

КАЗАНСКИЙ (ПРИВОЛЖСКИЙ) ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

ИНСТИТУТ ФИЗИКИ

КАФЕДРА РАДИОФИЗИКИ

**ОТРИЦАТЕЛЬНЫЕ
ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ
В УСИЛИТЕЛЯХ**

Учебно-методическое пособие

Казань 2022

УДК 621.391

Издается по решению

Учебно-методической комиссии института физики

протокол № 01 от 29 сентября 2022 г.

Автор-составитель

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

Рецензент

Кандидат физ.-мат. наук, ст. преподаватель А.В. Дуглав

Отрицательные обратные связи в усилителях: учебно-методическое пособие
/ В.А. Тюрин. – Казань: Казанский федеральный университет, 2022. – 59 с.

Учебно-методическое пособие «Отрицательные обратные связи в усилителях» предназначено для студентов отделения радиофизики и телекоммуникаций Института физики, приобретающих навыки экспериментальных исследований в лаборатории третьего курса по радиофизике и электронике кафедры радиофизики. 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.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. МОДЕЛЬ И ОБЩИЕ СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ .	5
2. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЯ	9
2.1. Влияние отрицательной обратной связи на амплитудную характеристику .	9
2.2. Влияние отрицательной обратной связи на внутренние шумы и помехи усилителя.....	12
2.3. Влияние отрицательной обратной связи на стабильность коэффициента усиления напряжения.....	13
2.4. Влияние отрицательной обратной связи на амплитудно-частотную и фазочастотную характеристику	14
2.5. Влияние отрицательной обратной связи на переходную характеристику..	18
3. ВИДЫ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ	20
3.1 Классификация обратных связей.....	20
3.2 Резисторный усилительный каскад с общим эмиттером без обратной связи.....	23
3.3. Усилитель на средних частотах.....	26
3.4 Усилитель с последовательной обратной связью по току	26
3.5 Усилитель с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению.....	30
3.6 Усилитель с параллельной отрицательной обратной связью по току	35
3.7 Усилительный каскад с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению	40
4 МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ИЗМЕРЕНИЯМ	43
4.1 Измерение амплитудно-частотной характеристики	43
4.2 Измерение входного и выходного сопротивлений	45
4.2.1 Входное сопротивление	45

4.2.2.Выходное сопротивление	46
4.3 Определение линейного участка амплитудной характеристики усилителя	47
5 ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ.....	48
6 ЗАДАНИЕ НА ПРОВЕДЕНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА	53
6.1 Модуль «Y».....	53
6.1.1 Усилитель без ООС	53
6.1.2 Усилитель с ООС.....	55
6.2 Модуль «H».....	55
6.3 Модуль «Z» – «G» (усилители с ОЭ и ОБ).....	56
6.3.1 Усилитель «Z» без ООС.....	56
6.3.2 Усилитель «Z» с ООС.....	56
6.4 Усилитель «G».....	56
7. ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА	
ЛИТЕРАТУРА	57

Обратная связь является одним из фундаментальных понятий в теории систем. Влияние обратной связи на свойства усилителя изучается на примере 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.

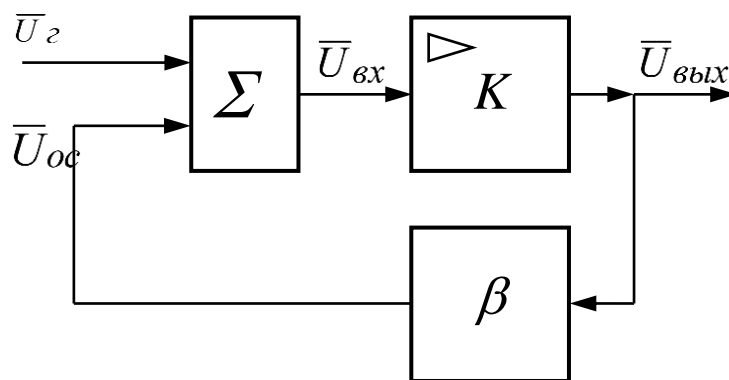


Рисунок 1.1 – Структурная схема усилителя с обратной связью

Блок « K » – это усилитель без обратной связи, который усиливает сигнал, действующий на его входе. Усиленный сигнал \bar{U}_{vykh} поступает к потребителю и одновременно на вход блока обратной связи « β ». Выходной сигнал блока обратной связи \bar{U}_{oc} называют сигналом обратной связи. Сигнал обратной связи \bar{U}_{oc} по-

ступает на блок суммирования « Σ », где он суммируется с синусоидальным сигналом внешнего источника. Результат суммирования – сигнал \bar{U}_{ex} 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, четырехполюсник пассивный.

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

$$\bar{K}_\beta(\omega) = \frac{\bar{U}_{вых}}{\bar{U}_z}. \quad (1.1)$$

Усилитель без обратной связи « K » характеризуется комплексным коэффициентом передачи

$$\bar{K}(\omega) = \frac{\bar{U}_{вых}}{\bar{U}_{ex}}. \quad (1.2)$$

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

$$\bar{\beta}(\omega) = \frac{\bar{U}_{oc}}{\bar{U}_{вых}}. \quad (1.3)$$

Выходной сигнал сумматора является суммой входного сигнала и сигнала обратной связи

$$\bar{U}_{ex} = \bar{U}_z + \bar{U}_{oc}. \quad (1.4)$$

Выразив отсюда U_z и подставив его в (1.1), после простых преобразований, используя (1.2) и (1.3), получим соотношение

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

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:

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

Соотношение (1.7) означает, что на вход петли обратной связи поступает сигнал, а возвращается. Таким образом, возвратная разность (1.6) приобретает вид:

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

В зависимости от знака петлевого усиления (возвратного отношения) T возможны два случая.

1. Положительная обратная связь

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

$\overline{\beta}(\omega)\overline{K}(\omega) = |\overline{\beta}(\omega)| |\overline{K}(\omega)| \exp(\Phi_\beta + \Phi_K) = |\overline{\beta}(\omega)| |\overline{K}(\omega)| = \beta(\omega) K(\omega) > 0$. Поскольку

U_2 и U_{oc} – синфазны, происходит суммирование синусоидальных колебаний, и амплитуда сигнала $U_{вх}$ на входе усилителя « K » увеличивается, что приводит к

росту K_β . Модуль соотношения (1.5) принимает вид

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 поэтому K_β 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

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

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

$\overline{\beta(\omega)}\overline{K(\omega)} = |\overline{\beta(\omega)}||\overline{K(\omega)}|\exp(\Phi_{\beta} + \Phi_K) = -|\overline{\beta(\omega)}||\overline{K(\omega)}| = -\beta(\omega)K(\omega) < 0$. В этом случае сигналы U_2 и U_{oc} – противофазны и поэтому вычитаются друг из друга. 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) больше единицы, и поэтому K_{β} меньше K . Усилитель с отрицательной обратной связью (ООС) устойчив.

ООС уменьшает коэффициент усиления напряжения усилителя.

Практическое совпадение или противоположность фаз возможно только в ограниченном диапазоне средних частот, поскольку присущие усилителям фазовые сдвиги вне этого диапазона меняются с изменением частоты. 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. Влияние отрицательной обратной связи на амплитудную характеристику

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

На рисунке 2.1 показаны амплитудные характеристики идеального (прямая

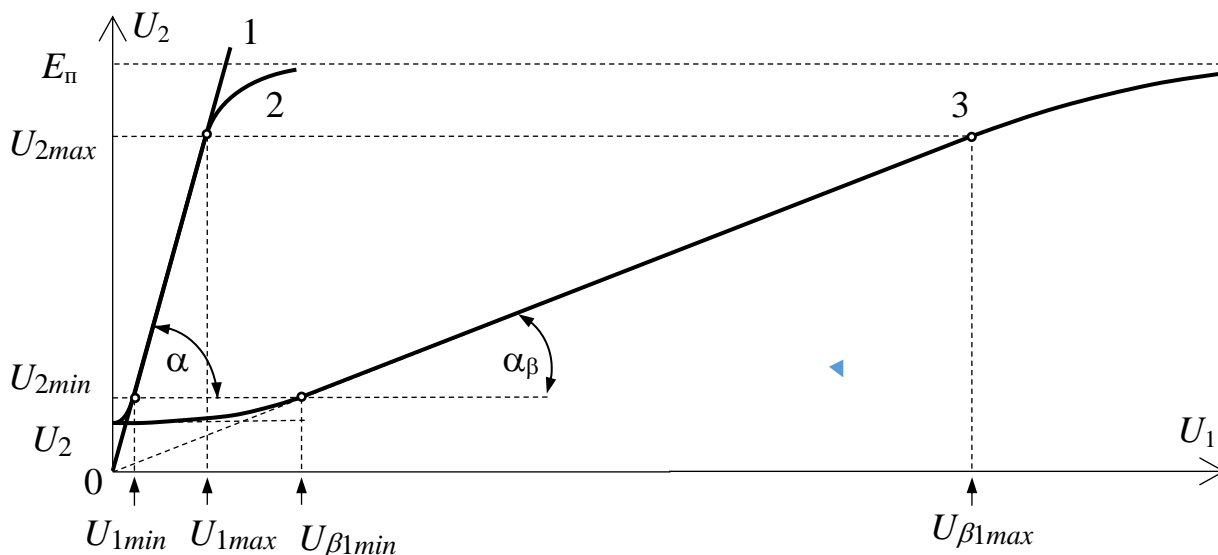


Рисунок 2.1 – Амплитудные характеристики идеального (1), реального (2) усилителей без обратной связи и усилителя с отрицательной обратной связью (3)

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 (\sim напряжения питания) амплитуд входного сигнала.

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, где K_0 – коэффициент усиления усилителя на средних частотах. Очевидно, что K_0 равен тангенсу угла наклона этого участка

$$|K_0| = \operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1}, \quad (2.1)$$

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

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

$$D_{yc} = \frac{U_{1max}}{U_{1min}} = \frac{U_{2max}}{U_{2min}}, \quad (2.2)$$

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

$$D_{сигн} = \frac{U_{сmax}}{U_{сmin}} < D_{усил}. \quad (2.3)$$

Это важно, поскольку пренебрежение указанным условием при работе усилителя приводит к нелинейным искажениям формы выходного сигнала. А при

исследовании свойств усилителя, сильно искажает его частотные и переходные характеристики.

Если динамический диапазон велик, то его представляют в логарифмических единицах

$$D, \text{дБ} = 20 \lg \left(\frac{U_{2\text{max}}}{U_{2\text{min}}} \right). \quad (2.4)$$

Реальный усилитель всегда искажает форму усиливаемого синусоидального сигнала, даже если эти искажения не заметны на глаз, поскольку линейный участок АХ не является геометрически линейным. Искажение формы синусоидального выходного сигнала означает появление в его спектре высших гармоник. Количественно нелинейные искажения оценивают *коэффициентом гармоник* K_2 , который опре

деляют как отношение среднеквадратического значения суммы только высших гармоник (начиная со второй) спектра выходного сигнала к среднеквадратическому значению первой гармоники:

$$K_2 = \sqrt{\left(U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 \right)} / U_1. \quad (2.5)$$

При введении ООС коэффициент усиления уменьшается, что выражается в уменьшении угла наклона линейного участка, как это видно из рисунка 2.1 (кривая 3)

$$|K_{\beta 0}| = \frac{U_{2\text{max}}}{U_{1\beta\text{max}}} = \text{tg} \alpha_{\beta} < \text{tg} \alpha = K_0. \quad (2.6)$$

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

$$D_{\beta} \approx (1 + \beta K_0) D. \quad (2.7)$$

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

$$K_{\Gamma\beta} = \frac{K_{\Gamma}}{(1 + \beta K_0)}. \quad (2.8)$$

Вывод соотношений (2.7) и (2.8) приведен в приложении 1.

Таким образом, влияние ООС на АХ можно оценить по изменению ее двух параметров, $K_{\beta 0}$ и D_{β} , которые задают амплитудную характеристику количественно.

Отрицательная обратная связь

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

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

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

$$\text{коэффициент гармоник } K_{Г\beta} = \frac{K_{Г}}{(1 + \beta K_0)}.$$

2.2. 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

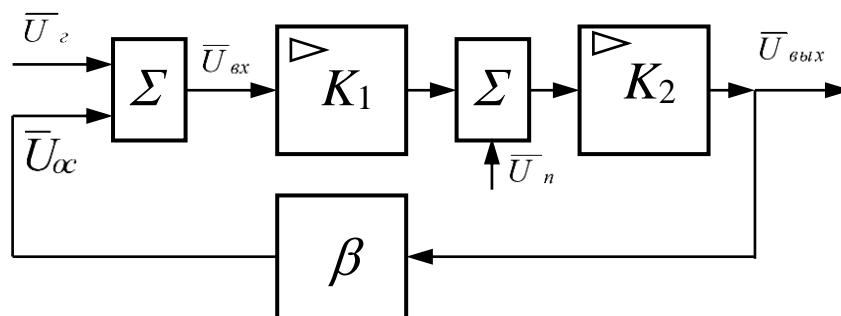


Рисунок 2.2 – Структурная схема усилителя с источником помехи и отрицательной обратной связью

влияние таких помех, возникающих в промежуточных каскадах усилителя, можно существенно снизить, используя отрицательную обратную связь. Однако при введении ООС не удастся уменьшить влияние теплового шума источника

сигнала, теплового шума во входных цепях и шумов усилительного элемента во входном каскаде усилителя.

Предположим, что источник помех воздействует на промежуточный каскад усилителя, как это показано на рисунке 2.2. 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

$$K_\beta = K_1 K_2 / (1 + \beta K_1 K_2), \quad (2.9)$$

и помехи

$$K_n = K_2 / (1 + \beta K_1 K_2). \quad (2.10)$$

В силу линейности усилителя выходной сигнал

$$U_{\text{вых}} = K_\beta U_2 + K_n U_n. \quad (2.11)$$

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.

2.3. 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

$$|K_{\beta 0}| = \frac{K_0}{1 + \beta K_0} \quad (2.12)$$

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]

$$\frac{dK_{\beta 0}}{K_{\beta 0}} = \frac{1}{1 + \beta K_0} \frac{dK_0}{K_0} . \quad (2.13)$$

Этот же модуль продифференцируем по β и получим

$$\frac{dK_{\beta 0}}{K_{\beta 0}} = \frac{1}{1 + 1/\beta K_0} \frac{d\beta}{\beta} . \quad (2.14)$$

Далее из модуля (2.12) следует, что при очень больших коэффициентах усиления $K_0 \rightarrow \infty$, характерных для операционных усилителей,

$$|K_{\beta 0}| \rightarrow \beta . \quad (2.15)$$

Это означает, что свойства усилителя с ООС полностью будут определяться свойствами цепи отрицательной обратной связи. В свою очередь, из (2.14) следует, что при том же условии

$$\frac{dK_{\beta 0}}{K_{\beta 0}} \rightarrow \frac{d\beta}{\beta} \rightarrow 0, \quad (2.16)$$

то есть относительная нестабильность коэффициента усиления усилителя с ООС будет определяться малой относительной нестабильностью пассивной цепи обратной связи.

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

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

$$\bar{K}(\omega) = \frac{K_0}{1 + j \left(\frac{\omega}{\omega_в} - \frac{\omega_n}{\omega} \right)}, \quad (2.17)$$

где $K_0 = \max |K(\omega)| = |K(\omega_{ср})|$ – коэффициент усиления усилителя на частоте $\omega_{ср} = \sqrt{\omega_n \cdot \omega_в}$. Постоянные ω_n и $\omega_в$ – соответственно *нижняя* и *верхняя* граничные частоты полосы пропускания на уровне $K_0/\sqrt{2}$. Предполагается, что $\omega_n \ll \omega_в$. На средних частотах $\omega_{ср}$ мнимая часть знаменателя в (2.17) близка к нулю и коэффициент передачи усилителя $\bar{K}(\omega) = K_0$. Амплитудно-частотная характеристика, представляющая собой модуль выражения (2.17), запишется в виде

$$|\bar{K}(\omega)| = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_в} - \frac{\omega_n}{\omega} \right)^2}}. \quad (2.18)$$

Коэффициент передачи усилителя с обратной связью получим, подставляя (2.17) в (1.5). После простых преобразований для ООС получим

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

Если обозначить

$$\omega_{в\beta} = \omega_в(1 + \beta K_0); \quad (2.19)$$

$$\omega_{н\beta} = \frac{\omega_n}{1 + \beta K_0} \quad (2.20)$$

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

$$\bar{K}_\beta(\omega) = \frac{K_{\beta 0}}{1 + j \left(\frac{\omega}{\omega_{в\beta}} - \frac{\omega_{н\beta}}{\omega} \right)}. \quad (2.21)$$

Амплитудно-частотная характеристика усилителя с ООС как модуль выражения (2.21) запишется в виде

$$|\overline{K}_\beta(\omega)| = \frac{K_{\beta 0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{\epsilon\beta}} - \frac{\omega_{H\beta}}{\omega}\right)^2}}. \quad (2.22)$$

На рисунке 2.3 показана диаграмма Бode (АЧХ в логарифмических координатах) усилителя без ООС (1) и усилителя с ООС (2). Кривая (1) построена в MatLab по выражению (2.18) при значениях параметров $K_0 = 100$, $f_H = 10$ Гц, $f_\epsilon = 10$ кГц, $f_{cp} = \sqrt{f_H \cdot f_\epsilon} \cong 316$ Гц. Кривая (2) построена по выражению (2.22) при значениях параметров $\beta = 0,03$, $K_{\beta 0} = 25$, $f_{H\beta} = 2,5$ Гц, $f_{\epsilon\beta} = 40$ кГц и $f_{cp\beta} = \sqrt{f_{H\beta} \cdot f_{\epsilon\beta}} \cong 316$ Гц.

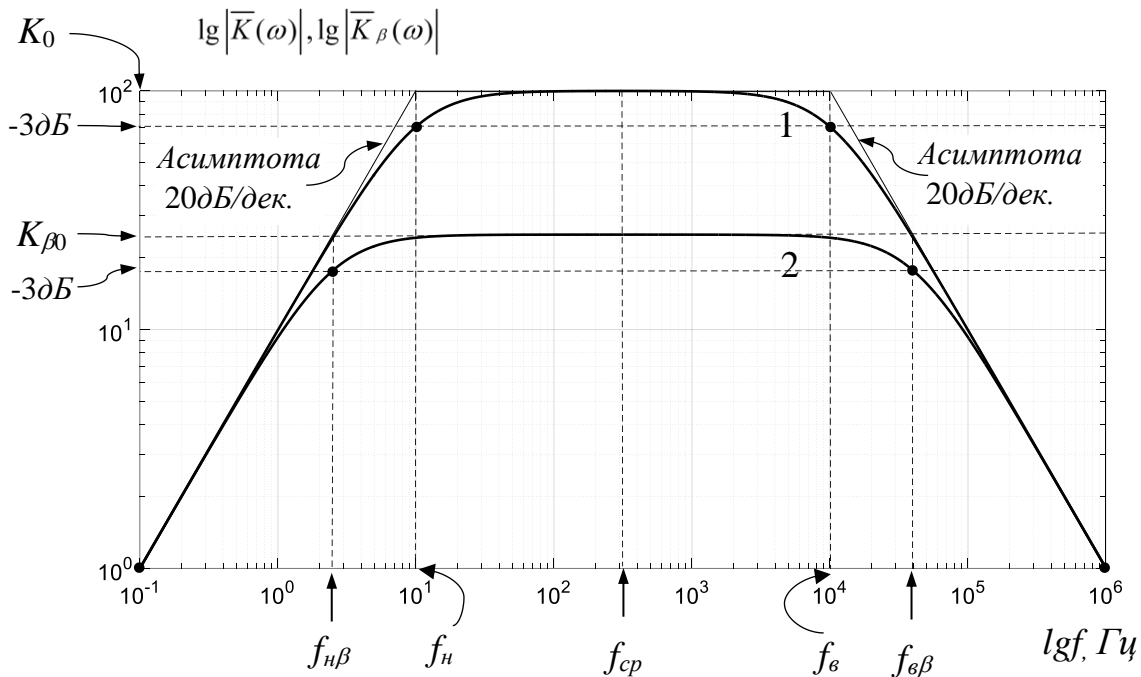


Рисунок 2.3 – Диаграмма Бode усилителя без ООС (1) и усилителя с отрицательной обратной связью (2)

Из рисунка видно, что ООС, уменьшая коэффициент усиления, одновременно расширяет полосу пропускания. Без ООС $\Delta f = f_\epsilon - f_H = 9990$ Гц, с ООС $\Delta f_\beta \cong f_{\epsilon\beta} - f_{H\beta} = 39997$ Гц. Однако 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 (2.17) традиционным способом получим фазочастотную характеристику

$$\Phi(\omega) = -\arctg\left(\frac{\omega}{\omega_6} - \frac{\omega_H}{\omega}\right). \quad (2.23)$$

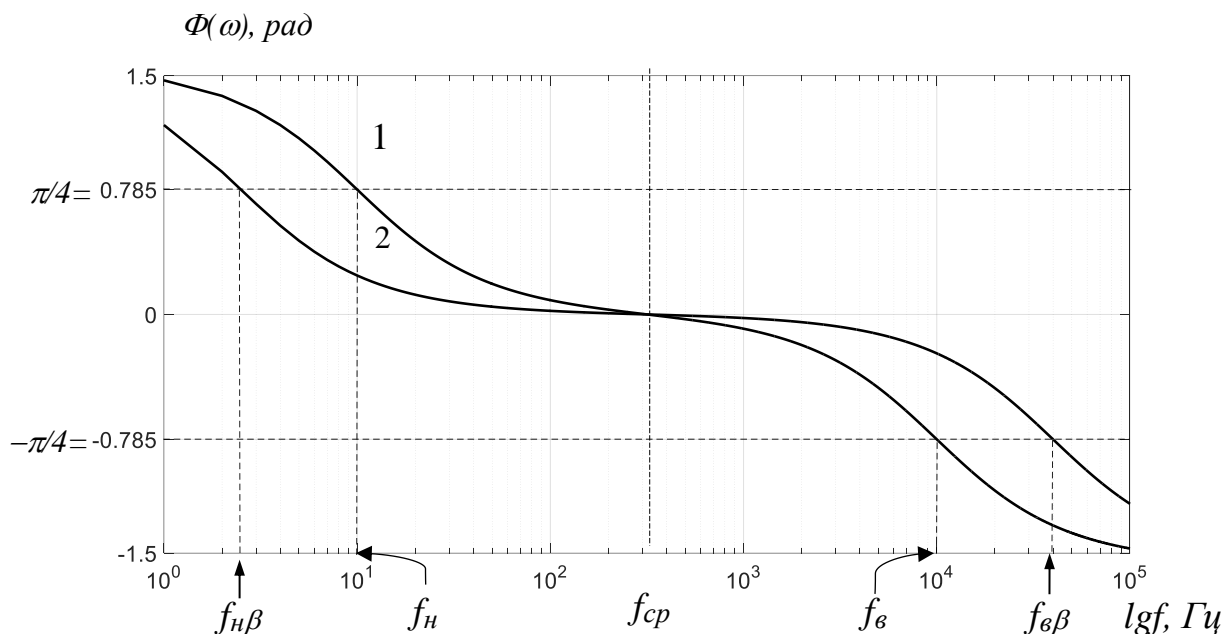


Рисунок 2.4 – Фазочастотная характеристика резисторного усилителя без ООС (1) и с отрицательной обратной связью (2)

А из (2.21) – фазочастотную характеристику усилителя с ООС

$$\Phi(\omega) = -\arctg\left(\frac{\omega}{\omega_{6\beta}} - \frac{\omega_{H\beta}}{\omega}\right). \quad (2.24)$$

На рисунке 2.4 показаны графики фазочастотной характеристики усилителя без ООС (1) с параметрами $f_H = 10$ Гц, $f_\beta = 10$ кГц и усилителя с ООС (2) с параметрами $\beta = 0,3$; $f_H = 2,5$ Гц; $f_\beta = 40$ 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

$$\Phi_{\beta}(\omega) = \frac{1}{1 + \beta K_0} \Phi(\omega). \quad (2.25)$$

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.*

2.5. Влияние отрицательной обратной связи на переходную характеристику

Переходной характеристикой (ПХ) 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. Поэтому переходная характеристика резисторного усилителя в области малых времен будет идентична переходной характеристике интегрирующей цепи базы

$$g(t) = 1 - \exp(-t/\tau_B). \quad (2.26)$$

Здесь $\tau_B = R_{\text{бэкв}}C_0$ – 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:

$$t_{\phi} \cong 2,2\tau_{\epsilon} = 2,2/\omega_{\epsilon}, \text{ и} \quad (2.27)$$

$$t_{зад} \cong 0,69\tau_{\epsilon} = 0,69/\omega_{\epsilon}. \quad (2.28)$$

Отсюда с учетом соотношения (2.19) получаем параметры ПХ усилителя с ООС

$$t_{\phi\beta} \cong 2,2\tau_{\epsilon} = 2,2/\omega_{\epsilon}\beta = t_{\phi}/(1 + \beta K_0), \text{ и} \quad (2.29)$$

$$t_{зад.\beta} \cong 0,69\tau_{\epsilon} = 0,69/\omega_{\epsilon}\beta = t_{зад}/(1 + \beta K_0). \quad (2.30)$$

На рисунке 2.5 показаны графики переходной характеристики резисторного усилителя с $f_{\epsilon} = 10$ 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, $t_{зад} \cong 11$ мкс (кривая 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, $t_{зад.\beta} \cong 2,7$ мкс (кривая 2). Таким образом, ООС улучшает ПХ усилителя, что очень важно при усилении прямоугольных импульсов.

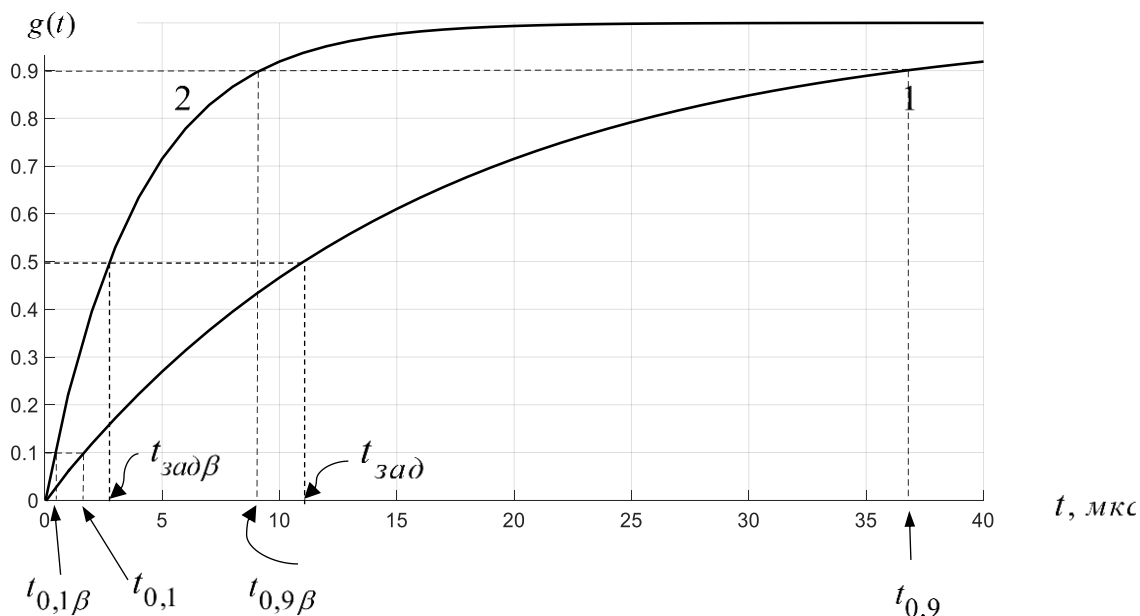


Рисунок 2.5 – Переходная характеристика РС усилителя без обратной связи (1) и с отрицательной обратной связью (2)

Отрицательная обратная связь улучшает ПХ усилителя, уменьшая значения ее временных параметров пропорционально фактору

3. ВИДЫ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ

3.1. Классификация обратных связей

На рисунке 3.1 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.

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

1) Внешняя обратная связь осуществляется радиочепью, выполненной по проекту разработчика. При необходимости эта радиочепь может быть изменена. Внешняя обратная связь может быть местной и общей [2, 5].

а) Местная обратная связь – цепь обратной связи охватывает только один каскад.

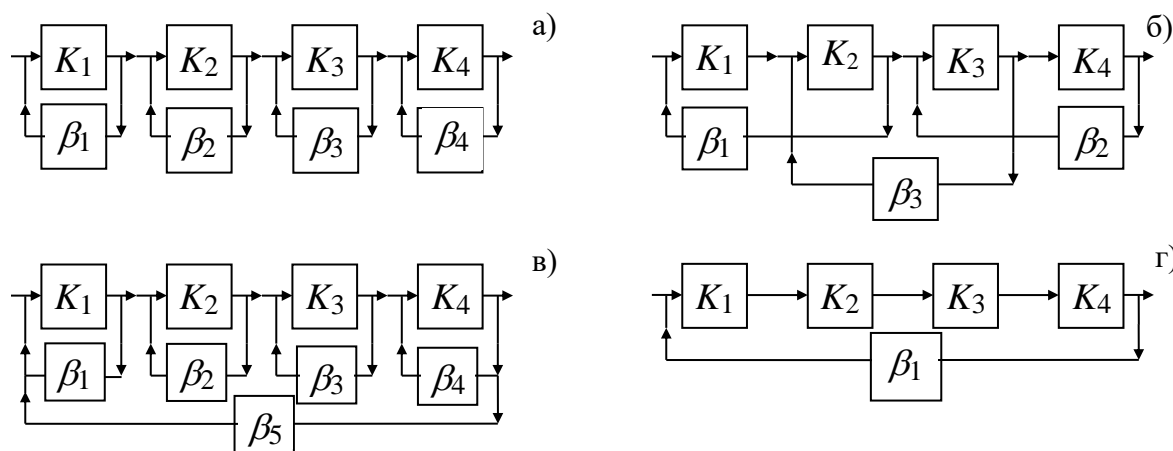


Рисунок 3.1 – Местная (а), местная многопетлевая (б), местная с общей (в) и общая обратная связь (г)

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 радиодетальями, 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 разнонаправленное изменение коэффициента усиления усилителя под действием обратной связи.

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

$$|\overline{K}_\beta(\omega)| > |\overline{K}(\omega)|. \quad (3.1)$$

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

$$|\overline{K}_\beta(\omega)| < |\overline{K}(\omega)|. \quad (3.2)$$

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.

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 рисунке 3.2 показаны эквивалентные схемы усилителей с последовательной ООС по току (последовательно-последовательной или просто последовательной) (а), параллельной ООС по напря-

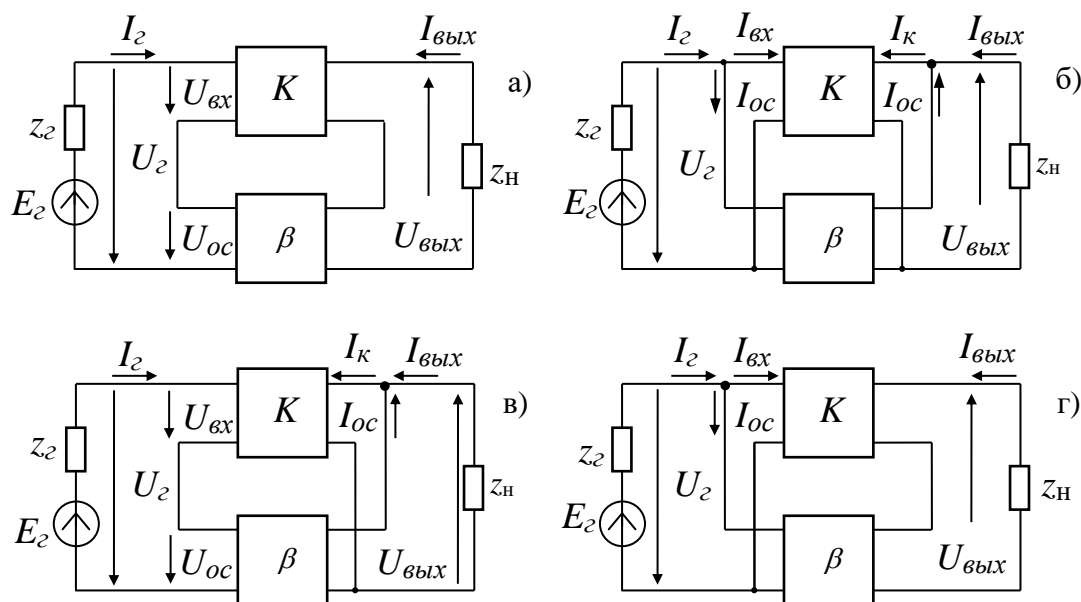


Рисунок 3.2 – Виды обратных связей: последовательная по току (а), Параллельная по напряжению (б), последовательная по напряжению (в) и параллельная по току (г)

жению (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.

3.2. Резисторный усилительный каскад с общим эмиттером без обратной связи

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 3.3а. 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 $R_{\delta 1}$ и $R_{\delta 2}$ образуют базовый делитель напряжения, задаю-

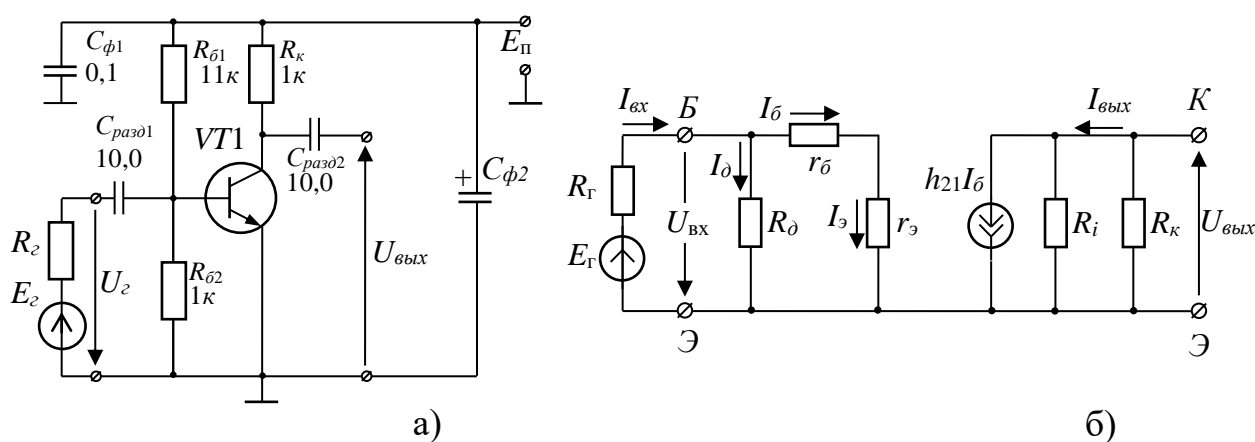


Рисунок 3.3 – Резисторный усилительный каскад с общим эмиттером. Принципиальная схема (а) и физическая эквивалентная схема для средних частот (б)

щий рабочую точку транзистора VT1. Разделительный конденсатор $C_{разд.1}$ предотвращает шунтирование базового делителя внутренним сопротивлением генератора в режиме постоянного тока. Резистор R_k играет роль коллекторной нагрузки, на которой выделяется усиленный сигнал. Конденсаторы $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$ шунтируют источник питания по переменному току. Разделительный конденсатор $C_{разд.2}$ предотвращает попадание постоянной составляющей выходного сигнала в нагрузку R_n , в качестве которой может выступать либо сопротивление произвольного 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 рисунке 3.3б.

1) Входное сопротивление усилителя $R_{вх}$

Входное сопротивление усилителя $R_{вх}$ есть параллельное соединение сопротивления базового делителя $R_{\partial} = R_{\partial 1}R_{\partial 2}/(R_{\partial 1} + R_{\partial 2})$ и входного сопротивления транзистора $h_{11э}$. Входное сопротивление транзистора получим, выразив входное напряжение через сумму падений напряжения на сопротивлениях r_{∂} и $r_{э}$

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

Отсюда

$$h_{11э} = U_{вх}/I_{\partial} = r_{\partial} + (1 + h_{21э}) r_{э} \quad (3.3)$$

$$\text{и } R_{вх} = R_{\partial} // h_{11э}. \quad (3.4)$$

Входное сопротивление транзистора $h_{11э}$ может быть найдено также по его входным характеристикам, рисунок 3.4а.

1) 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 [3, 4] и для нашей цели не представляет интереса. Намного проще оценить его значение по выходным характеристикам транзистора, рисунок 3.4б, что дает для разных транзисторов $R_i \sim 2 \cdot 10^4 - 10^6$ Ом, и поэтому

$$R_{вых} = R_i || R_k \sim R_k. \quad (3.5)$$

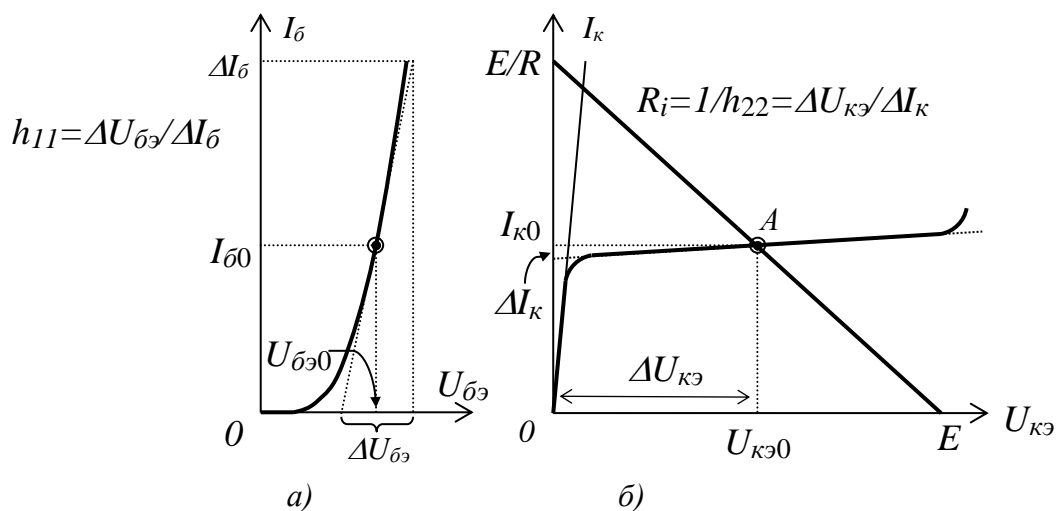


Рисунок 3.4 – Определение входного (а) и выходного (б) сопротивления биполярного транзистора по вольт-амперным характеристикам

2) Коэффициент усиления напряжения

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

$$U_{\text{вых}} = -h_{21э} \cdot I_{\text{б}} \cdot R_{\text{к}}. \quad (3.6)$$

Знак «минус» в (3.6) означает, что выходной гармонический сигнал находится в противофазе с входным сигналом, поскольку усилительный каскад с общим эмиттером является инвертором. Отсюда, используя соотношения (3.3) и (3.6), можно записать коэффициент усиления каскада на средних частотах

$$K_0 = -U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -h_{21} \cdot R_{\text{к}}/h_{11э}. \quad (3.7)$$

3) Коэффициент усиления тока

Из рисунка 3.3б следует, что базовый ток составляет часть входного тока $I_{\text{б}} = I_2 \frac{R_{\text{д}}}{(R_{\text{д}} + h_{11э})}$, поэтому

$$K_I = \frac{I_{\text{бвых}}}{I_2} = \frac{R_{\text{д}}}{R_{\text{д}} + h_{11э}} h_{21э}. \quad (3.8)$$

4) Коэффициент усиления мощности

$$K_P = K_0 K_I. \quad (3.9)$$

3.3. Усилитель на средних частотах

Для усилителя с отрицательной обратной связью должно выполняться неравенство (3.2), которое с учетом (1.11) можно записать

$$\frac{\overline{K}(\omega)}{1 + \overline{\beta}(\omega)\overline{K}(\omega)} < |\overline{K}(\omega)|. \quad (3.10)$$

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

$$K_{\beta 0} = -\frac{K_0}{1 + \beta K_0}. \quad (3.11)$$

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 .

3.4. Усилитель с последовательной обратной связью по току

3.4.1. Схема.

На рисунке 3.5а показана принципиальная схема усилительного каскада с общим эмиттером и последовательной по току отрицательной обратной связью (=ООСТ), а на рисунке 3.5б – 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 $\beta = U_{oc}/U_{вых} = R_\beta I_\beta / R_K I_K = R_\beta(1 + h_{21э}) / R_K h_{21э}$. Поскольку $I_\beta = I_K + I_\delta$ и $I_\delta \ll I_\beta, I_K$, то с хорошей точностью можно полагать, что $I_\beta = I_K$ 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.

3.4.2 Механизм действия обратной связи

Рассмотрение механизма действия обратной связи начнем в отсутствие входного сигнала с режима по постоянному току, который соответствует классу усиления «А», рисунок 3.5а. 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} (рисунки 3.5б и 3.6),

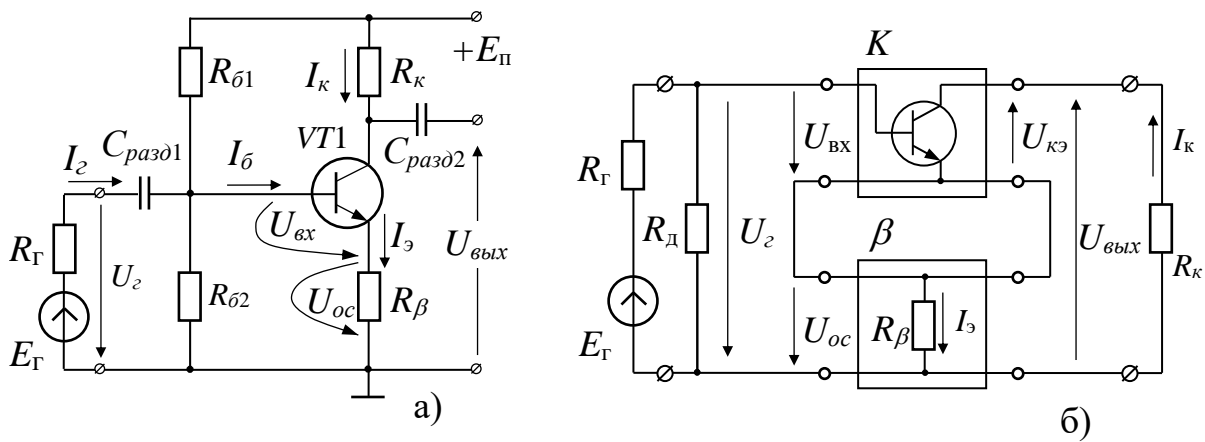


Рисунок 3.5 – Принципиальная электрическая схема усилительного каскада с последовательной ООС по току (а) и его формальная эквивалентная схема (б)

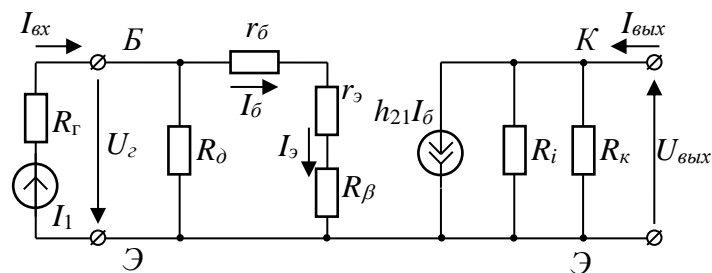


Рисунок 3.6 – Физическая эквивалентная схема усилителя с последовательной ООС по току

то потенциал эмиттера относительно земли также получит приращение $U_{\beta 0} + \Delta U_{\beta}$. Так как постоянный потенциал базы $U_{\beta 0}$ задан базовым делителем и не зависит от температуры, то управляющее напряжение $U_{\beta \beta}$, в этом случае, получит

отрицательное приращение $U_{\bar{\sigma}0} - \Delta U_{\bar{\sigma}}$. Это вызовет уменьшение коллекторного тока $-\Delta I_{K0}$ 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 $U_{\bar{\sigma}}$. Поскольку входы четырехполюсников «К» и «β» включены последовательно, то $U_{\bar{\sigma}} = U_{вх} + U_{ос}$. Поэтому на входе транзистора (рисунок 3.7б) происходит алгебраическое сложение сигналов $U_{вх} = U_{\bar{\sigma}} + (-U_{ос})$, т.е. $U_{вх}$ уменьшается.

Поскольку $K_0 = \text{const}$, то уменьшается $U_{вых}$ и, следовательно, уменьшается

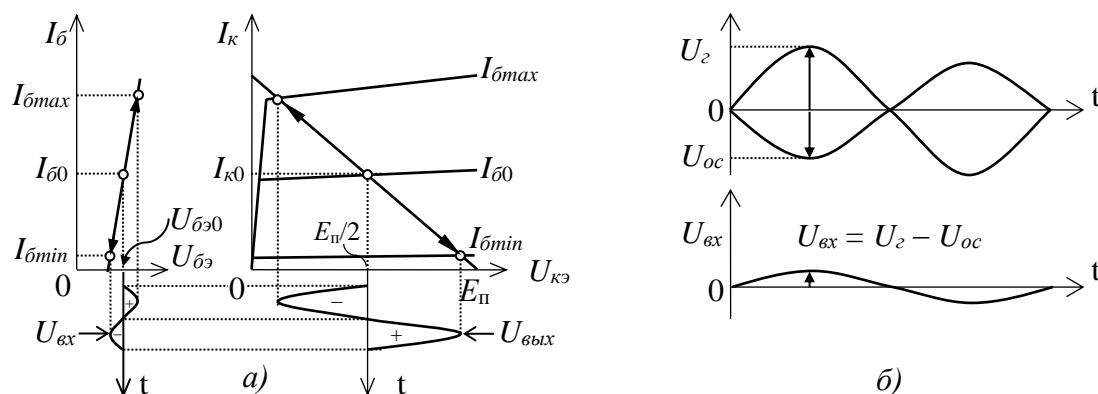


Рисунок 3.7 – Инверсия сигнала на выходе усилителя (а) и алгебраическая сумма сигналов на входе усилителя (б)

коэффициент усиления $K_{\beta 0}$.

3.4.3 Влияние обратной связи на параметры усилителя

Посмотрим, как изменились основные параметры усилителя при введении ООС.

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

Входное сопротивление транзистора в усилителе с ООС, рисунок 3.6, примет вид

$$h_{11\beta} = \frac{U_{\bar{\sigma}}}{I_{\bar{\sigma}}} = \frac{U_{вх} + U_{ос}}{I_{\bar{\sigma}}} = \frac{U_{вх}}{I_{\bar{\sigma}}} \left(1 + \frac{U_{ос}}{U_{вх}} \frac{U_{вых}}{U_{вых}} \right) = h_{11\beta} (1 + \beta K_0) = h_{11\beta} + R_{\beta} (1 + h_{21\beta}) . \quad (3.12a)$$

Здесь $h_{11\beta} = r_{\bar{o}} + (1+h_{21\beta})r_{\bar{e}}$ – входное сопротивление транзистора без ООС. Входное же сопротивление усилителя с ООС, как следует из рисунков 3.3 и 3.6, есть

$$R_{вх\beta} = R_{\bar{o}} \parallel h_{11\beta}. \quad (3.12)$$

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

$$R_{i\beta} = R_i + R_{\beta}(1+h_{21\beta}). \quad (3.13)$$

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

$$R_{вых\beta} \approx R_{вых} \approx R_k. \quad (3.14)$$

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 (3.6) получим

$$|K_{\beta 0}| \cong |-h_{21\beta} \cdot R_k / h_{11\beta}| > 1. \quad (3.15)$$

4) Коэффициент усиления тока

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

$$K_{I\beta} = \frac{K_I}{1 + \beta K_I} = \frac{R_{\bar{o}}}{R_{\bar{o}} + h_{11\beta}} h_{21\beta} > 1. \quad (3.16)$$

5) Коэффициент усиления мощности

$$K_{P\beta} = K_{\beta 0} K_{I\beta} > 1. \quad (3.17)$$

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 (рисунок 3.3) на практике используется редко из-за неудовлетворительных эксплуатационных характеристик.

3.5. Усилитель с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению

3.5.1 Схема

На рисунке 3.8 показана принципиальная схема усилителя с параллельной обратной связью по напряжению (\parallel 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 $R_c \parallel R_d \parallel h_{11}$,

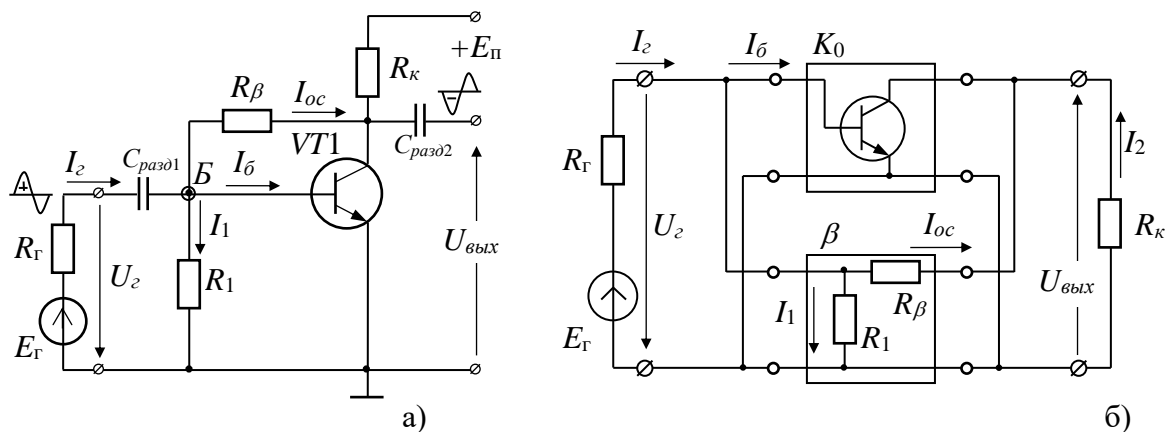


Рисунок 3.8 – Принципиальная электрическая схема усилительного каскада с параллельной ООС по напряжению (а) и его формальная эквивалентная схема (б)

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

3.5.2 Механизм действия обратной связи

Четырехполюсники «К» и «β» соединены параллельно (рисунок 3.8б), вследствие чего на входе усилителя происходит алгебраическое суммирование токов $I_\Gamma = I_{ex} + I_{oc}$ (рисунок 3.9а). Переменная составляющая тока 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 $I_\beta = (R_1 / (R_1 + h_{11})) I_{ex}$ будет меньше, чем без обратной связи

$$I_{ex} = I_\Gamma - I_{oc}, \quad (3.18)$$

как это показано на рисунок 3.9б.

Режим постоянного тока задается делителем напряжения в цепи базы R_β , R_{ex} , ($R_{ex} = R_\beta \parallel h_{11}$), который показан на рисунок. 3.9в. Поскольку усилитель работает в классе «А», то при отсутствии входного сигнала напряжение на коллекторе $U_{кэ0} = +E_n/2$.

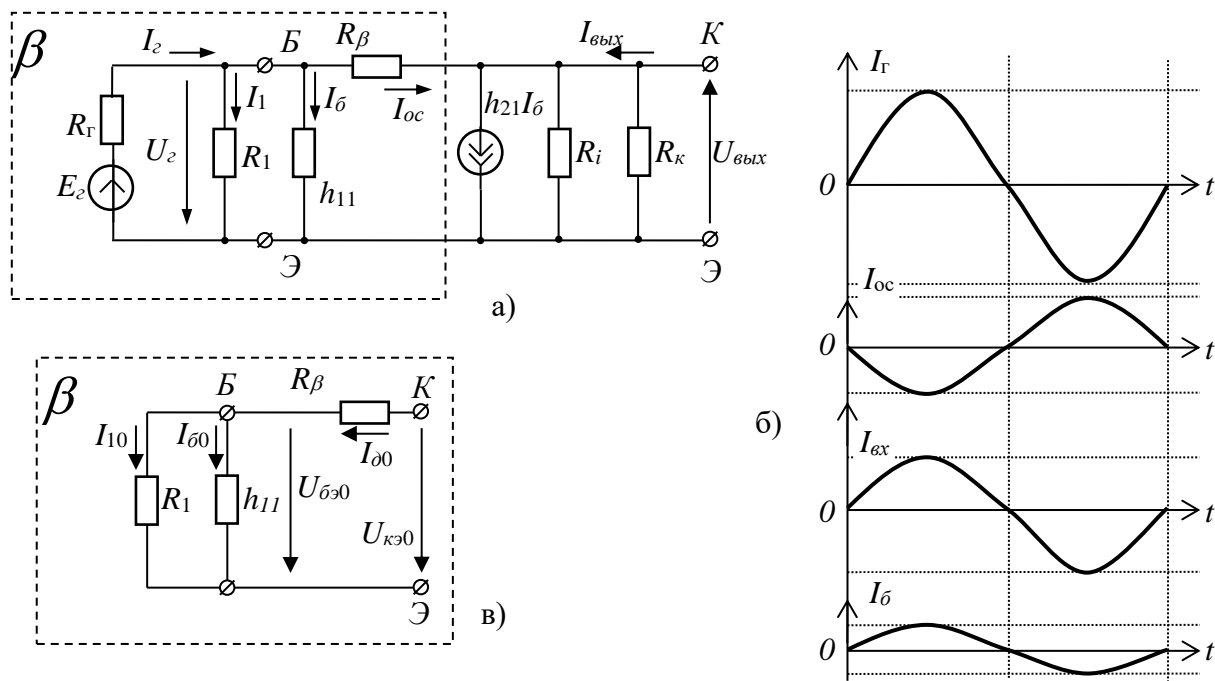


Рисунок 3.9 – Физическая эквивалентная схема усилительного каскада в области средних частот (а), временные диаграммы переменных составляющих токов на входе усилителя (б) и четырехполюсник обратной связи «β» в режиме постоянного тока (в)

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 рисунок 3.10б. Однако ООС в этом случае становится частотно зависимой.

3.5.3 Влияние обратной связи на параметры усилителя

Посмотрим, как ||ООСН меняет параметры усилителя.

1) Входное сопротивление усилителя $R_{вх\beta}$

$$R_{вх\beta} = R_{вх} \parallel [R_\beta / (1+K_0)], \quad (3.19)$$

где $R_{вх}$ – входное сопротивление усилителя без ООС (3.4).

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. Выходное сопротивление усилителя с ||ООСН

$$R_{вых\beta} = R_{вых} / (1 + \beta K_0), \quad (3.20)$$

где $R_{вых}$ – выходное сопротивление усилителя без ООС (3.5).

Коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи β , как это следует из рисунка 3.9а, равен

$$\beta = \frac{U_{ос}}{U_{вых}} = \frac{R_{экв}}{R_{экв} + R_{\beta}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{\beta}}{R_{вх}} + \frac{R_{\beta}}{R_2}}. \quad (3.21)$$

Здесь $R_{экв} = R_2 \parallel R_{вх}$, а $R_{вх} = R_{\sigma} \parallel h_{11}$.

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

$$K_{E\beta 0} = \frac{U_{вых}}{E_2} = \frac{\gamma K_0}{1 + \beta K_0}, \quad (3.22)$$

где $\gamma = \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_{вх}} + \frac{R_2}{R_{\beta}}}$ [15]. Вывод соотношения (3.19) можно посмотреть в приложении.

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

$$K_{I\beta} = \frac{K_I}{1 + \beta K_I}, \quad (3.23)$$

где K_I – коэффициент усиления тока усилителя без ООС (3.8).

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

$$K_{p\beta} = K_{\beta 0} K_{I\beta} \quad (3.24)$$

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 (3.22), поскольку уменьшение входного сопротивления приводит к увеличению падения напряжения входного сигнала на внутреннем сопротивлении генератора R_z . Для усилителей напряжения, когда выполняются условия $R_z \ll R_{ex}, R_\beta$, можно записать

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

формула (3.22) принимает вид $K_{E\beta 0} \approx \frac{R_\beta}{R_z}$, 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 $K_{E\beta 0} = \frac{R_\beta}{R_z + R_1} \approx \frac{R_\beta}{R_1}$. Такой прием используется в функциональных устройствах на операционных усилителях. На рис. 3.10а, в качестве примера использования этого приема, показана схема инвертирующего усилителя на операционном усилителе. На рисунке 3.10б 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 рисунке 3.8а. Однако

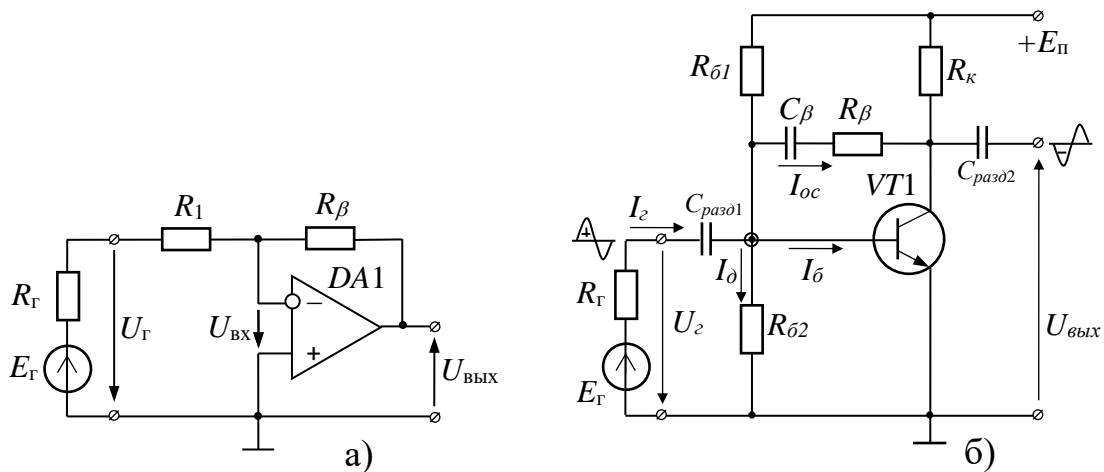


Рисунок 3.10 – Принципиальная электрическая схема инвертирующего усилителя на операционном усилителе (а) и усилитель с частотно зависимой параллельной ООС по напряжению

при большой емкости конденсатора $C_{\beta} \geq C_{разд}$. обратная связь будет практически частотно независимой.

3.6. Усилитель с параллельной отрицательной обратной связью по току

3.6.1. Схема

На рис. 3.11а показана принципиальная схема усилительного каскада с параллельной отрицательной обратной связью по току (\parallel ООСТ), которую в теории

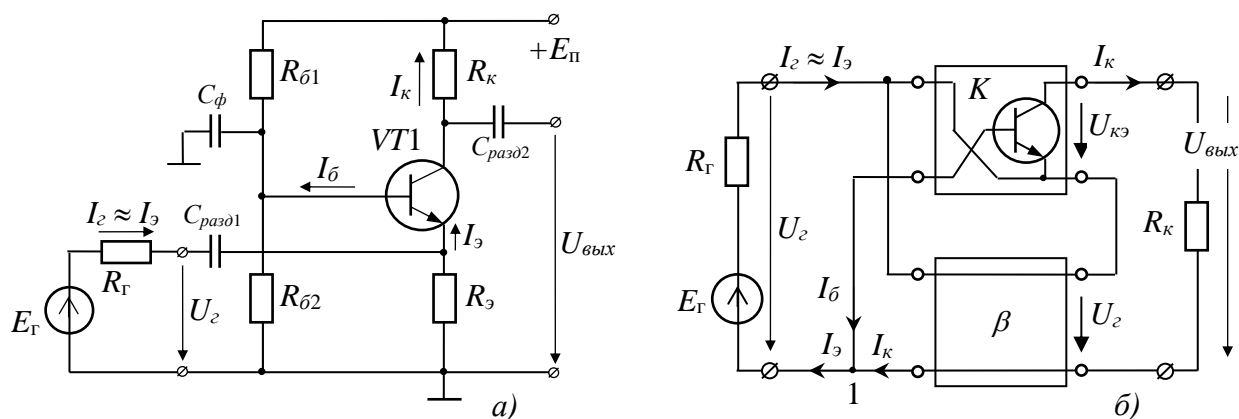


Рисунок 3.11 – Принципиальная электрическая схема усилителя с параллельной ООС по току (а) и его формальная эквивалентная схема (б)

четыреполюсников называют ООС «G»-типа. На практике этот усилительный каскад обычно называют «усилительный каскад с общей базой». На рисунке 3.11б представлена его формальная эквивалентная схема. Следует отметить, что

на практике преимущественно используется вариант принципиальной схемы усилителя с ОБ, который показан на рисунке 3.12а. Тем не менее, из рисунка 3.11а 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, а базу шунтировать конденсатором C_ϕ .

Режим постоянного тока транзистора задается базовым делителем $R_{\delta 1}-R_{\delta 2}$ и резистором в цепи эмиттера R_ϵ . На физической эквивалентной схеме (рисунок 3.12б) этот резистор не показан, поскольку шунтирован малым дифференциальным сопротивлением открытого эмиттерного перехода.

3.6.2 Механизм действия обратной связи

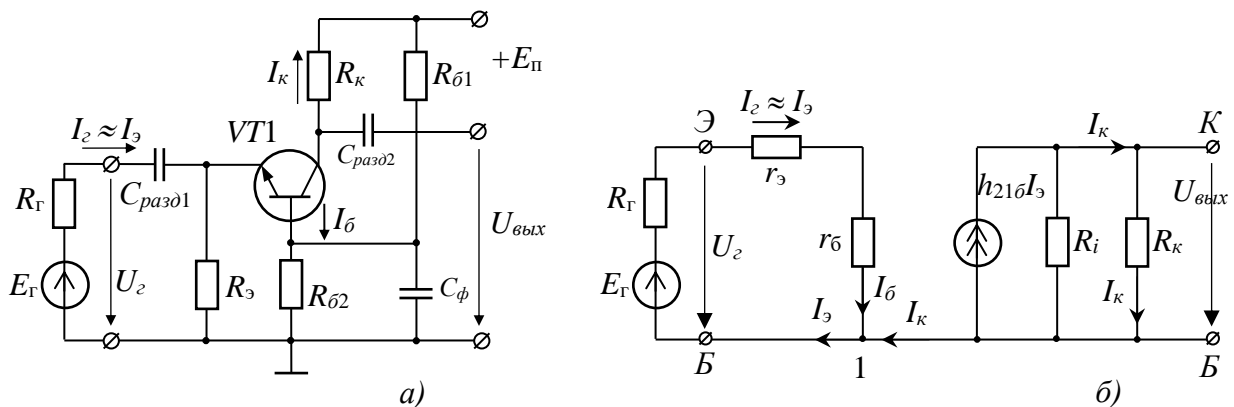


Рисунок – 3.12. Принципиальная электрическая схема усилительного каскада с параллельной отрицательной обратной связи по току (второй вариант) (а) и его физическая эквивалентная схема (б)

Действие ||ООСТ в усилителе с общей базой (рисунках 3.11а и 3.12а) можно себе представить, анализируя температурную флуктуацию эмиттерного тока при отсутствии входного сигнала. Предположим, что эмиттерный ток увеличился и принял значение $I_{\epsilon 0} + \Delta I_\epsilon$. Это приведет к увеличению падения напряжения на эмиттерном резисторе R_ϵ . Поскольку потенциал базы относительно земли $U_{\delta 0}$ фиксирован, то уменьшится напряжение $U_{\epsilon \delta 0} - \Delta U_{\epsilon \delta}$, что, в свою очередь, вызовет уменьшение эмиттерного тока на ΔI_ϵ . В результате чего эмиттерный ток восстановится.

Анализ схемы на рисунке 3.11б и рисунке 3.12б 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.

Если теперь подадим на вход усилителя гармонический сигнал, то с началом положительного полупериода $U_{эб}$ (рисунок 3.13а) 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_k и, соответственно, увеличение напряжения $U_{кб}$. То есть на выходных характеристиках (рисунок 3.13б) рабочая точка перемещается вниз по нагрузочной прямой. Таким образом, усилитель с общей базой не инвертирует сигнал, в отличие от усилительного каскада с общим эмиттером.

3.6.3 Влияние обратной связи на параметры усилителя

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

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

Из рисунка 3.12б следует: $U_z = I_э r_э + I_э (1 - h_{21б}) r_б$, где $I_э (1 - h_{21б})$ – ток базы. Отсюда $h_{11б} = U_z / I_э = r_э + (1 - h_{21б}) r_б$. 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,

$h_{11б} = U_z / I_э = U_{эб} / (I_б + I_k) = h_{11э} / (1 + h_{21э})$, где $h_{11э}$ – входное сопротивление транзистора при включении с ОЭ. Но из рисунков 3.11а и 3.12а следует, что входное сопротивление усилительного каскада с ОБ есть параллельное соединение резистора $R_э$ и $h_{11б}$

$$R_{вх\beta} = R_э \parallel h_{11б} \approx r_э. \quad (3.26)$$

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

Выходное сопротивление усилительного каскада с ОБ есть параллельное соединение выходного сопротивления транзистора $R_{i\bar{o}} = 1/h_{22\bar{o}}$ и R_k . Значение выходного сопротивления транзистора с ОБ $R_{i\bar{o}}$ можно определить по выходным

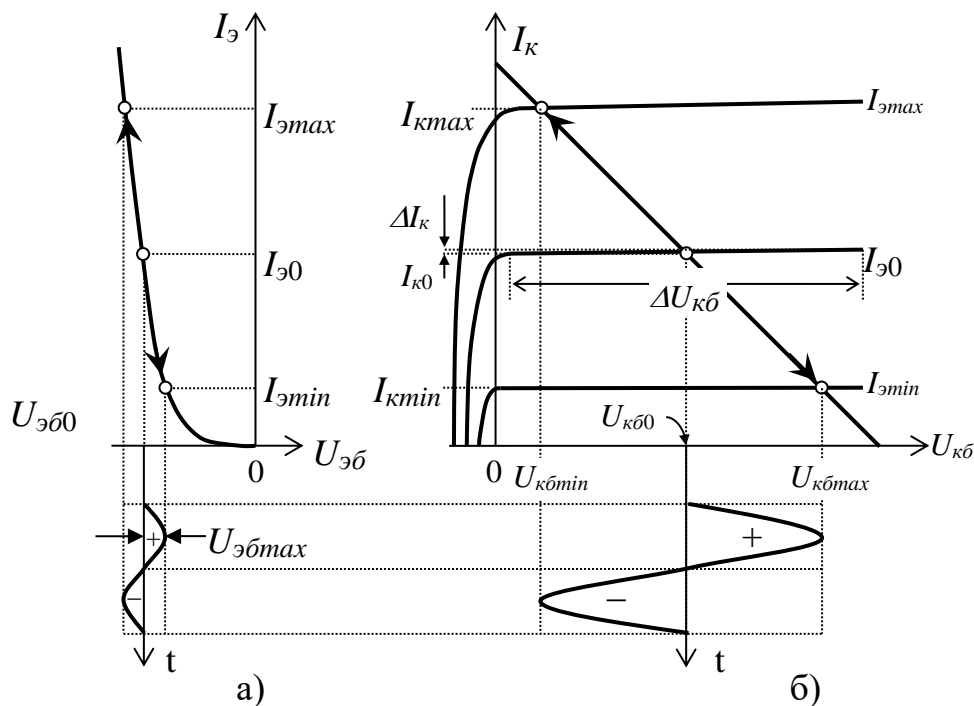


Рисунок – 3.13. Воздействие входного гармонического сигнала на усилительный каскад общей базой

Усилительный каскад с общей базой не инвертирует сигнал

характеристикам транзистора (рисунок 3.13б) $R_{i\bar{o}} = \Delta U_{кб} / \Delta I_к$. Это значение велико и обычно много больше внутреннего сопротивления транзистора при включении с ОЭ [6] $R_{i\bar{o}} = (1 + h_{21\bar{o}} R_c / h_{11\bar{o}}) R_{i\bar{э}}$. На практике $R_k \ll R_{i\bar{o}}$, поэтому

$$R_{вых\beta} \cong R_k. \quad (3.27)$$

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

Из рисунка 3.11б следует, что $U_{вых} = U_{кэ} + U_2$. Отсюда $K_{\beta 0} = U_{вых} / U_2 = K_0 + 1$, где K_0 – коэффициент усиления усилителя с ОЭ без ООС. При $K_0 \gg 1$

$$K_{\beta 0} \cong K_0. \quad (3.28)$$

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

$$K_{I\beta} = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}} = I_K / I_3 = \alpha = h_{21\sigma} = h_{21\varepsilon} / (1 + h_{21\varepsilon}) < 1. \quad (3.29)$$

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

$$K_{P\beta} = K_{\beta} K_{I\beta} \geq 1. \quad (3.30)$$

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 усилитель с ОЭ, поскольку емкость коллекторного перехода $C_{кОБ}$ много меньше $C_{кОЭ}$, $C_{кОБ} \approx C_{кОЭ} / (1 + h_{21\varepsilon})$.
- 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, легко 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.

3.7. Усилительный каскад с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению (эмиттерный повторитель)

3.7.1 Схема

Принципиальная схема усилительного каскада с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению (=ООСН), эмиттерного повторителя, показана на рисунке 3.14а. 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 $C_{бл}$.

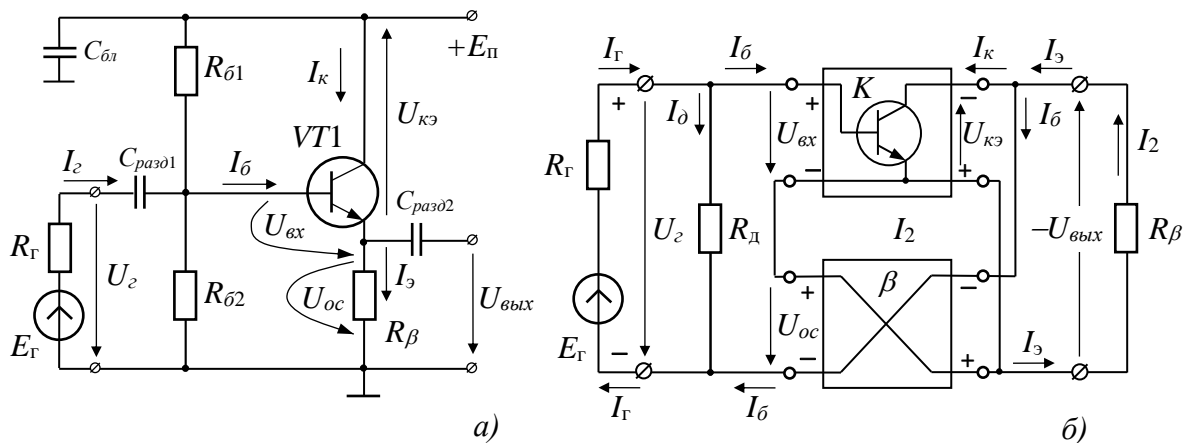


Рисунок 3.14. Принципиальная схема усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению (а) и его формальная эквивалентная схема (б)

3.7.2 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, рисунок 3.14б. Ситуация на входе усилителя полностью аналогична ситуации, описанной в разделе 3.4. Поскольку входы четырехполюсников включены последовательно, то $U_2 = U_{вх} + U_{ос}$. Поэтому на входе транзистора происходит алгебраическое сложение сигналов $U_{вх} = U_2 + (-U_{ос})$, т.е. $U_{вх}$ уменьшается. Поскольку $K_0 = \text{const}$, то уменьшается $U_{вых}$ и, следовательно, уменьшается коэффициент усиления $K_{\beta 0}$.

3.7.3 Влияние обратной связи на параметры усилителя

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

Из эквивалентной схемы эмиттерного повторителя на рисунке 3.12 найдем входное сопротивление транзистора

$$U_2 = r_{\delta} I_{\delta} + (r_{\varepsilon} + R_{\beta}) I_{\varepsilon} = r_{\delta} I_{\delta} + (r_{\varepsilon} + R_{\beta})(I_{\delta} + I_{\kappa}) = \left[r_{\delta} + (r_{\varepsilon} + R_{\beta})(1 + h_{21\varepsilon}) \right] I_{\delta}. \text{ Отсюда}$$

$$h_{11\beta} = r_{\delta} + (r_{\varepsilon} + R_{\beta})(1 + h_{21\varepsilon}) = h_{11\varepsilon} + R_{\beta}(1 + h_{21\varepsilon}) = h_{11\varepsilon}(1 + K_0), \quad (3.31)$$

что совпадает с соотношением (3.12а) при $\beta = 1$.

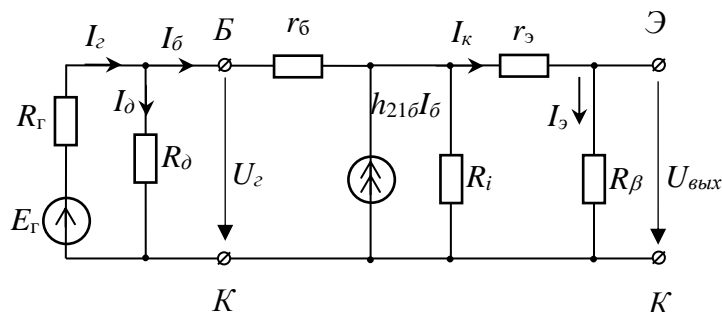


Рисунок 3.15. Физическая эквивалентная схема эмиттерного повторителя

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

$$R_{вх\beta} = h_{11\beta} \parallel R_{\delta}. \quad (3.32)$$

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

Выходное сопротивление транзистора

$$R_{\text{вых.тр}} = \frac{(R_2' + h_{11\beta})}{(1 + h_{21\beta})}, \quad (3.33)$$

где $R_2' = R_2 \cdot \frac{R_0}{(R_2 + R_0)}$.

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя есть параллельное соединение $R_{\text{вых.тр}}$ и R_β

$$R_{\text{вых}\beta} = R_{\text{вых.тр}} \parallel R_\beta. \quad (3.34)$$

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

Как следует из рисунка 3.15, $U_2 = U_{\text{вх}} + U_{\text{ос}}$ и $U_{\text{ос}} = -U_{\text{кэ}}$. Разделим обе части ($U_2 = U_{\text{вх}} + U_{\text{ос}}$) на $-U_{\text{кэ}}$ и после преобразований получим

$$K_{\beta 0} = \frac{K_0}{1 + K_0} < 1. \quad (3.35)$$

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

Из эквивалентной схемы на рисунке 3.15 получаем

$$K_{I\beta} = \frac{R_0}{R_0 + h_{11\beta}} (1 + h_{21\beta}) \gg 1. \quad (3.24)$$

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

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

т.е. эмиттерный повторитель является усилителем (по определению).

*100%-ая последовательная отрицательная обратная связь
по напряжению*

- 1) увеличивает входное сопротивление усилителя до $10^5 - 10^6$ Ом (базовый делитель это сопротивление уменьшает);
- 2) уменьшает выходное сопротивление (зависит от внутреннего сопротивления генератора входного сигнала) до единиц или десятков Ом;
- 3) уменьшает коэффициент усиления напряжения, делая его равным $0,99 < K_{\beta 0} < 0,999$. Это повторитель напряжения;

- 4) не изменяет коэффициент усиления тока: $h_{21э} \gg 1$;
- 5) коэффициент усиления мощности > 1 . Значит это усилитель (по определению).

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 уменьшить шунтирующее действие базового делителя.

4. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ИЗМЕРЕНИЯМ

4.1. Измерение амплитудно-частотной характеристики

Для измерения АЧХ на вход усилителя подается гармонический сигнал от генератора, частоту которого можно изменять. На выходе усилителя измеряют амплитуду $U_{вых}$ 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 двойных логарифмических координатах – в виде диаграммы Боде. На оси частот откладывается числовое значение $lg f$ (частота 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: $K_0 = K_{max}$ и полосой пропускания $\Delta f = f_в - f_н$. Нижняя и верхняя граничные частоты полосы пропускания $f_н$ и $f_в$ определяются как частоты, на которых коэффициент передачи

$$K_U(f_{zp}) = \frac{K_{max}}{\sqrt{2}} \approx 0,707 K_{max} . \quad (4.1)$$

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 (4.1).

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: $U_{вых}(f_{zp}) = 0,707 U_{max}$. 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.

4.2 Измерение входного и выходного сопротивлений

4.2.1 Входное сопротивление

Входное сопротивление измеряется на средних частотах, когда оно является омическим. Структурная схема, используемая для измерений, представлена на рисунке 4.1а. В качестве добавочного сопротивления $R_{доб}$ 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:

$$R_{вх} = R_2 \frac{U_{вх}}{U_2 - U_{вх}} . \quad (4.2)$$

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 $R_{вх} = R_{доб}$.

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

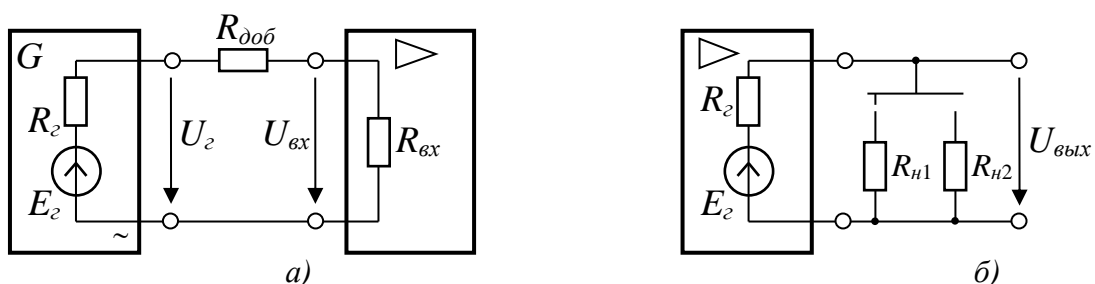


Рисунок 4.1 - Структурная схема измерения входного (а) и выходного (б) сопротивлений

вспомогательных элементов на входное сопротивление конкретного усилителя.

4.2.2. Выходное сопротивление

Измерение выходного сопротивления усилителя базируется на представлении усилителя эквивалентным генератором напряжения, внутреннее сопротивление которого является выходным сопротивлением усилителя. На рисунке 4.1б 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

$$R_{вых} = (U_{вых2} - U_{вых1}) / \left(\frac{U_{вых1}}{R_{н1}} - \frac{U_{вых2}}{R_{н2}} \right). \quad (4.3)$$

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 (4.3) упрощается

$$R_{вых} = R_n \left(\frac{U_{xx}}{U_{вых}} - 1 \right) \quad (4.4)$$

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

4.3. Определение линейного участка амплитудной характеристики усилителя

Как уже говорилось в разделе 2.1, 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 $U_{шск} \sim 1$ 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,

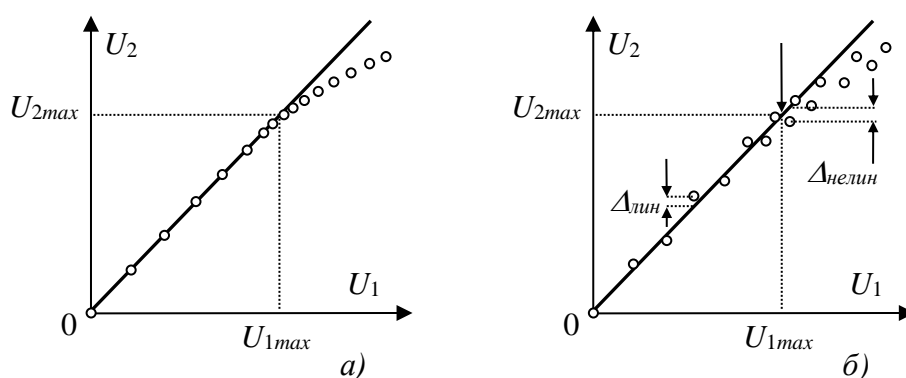


Рисунок 4.2 - Типовая амплитудная характеристика резисторного усилителя с малым разбросом данных (а) и большим разбросом данных (б)

при которой усилитель начинает входить в режим насыщения.

На рисунке 4.2 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. 4.2а) точка фиксируется при отклонении, равном толщине линии. При большом разбросе (рисунок 4.2б) 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.

5. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Внешний вид лабораторной установки «Отрицательные обратные связи в усилителях» показан на рисунке 5.1, а блок-схема – на рисунке 5.2. Установка состоит из лабораторного макета (1), блока питания лабораторного макета (2), генератора сигналов G2110 (3), вольтметра переменного тока входного сигнала (4), осциллографа (5), вольтметра переменного тока выходного сигнала (6).

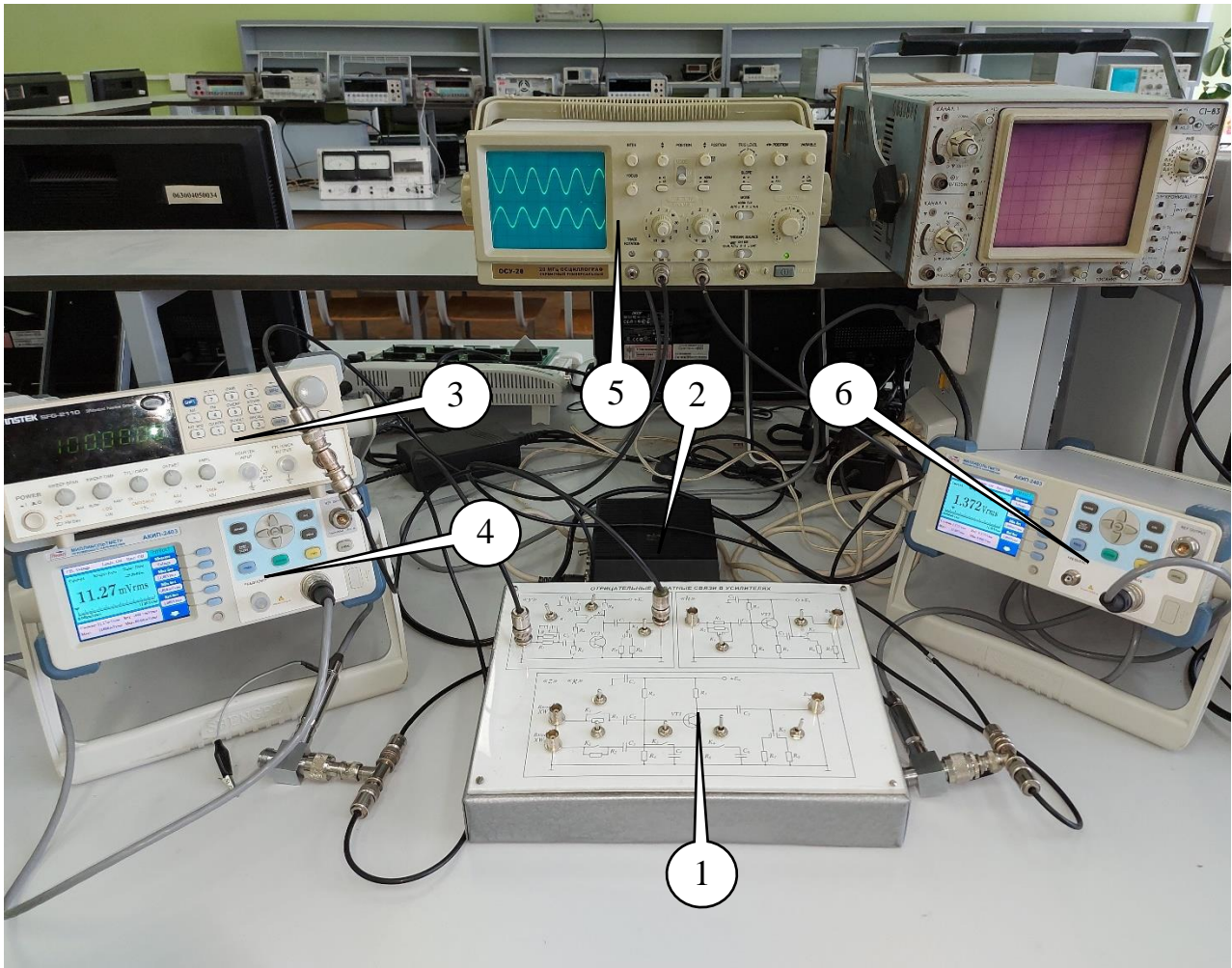


Рисунок 5.1 – Лабораторная установка
«Отрицательные обратные связи в усилителях»

На рисунке 5.2 представлена блок-схема лабораторной установки, на которой показана схема кабельных соединений между блоками установки. На рисунке 5.3 показана передняя панель лабораторного макета, на которой размещены три модуля усилителей с входными и выходными разъемами, а также тумблерами для коммутации цепей.

МОДУЛЬ «Y». На рисунке 5.4 показана схема усилителя с общим эмиттером и параллельной ООС по напряжению – схема модуля Y. Входной сигнал поступает через коаксиальный разъем XW_1 на добавочные резисторы R_1 и R_2 , для измерения входного сопротивления, которые переключаются тумблером K_1 .

Тумблер K_2 служит для коммутации цепи обратной связи. В положении «1» резистор R_4 цепи базового смещения подключен через резистор R_3 к шине питания и цепь обратной связи разорвана. В положении «2» тумблера K_2 резистор R_4

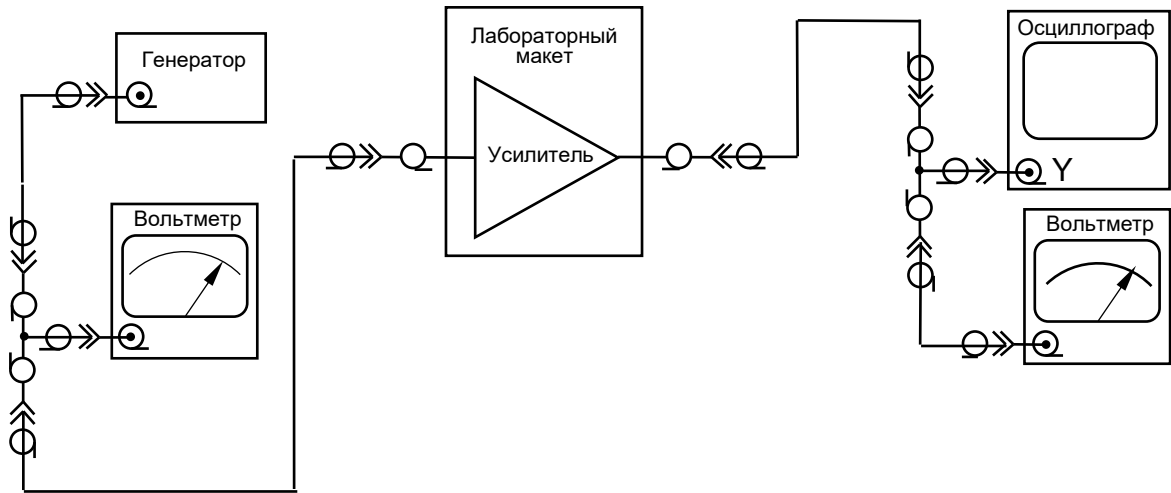


Рисунок 5.2 – Блок-схема лабораторной установки

подключен к коллектору транзистора $VT2$ и сигнал обратной связи поступает в базовую цепь. Выходной сигнал поступает на коаксиальный разъем XW_2 . Нагрузочные резисторы R_7 и R_8 , служащие для измерения выходного сопротивления, переключаются тумблером K_3 .

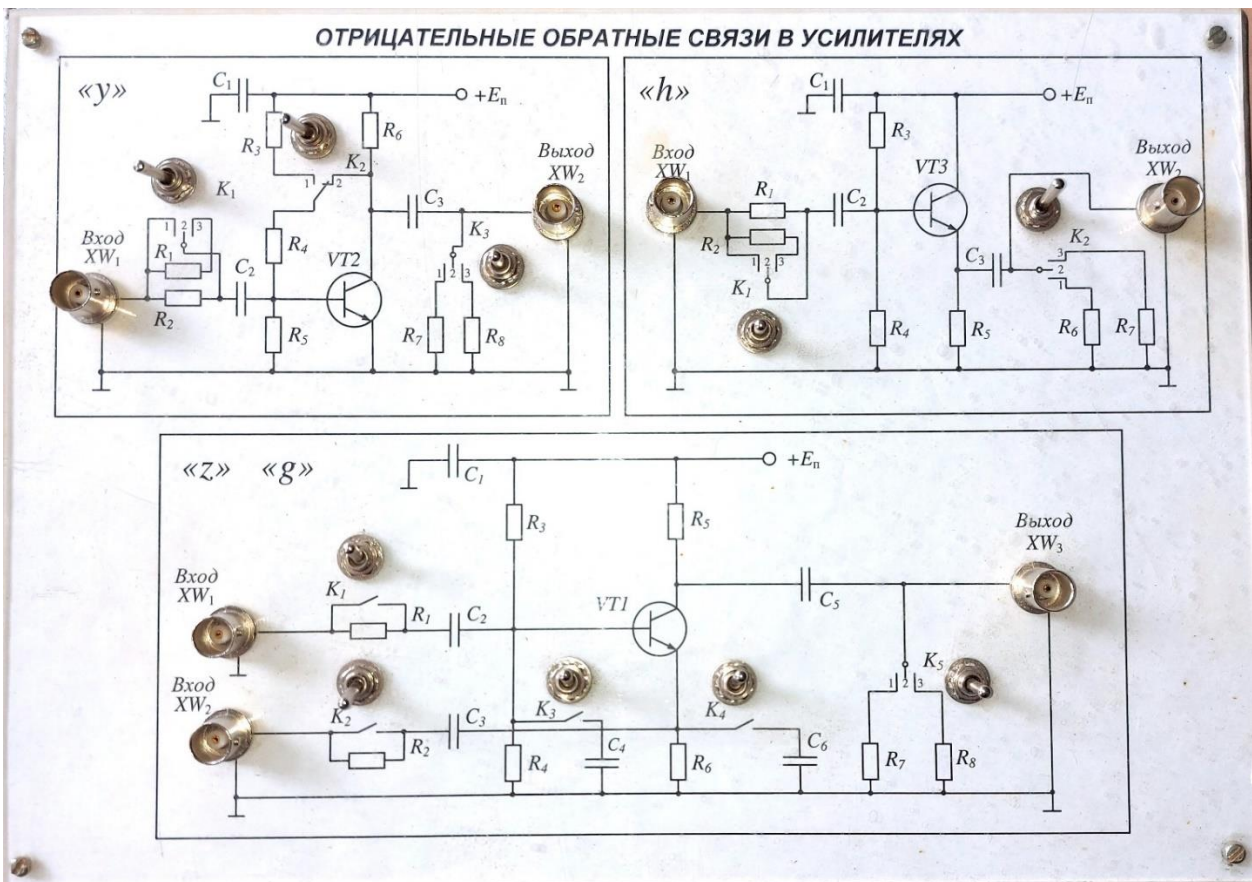


Рис. 5.3 – Передняя панель лабораторного макета

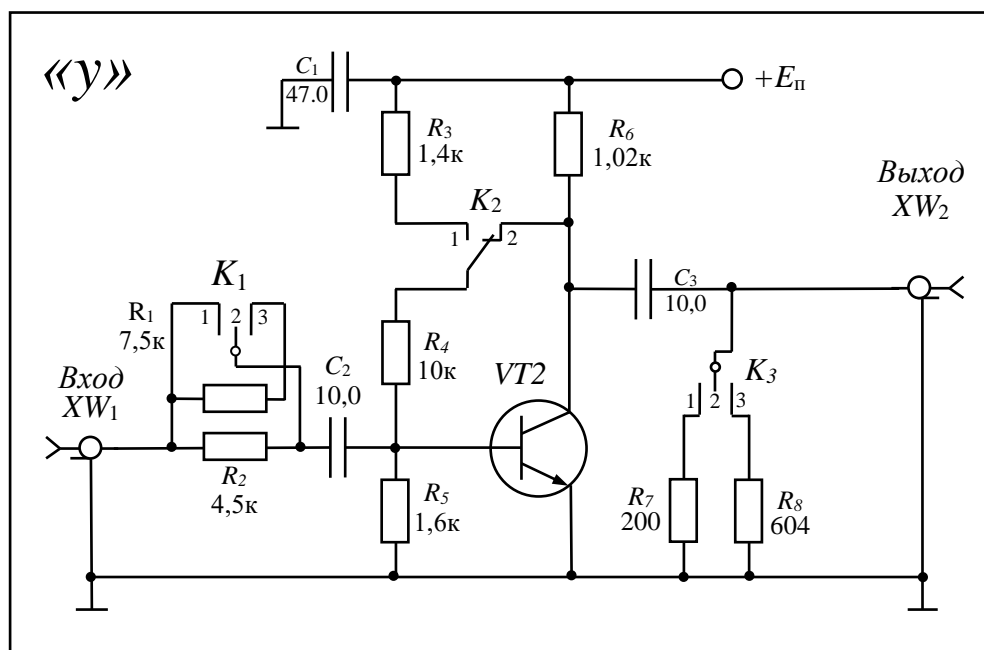


Рисунок 5.4 – Схема модуля «У»

МОДУЛЬ «Н». На рисунке 5.5 показана схема усилителя с последовательной ООС по напряжению – усилителя с общим коллектором, или эмиттерного повторителя. В лабораторном макете (рисунок 5.3) этот усилитель представлен модулем «Н». Входной сигнал подается на входной коаксиальный разъем XW_1 , с которого через тумблер K_1 , коммутирующий добавочные резисторы, поступает в базовую цепь транзистора $VT3$. Выходной сигнал через конденсатор C_3 снимается с эмиттерного резистора R_5 , который одновременно является резистором обратной связи. Далее выходной сигнал поступает на выходной коаксиальный разъем XW_2 . Режим нагрузки усилителя устанавливается тумблером K_2 , который либо подключает нагрузочные резисторы R_6 и R_7 к выходу усилителя, либо оставляет усилитель в режиме холостого хода.

МОДУЛЬ «Z» – «G». На рисунке 5.6 показана схема усилителя с общим эмиттером и последовательной ООС по току, который с помощью коммутации некоторых цепей превращается в усилитель с общей базой или усилитель с параллельной ООС по току. Рассмотрим сначала усилитель «Z». Входной сигнал подается на входной коаксиальный разъем XW_1 , с которого через контакты

тумблера K_1 , включающие в входную цепь добавочный резистор для измерения

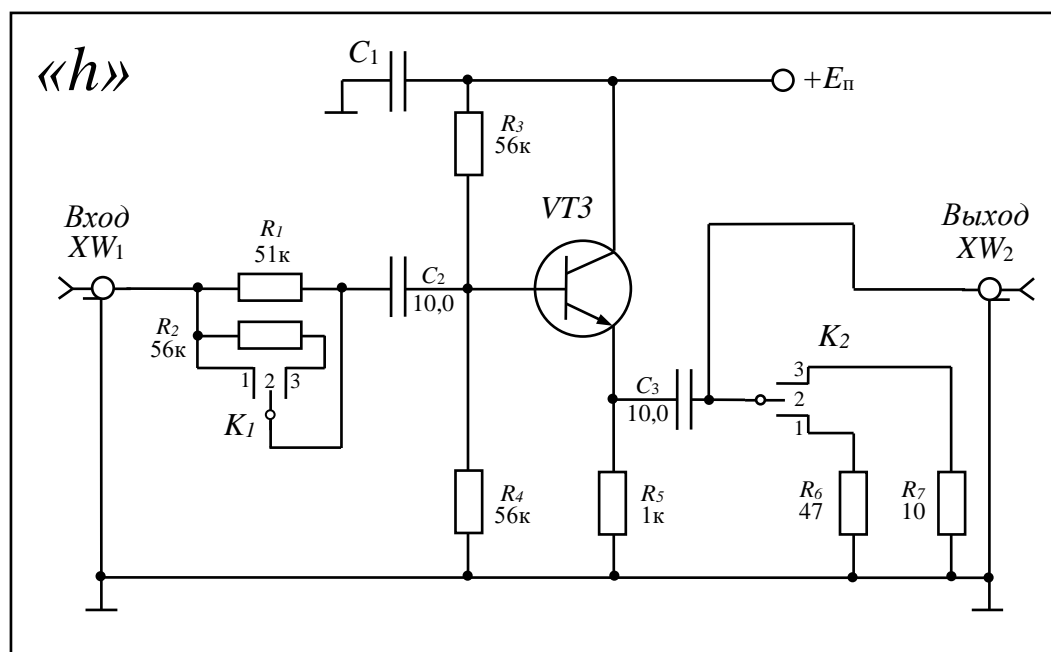


Рисунок 5.5 – Схема модуля «Н».

входного сопротивления, поступает в базовую цепь транзистора $VT1$.

Тумблер K_3 при этом должен быть разомкнут, чтобы избежать шунтирования по переменному току. При изучении усилителя с ООС тумблер K_4 должен быть разомкнут, чтобы сигнал обратной связи, образующийся на резисторе R_6 , вычитался из входного сигнала. Выходной сигнал с коллектора $VT1$ через конденсатор C_5 поступает на выходной коаксиальный разъем XW_3 . Тумблер K_5 подключает к выходу усилителя нагрузочные резисторы R_7 и R_8 , предназначенные для измерения выходного сопротивления. Для того, чтобы выключить ООС по переменному току, необходимо замкнуть контакты тумблера K_4 .

Для того, чтобы перейти к усилителю с общей базой или с параллельной ООС по току, необходимо замкнуть K_3 и разомкнуть K_4 . Входной сигнал при этом подается на входной разъем XW_2 и через контакты K_2 поступает на эмиттер $VT1$, а база оказывается заземлена по переменному току конденсатором C_4 . Как и в предыдущем случае, выходной сигнал с коллектора $VT1$ через конденсатор C_5 поступает на выходной коаксиальный разъем XW_3 , а тумблер K_5 подключает к

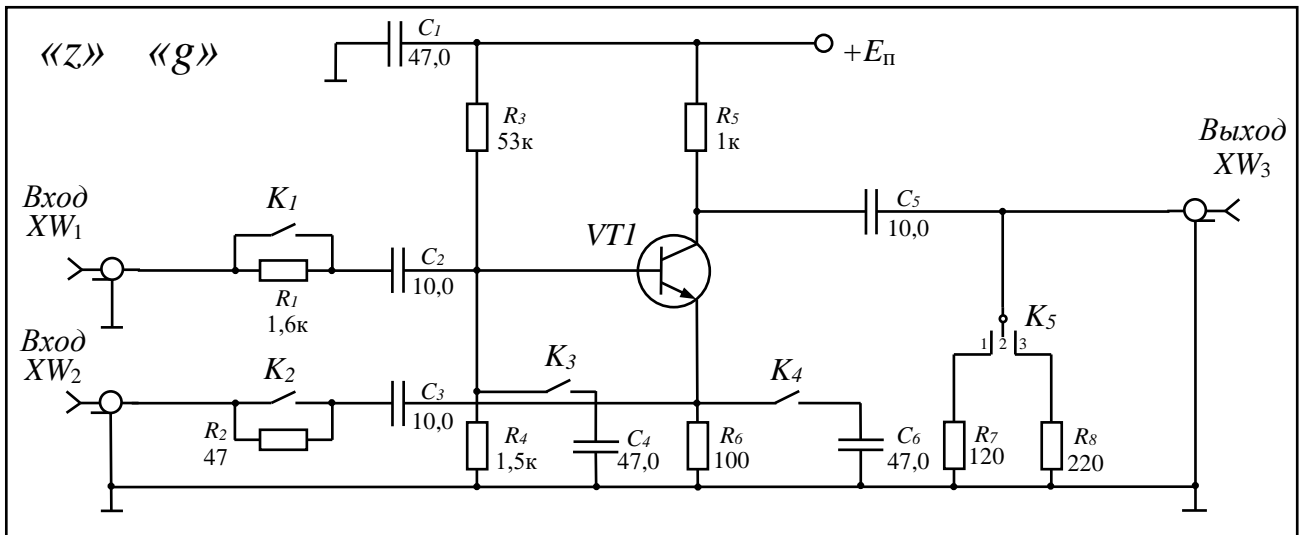


Рисунок 5.6 – Схема модуля «Z» – «G».

выходу усилителя нагрузочные резисторы R_7 и R_8 , предназначенные для измерения выходного сопротивления.

6. ЗАДАНИЕ НА ПРОВЕДЕНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

Установить соединения между блоками лабораторной установки согласно рисунку 5.2. Включить питание лабораторного макета и радиоизмерительных приборов.

6.1. Модуль «Y».

6.1.1. Усилитель без ООС

1) Подготовительные операции.

Установить тумблеры K_1 и K_2 в положение 1, тумблер K_3 в положение 2. Установить на генераторе синусоидальную форму сигнала.

2) Измерение амплитудной характеристики.

Для измерения АХ сначала оценить максимальный коэффициент усиления K_0 , изменяя с большим шагом частоту входного сигнала. Затем оценить нижнюю f_n и верхнюю f_v граничные частоты на уровне $0,7K_0$ и ширину полосы пропускания $\Delta f = f_v - f_n$. Установить частоту сигнала генератора равной средней частоте полосы пропускания $f_{cp} = \sqrt{f_n f_v}$.

Затем, начиная с малых, но надежно измеряемых значений, увеличивать амплитуду входного сигнала. Шаг изменения амплитуды должен быть переменным, поскольку для уверенного определения конца линейного участка с приближением к режиму насыщения (при выходе на загиб характеристики) шаг необходимо уменьшать. Измерение амплитуды входного и выходного сигналов производить для каждого отсчета. Получить не менее 20 отсчетов. Построить график АХ и определить конец линейного участка U_{1max} . Записать полученный результат.

3) Измерение амплитудно-частотной характеристики.

Установить амплитуду входного сигнала не более $0,7U_{1max}$ и записать это значение. Установить частоту входного сигнала приблизительно равной $0,7f_n$. Затем, увеличивая частоту с шагом, приблизительно равным $0,05\Delta f$, измерять амплитуду выходного сигнала, контролируя при этом амплитуду входного сигнала. Получить не менее 20 отсчетов. Построить график АЧХ усилителя без ООС в логарифмическом масштабе. По характеристике определить полосу пропускания и K_0 .

4) Измерение переходной характеристики.

Установить на генераторе прямоугольную форму сигнала с амплитудой A в пределах $0,7U_{1max}$ и подать на вход осциллографа. Измерить моменты времени, соответствующие $0,1A$ и $0,9A$ и вычислить инструментальную длительность фронта импульса $t_{ф.инстр} = t_{0,9} - t_{0,1}$. На уровне $0,5A$ измерить инструментальное время задержки $t_{зад.инстр} = t(0,5A)$.

Отключить прямоугольный сигнал от входа осциллографа и подключить к входу усилителя XW_1 . Выходной сигнал подать на вход осциллографа и измерить длительность фронта выходного сигнала $t_{ф.измер} = t_{0,9} - t_{0,1}$ (время нарастания переходной характеристики усилителя), а также ее время задержки

$t_{зад.измер} = t(0,5AK_0)$. Вычислить истинные параметры переходной характеристики $t_{ф.ист} = \sqrt{t_{ф.изм}^2 - t_{ф.инстр}^2}$ и $t_{зад.ист} = \sqrt{t_{зад.изм}^2 - t_{зад.инстр}^2}$.

5) Измерение R_{ex} .

Установить на генераторе синусоидальную форму сигнала. Амплитуду сигнала U_2 выбрать в пределах $0,7U_{1max}$ АХ на средней частоте полосы пропускания. Измерить амплитуду выходного сигнала. Определить коэффициент усиления K_0 .

Установить тумблер K_1 в положение 3. При этом сопротивление добавочного резистора будет равно параллельному соединению R_1 и R_2 . Измерить амплитуду выходного сигнала и, разделив ее на K_0 , найти U_{ex} . Далее, воспользовавшись соотношением (4.2), найти R_{ex} .

Установить тумблер K_1 в положение 2. При этом сопротивление добавочного резистора будет равно R_2 . Найти R_{ex} . Сравнить оба значения входного сопротивления и сделать выводы.

б) Измерение $R_{вых}$.

Перевести тумблер K_1 в положение 1. Установить тумблер K_3 в положение (2). В этом случае выходное напряжение будет напряжением холостого хода. Поэтому для определения выходного сопротивления можно воспользоваться соотношением (4.4), предварительно измерив выходное напряжение при любой нагрузке – либо R_7 , либо R_8 .

6.1.2. Усилитель с ООС.

1) Подготовительные операции.

Установить тумблер K_1 в положение 1, тумблер K_2 – в положение 2, тумблер K_3 – в положение 2.

2) Измерения.

Проделать пункты 1) – 6) предыдущего раздела.

6.2. Модуль «Н».

1) Подготовительные операции.

Подключить кабель с тройника генератора к входу усилителя XW_1 , а кабель с тройника осциллографа к выходу усилителя XW_2 . Установить тумблер K_1 в положение 1, тумблер K_2 – в положение 2.

2) Измерения.

Проделать пункты 1) – 6) раздела 6.1.1.

6.3. Модуль «Z» – «G» (усилители с ОЭ и ОБ).

6.3.1. Усилитель «Z» без ООС

1) Подготовительные операции.

Отключить добавочный резистор R_1 , замкнув ключ K_1 . Установить ключ K_3 в положение «Выкл». Выключить ООС, замкнув ключ K_4 . Тумблер K_5 установить в нейтральное положение 2. Подключить кабель с тройника генератора к входу усилителя XW_1 , а кабель с тройника осциллографа к выходу усилителя XW_3 .

2) Измерения.

Проделать пункты 1) – 6) раздела 6.1.1.

6.3.2. Усилитель «Z» с ООС.

Разомкнуть ключ K_4 и проделать пункты 1) – 6) раздела 6.1.1.

6.4. Усилитель «G».

1) Подготовительные операции.

Переключить входной кабель на вход XW_2 . Замкнуть ключи K_2 и K_3 . Разомкнуть ключ K_4 . Тумблер K_5 перевести в положение 2.

2) Измерения.

Проделать пункты 1) – 6) раздела 6.1.1.

7. ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА

По окончании измерений обработать результаты, используя аппроксимацию дискретного массива данных наиболее подходящей функцией. Проделать необходимые вычисления. Провести анализ полученных результатов и сравнить с выводами теории. Оформление отчета начать с титульного листа, на котором

указать названия Университета, института, кафедры. Название лабораторной работы, Фамилию и группу, внизу листа – год. В отчет помещать только основные результаты в виде графиков и осциллограмм. Таблицы помещать только в случае требования задания. Написать заключение, в котором изложить основные выводы по проделанной работе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Схемотехника электронных систем. Аналоговые и импульсные устройства : / В.И. Бойко, А.Н. Гуржий, В.Я. Жуйков [и др.]. – Санкт-Петербург : БХВ-Петербург, 2004. – 496с. – ISBN 5-94157 – 434-7. – Текст : непосредственный.
2. Остапенко, Г.С. Усилительные устройства : учебное пособие / Г.С. Остапенко. – Москва : Радио и связь, 1989. – 400 с. ISBN 5-256-00221-Х. – Текст : непосредственный.
3. Гусев, В.Г. Электроника : учебное пособие / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – 2-е изд., перераб и доп. – Москва : Высшая школа, 1991. – 622с. ISBN 5-06-000681-6. – Текст : непосредственный.
4. Виноградов, Ю.В. Основы электронной и полупроводниковой техники : учебник для вузов /Ю.В. Виноградов. – Москва : Энергия, 1968. – 624с. – Текст : непосредственный.
5. Павлов, В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств : учебник для вузов / В.Н. Павлов, В.Н. Ногин. – 2-е изд., испр. – Москва : Горячая линия – Телеком, 2001. – 32 с. IBN 5-93517-025-6. - Текст : непосредственный.
6. Войшвилло, Г.В. Усилительные устройства : учебник для вузов / Г.В. Войшвилло. – 2-е изд., перераб, и доп. – Москва : Радио и связь, 1983. – 264 с. – Текст : непосредственный.
7. Цыкин, Г.С. Усилительные устройства : учебник для вузов / Г.С. Цыкин. – 4-е изд., перераб. – Москва : Связь, 1971. – 367 с. – Текст : непосредственный.

8. Мамонкин, И.Г. Усилительные устройства: учебное пособие для вузов / И.Г. Мамонкин. 2-е изд., перераб, и доп. – Москва : Связь, 1977. – 360 с. – Текст : непосредственный.
9. Опадчий, Ю.Ф. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс) : учебник / Ю.Ф. Опадчий, О.Л. Глудкин, А.И. Гуров: для вузов. – под ред. О. Глудкина. – Москва : – Горячая линия – Телеком, 2000. – 768 с. – Текст : непосредственный.
10. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы : учебник / С.И. Баскаков. – 3-е изд., перераб. и доп. – Москва: Высшая школа, 2000 – 536 с. ISBN 5-06-003843-2. – Текст : непосредственный.
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 [Электронный ресурс] : учеб. пособие / А. Ф. Копылов, Ю. П. Саломатов, Г. К. Былкова. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. – 666 с. – ISBN 978-5-7638-2507-7. – Текст : электронный. – URL: <https://znanium.com/catalog/product/492485> (дата обращения: 19.09.2022). – Режим доступа: по подписке.
12. Никулин, В. И. Теория электрических цепей: Учебное пособие / В.И. Никулин. – Москва : ИЦ РИОР: НИЦ Инфра-М, 2013. – 240 с. (Высшее образование: Бакалавриат). ISBN 978-5-369-01179-9. – Текст : электронный. – URL: <https://znanium.com/catalog/product/363299> (дата обращения: 19.09.2022). – Режим доступа: по подписке.
13. Титце, У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника : Справочное руководство / У. Титце, К. Шенк. – Пер. с нем. – Москва : Мир, 1982. –512 с., ил. – Текст : непосредственный.
14. Джонс, М.Х. Электроника – практический курс : монография / М.: Техносфера, 2006. –512с. ISBN 5-94836-086-5. – Текст : непосредственный.

Королев, Г. В. Электронные устройства автоматики : учебное пособие / Г. В. Королев. – 2-е изд., перераб. и доп. Москва: Высшая. Школа, 1991. 256 с., ил. ISBN 506-002034-7. – Текст : непосредственный.

15. Расчет электронных схем / Г. И. Изъюрова, Г. В. Королев, В. А. Терехов [и др.]. – Москва : Высшая школа, 1987. – Текст : непосредственный.