенных на график, необходимо выделить линейный участок. Это можно сделать при помощи компьютера или вручную.
 - В первом случае, в процессе аппроксимации линейной функцией определяется точка со среднеквадратическим отклонением, превышающим отклонение на участке аппроксимации. Окончание линейного участка фиксируется на середине интервала от предыдущей точки массива.
 - Во втором случае аппроксимация делается при помощи линейки. Окончание линейного участка определяется на глаз. При малом разбросе данных (рис. 5.2а) точка фиксируется при отклонении равном толщине линии. При большом

разбросе (рис. 5.2б) делается оценка среднего отклонения точек на линейном участке, затем на загибе находится точка с отклонением, превышающим среднее. Окончание линейного участка фиксируется на середине интервала от предыдущей точки массива.

По графику амплитудной характеристики:

- коэффициент усиления можно оценить, взяв отношение выходного напряжения к входному напряжению в любой точке прямой, аппроксимирующей линейный участок.
- протяженность линейного участка можно оценить, используя значение амплитуды входного сигнала $U_{вхmax}$, соответствующее концу линейного участка.

6. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

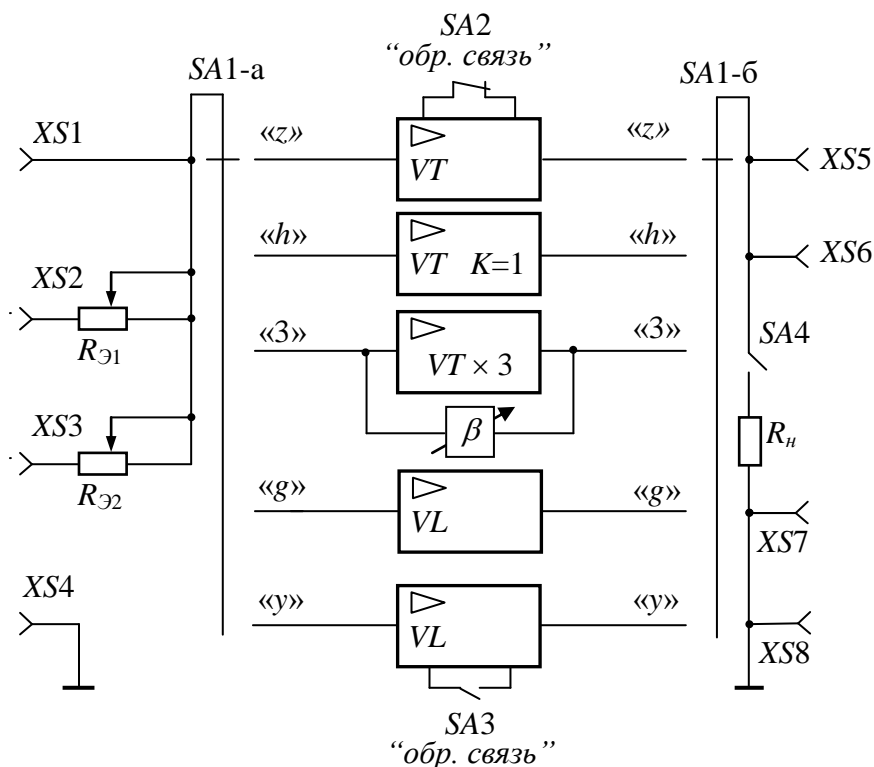


Рис. 6.1. Блок-схема лабораторного макета

В состав лабораторной установки входят макет, содержащий пять усилителей, автономный источник питания, стандартные измерительные приборы: генератор звуковых частот, осциллограф, вольтметр. Блок-схема макета представлена на рисунке 6.1. Принципиальные схемы усилителей представлены на рисунках 6.2-6.4.

Три усилителя выполнены на транзисторах (на рисунке 6.1 блоки имеют обозначение VT), два усилителя - на радиолампе (двойном триоде) и на рисунке 6.1 обозначены VL . Переключатель $SA1$ подключает к входным и выходным клеммам исследуемый усилитель. Ручка переключателя выведена на переднюю панель макета. Положение переключателя обозначено типом соединения

четырёхполюсников («z», «h», «y», «g»), которое однозначно определяет тип обратной связи.

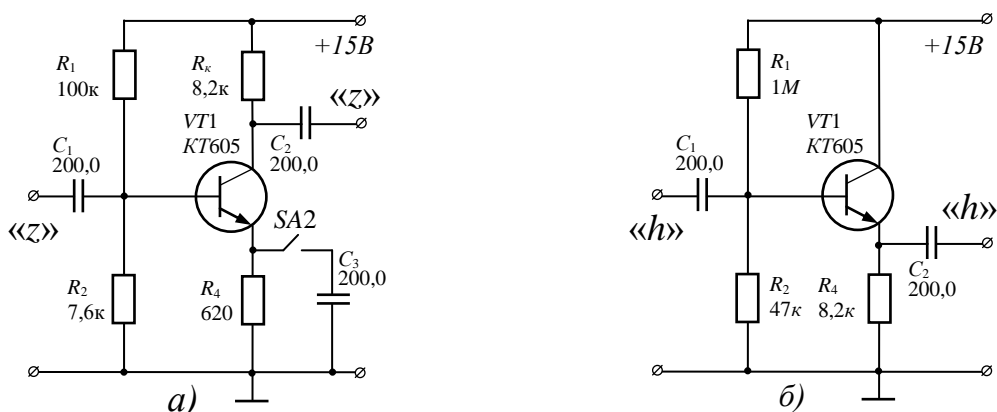


Рис. 6.2. Усилитель с последовательной отрицательной обратной связью по току, «z»-типа (а) и с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению, «h»-типа (эмиттерный повторитель) (б).

Исключение составляет трехкаскадный усилитель, для которого положение переключателя обозначено цифрой «3».

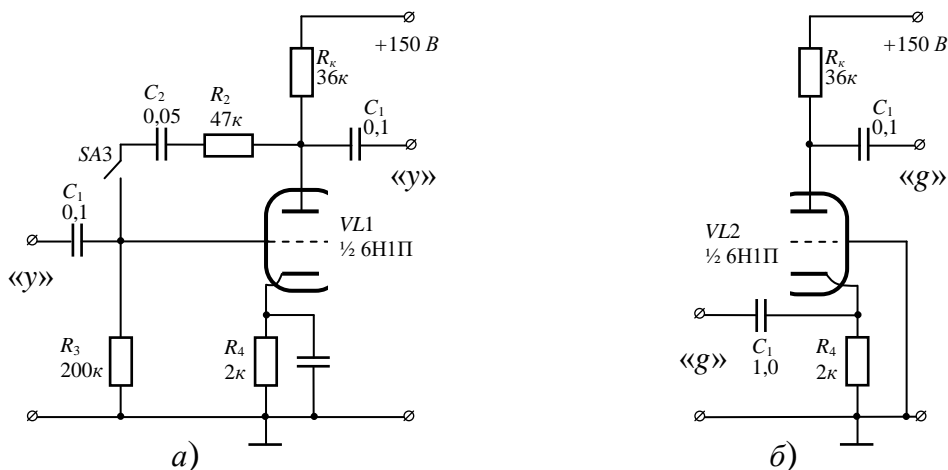


Рис. 6.3. Усилитель с параллельной ООС по напряжению, «y»-типа (а) и с параллельной ООС по току, «g»-типа (б).

Тумблеры «обр. связь» SA2, SA3 включают или выключают соответствующую обратную связь. На блок-схеме рисунка 6.1 положение тумблера соответствует выключенной обратной связи. Переменные резисторы $R_{Э1}$, $R_{Э2}$ проградуированы и используются как эталонные сопротивления при измерении входного сопротивления усилителя. Номиналы резисторов $R_{Э1}$, $R_{Э2}$ отличаются на порядок. Необходимость двух эталонных резисторов связана с обеспечением приемлемой точности измерения, так как входное сопротивление ламповой схемы больше чем на порядок превышает входное сопротивление транзисторной схемы. Резистор R_H играет роль внешнего сопротивления нагрузки и используется при измерении выходного сопротивления нагрузки.

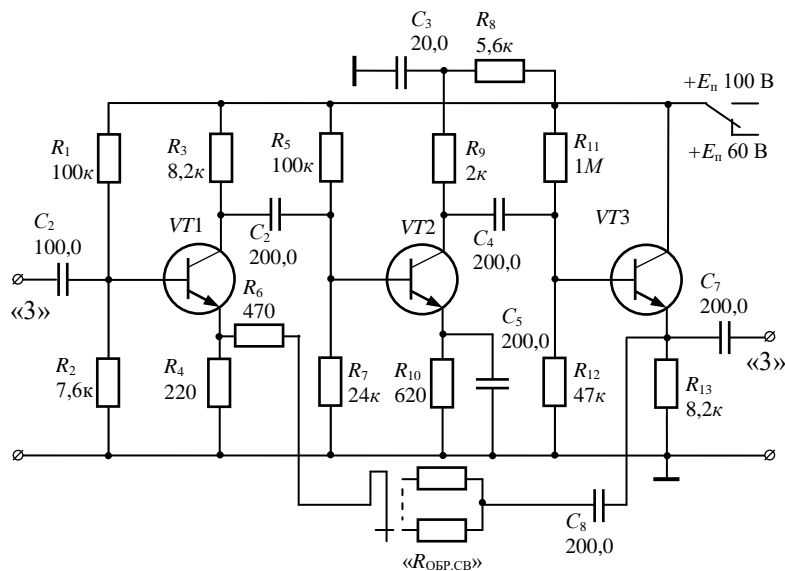


Рис. 6.4. Принципиальная схема трехкаскадного усилителя.

В трехкаскадном усилителе (рисунок 6.4) глубина общей обратной связи регулируется дискретно переключателем “ $R_{\text{ОБР.СВ.}}$ ”. Номинал резистора $R_{\beta} = R_7 + R_{\text{ОБР.СВ.}}$. Значение номинала $R_{\text{ОБР.СВ.}}$ выведено на переднюю панель макета. Верхняя граничная частота усилителя искусственно занижена с помощью емкости, показанной пунктиром на схеме рисунка 6.4. Нестабильность напряжения источника питания $E_{\text{п}}$ моделируется переключением напряжения $E_{\text{п}}$ со 100 В на 60 В.

7. ЗАДАНИЕ

Подать питание на макет установки. Привести в рабочее состояние измерительные приборы, не подключая их к макету.

7.1 Подготовительные операции перед экспериментом.

- Отключить вспомогательные элементы на макете: эталонное сопротивление на входе должно быть $R_3 = 0$, внешняя нагрузка R_H в положении “выкл”.
- Установить на выходе генератора 10 милливольт для транзисторных усилителей, 1 Вольт для ламповых усилителей. Выбрать начальную частоту равной частоте стандартного испытательного сигнала 1кГц.
- Подключить к выходу усилителя осциллограф. Подать сигнал с генератора на вход усилителя. Убедиться, что усиленный сигнал является гармоническим.

7.2 Исследование транзисторных усилителей.

7.2.1 Однокаскадный усилитель без обратной связи.

- a) В усилителе с ООС “Z” отключить обратную связь.
- b) Подключить к выходу усилителя вольтметр и осциллограф.
- c) Изменяя частоту генератора найти максимум выходного напряжения.

- d) На частоте максимального усиления снять амплитудную характеристику. Пользуясь методикой раздела 5.3, определить окончание линейного участка характеристики $U_{вхmax}$.
- e) Установить амплитуду входного сигнала меньше максимально допустимой $U_{вх} < U_{вхmax}$, чтобы усилитель работал в линейном режиме. С помощью осциллографа контролировать отсутствие искажения выходного гармонического сигнала.
- f) Оценить максимальный коэффициент усиления линейного усилителя. Измерить граничные частоты полосы пропускания. Найти полосу пропускания. Найти среднюю частоту полосы пропускания $f_{cp} = \sqrt{f_n f_v}$.
- g) На средней частоте полосы пропускания f_{cp} , пользуясь методикой раздела 5.2.1, оценить входное сопротивление усилителя при выключенной внешней нагрузке.
- h) На средней частоте полосы пропускания f_{cp} оценить выходное сопротивление усилителя, пользуясь методикой раздела 5.2.2.
- i) По известным h-параметрам транзистора и, используя принципиальную схему на рисунке 5, рассчитать коэффициент усиления напряжения, входное сопротивление с учетом вспомогательных цепей и выходное сопротивление. Рассчитанные значения и соответствующие им измеренные значения представить в виде таблицы.

7.2.2 Однокаскадный усилитель с последовательной обратной связью по току.

- a) Провести подготовительные операции раздела 7.1.
- b) Включить обратную связь с помощью тумблера "Z". Провести измерения и вычисления, сформулированные в пунктах (b) – (i) раздела 7.2.1.
- c) Представить на одном графике амплитудные характеристики усилителя без обратной связи и усилителя с обратной связью.

7.2.3 Однокаскадный усилитель с последовательной обратной связью по напряжению (эмиттерный повторитель).

- a) Подключить измерительные приборы к эмиттерному повторителю и провести подготовительные операции раздела 7.1.
- b) Выполнить измерения и вычисления, сформулированные в пунктах (b) – (i) раздела 7.2.1.

7.2.4 Трехкаскадный усилитель без общей обратной связи.

- a) В трехкаскадном усилителе разорвать цепь обратной связи: на макете надо установить " $R_{OBR.CB.} = \infty$ ". Подать питание $E_K = 60В$.

- b) Подключить измерительные приборы к трехкаскадному усилителю и провести подготовительные операции раздела 7.1.
- c) Найти частоту максимального усиления, изменяя генератора входного сигнала. Напряжение при этом измерять вольтметром, контролировать осциллографом.
- d) На частоте максимального усиления измерить амплитудную характеристику и, построив график, определить амплитуду входного сигнала, соответствующую концу линейного участка $U_{вхmax}$.
- e) Установить амплитуду входного сигнала, равную $0,7U_{вхmax}$. Отсутствие искажения формы выходного гармонического сигнала контролировать при помощи осциллографа.
- f) Измерить амплитудно-частотную характеристику. Результат представить в виде диаграммы Боде. Оценить коэффициент усиления, граничные частоты и полосу пропускания.
- g) Оценить относительное изменение коэффициента усиления при изменении напряжения питания (тумблер "E_K"): $\Delta K/K = (U_{вых2} - U_{вых1})/U_{вых1}$.

7.2.5 Трехкаскадный усилитель с общей последовательной обратной связью по напряжению.

- a) По заданному преподавателем коэффициенту обратной связи вычислить сопротивление $R_{\beta} = R_7 + R_{ОБР.СВ.}$. Установить на макете ближайший номинал $R_{ОБР.СВ.}$.
- b) Провести измерения и вычисления, сформулированные в пунктах (b) – (g) раздела 7.2.4.
- c) На одном графике в виде диаграммы Боде представить амплитудно-частотные характеристики усилителя без обратной связи и усилителя с обратной связью.

7.3 Исследование ламповых усилителей

Провести подготовительные операции раздела 7.1.

7.3.1 Однокаскадный усилитель без обратной связи

- a) Подключить к измерительным приборам схему с параллельной обратной связью по напряжению; положение переключателя на передней панели макета обозначено "У". Тумблером "Обр. св." отключить обратную связь.
- b) Изменяя частоту генератора найти максимум выходного напряжения. Напряжение измеряется вольтметром и контролируется осциллографом.
- c) Оценить максимальный коэффициент усиления линейного усилителя.
- d) Измерить граничные частоты полосы пропускания. Найти полосу пропускания.
- e) На средней частоте оценить входное сопротивление усилителя при выключенной внешней нагрузке.

- f) На средней частоте оценить выходное сопротивление усилителя с внутренней нагрузкой по отношению к внешней нагрузке.
- g) По справочным данным для радиолампы и, используя принципиальную схему на рисунке 8, рассчитать коэффициент усиления по напряжению, входное сопротивление с учетом вспомогательных цепей, выходное сопротивление по отношению к внешней нагрузке. Рассчитанные значения и соответствующие им измеренные значения представить в виде таблицы.

7.3.2 Однокаскадный усилитель с параллельной обратной связью по напряжению

- a) Включить обратную связь с помощью тумблера "Обр. св.". Провести измерения и вычисления, сформулированные в пунктах (b) – (g) раздела 7.3.1.

7.3.3 Однокаскадный усилитель с параллельной обратной связью по току

- a) Подключить к измерительным приборам схему с параллельной обратной связью по току: положение переключателя на передней панели макета обозначено "g".
- b) Провести измерения и вычисления, сформулированные в пунктах (b) – (g) раздела 7.3.1.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бойко В.И. и др. Схемотехника электронных систем. Аналоговые и импульсные устройства. /Авторы: В.И.Бойко, А.Н. Гуржий, В.Я. Жуйков, А.А. Зори, В.М. Спивак/ - СПб.: БХВ-Петербург, 2004. - 496с.
2. Остапенко Г.С. Усилительные устройства. Г.С. Остапенко: Учеб. Пособие для вузов. - М.: Радио и связь. 1989. – 400 с.: ил.
3. Гусев В.Г. Электроника. /В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов. – 2-е изд., перераб и доп. – М.: Высш. шк. 1991. – 622с.: ил.
4. Виноградов Ю.В. Основы электронной и полупроводниковой техники. /Ю.В. Виноградов: Учебник для вузов. – М.: Энергия, 1968. – 624с.: ил.
5. Павлов В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств / В.Н. Павлов, В.Н. Ногин: Учебник для вузов – 2-е изд., испр. - М.: Горячая линия – Телеком, 2001. -32 с.: ил.
6. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства. / Г.В. Войшвилло: Учебник для вузов. - 2-е изд., перераб, и доп. - М.: Радио и связь. 1983. – 264 с., ил.
7. Цыкин Г.С. Усилительные устройства. Г.С. Цыкин: Учебник для вузов – 4 –е изд., перераб. – М.: Связь, 1971 – 367 с., ил.
8. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. И.Г. Мамонкин: Уч. пособие для вузов - 2-е изд., перераб, и доп. - М.: Связь, 1977 – 360 с., ил.

9. Опадчий Ю.Ф. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс). / Ю.Ф. Опадчий, О.Л. Глудкин, А.И. Гуров: Учебник для вузов. – под ред. О. Глудкина. –М.: - Горячая линия – Телеком. – 2000 г. 768 с. – ил.
10. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. С.И. Баскаков / 3-е изд., перераб. и доп.: Учебник для вузов. - М.: Высш. школа, 2000 - 536с.
11. Копылов, А. Ф. Основы теории электрических цепей. Основные понятия и определения. Методы расчета электрических цепей постоянного и переменного тока. Частотные характеристики R – L и R – C цепей: учеб. пособие / А. Ф. Копылов, Ю. П. Саломатов, Г. К. Былкова. - [Электронный ресурс] — Электрон, дан. — Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. - 666 с. - ISBN 978-5-7638-2507-7. Режим доступа: <http://znanium.com/catalog.php?bookinfo=492485>.
12. Никулин В. И. Теория электрических цепей: Учебное пособие / В.И. Никулин. - [Электронный ресурс] — Электрон. дан. —М.: ИЦ РИОР: НИЦ Инфра-М, 2013. - 240 с.: 60x90 1/16. - (Высшее образование: Бакалавриат). (переплет) ISBN 978-5-369-01179-9, 1000 экз. Режим доступа: <http://znanium.com/catalog.php?bookinfo=363299>.
13. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. /Пер. с нем.-М.: Мир, 1982. -512 с., ил.
14. Джонс М.Х. Электроника – практический курс / М.: Техносфера, 2006. -512с. ISBN 5-94836-086-5.
15. Королев Г. В. Электронные устройства автоматики: Учеб. пособие. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк. 1991. 256 с., ил. ISBN 506-002034-7.
16. Расчет электронных схем. / Г. И. Изъюрова, Г. В. Королев, В. А. Терехов и др. М.: Высшая школа, 1987.