Министерство транспорта и связи Украины
Государственный департамент по вопросам связи и информатизации

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

Кафедра Основ схемотехники

М.П. Савицкая, Л.Б. Ботнарь

АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Учебное пособие

Модуль 1

Направление подготовки: 0907 – Радиотехника
Специальность: аппаратура радиосвязи, радиовещания и телевидения

УТВЕРЖДЕНО
советом учебно-научного института радио, телевидения, электроники.
Протокол № 4 от 21.12.2007 г.

Одесса – 2008

УДК 621.37:621.38 План УМИ 2008 г.

Савицкая М.П., Ботнарь Л.Б. Аналоговые электронные устройства: Учебное пособие. Модуль 1. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2008. – 108 с.

Учебное пособие состоит из двух частей: модуль 1 и модуль 2. Рассмотрены принципы построения, схемы и свойства различных аналоговых устройств, выполненных на дискретных элементах и интегральных микросхемах, приведена методика анализа и даны основы синтеза этих схем.

Учебное пособие предназначено для студентов, изучающих дисциплину «Аналоговые электронные устройства». Оно содержит материал, необходимый студентам для закрепления лекционного материала, при подготовке и выполнении лабораторных работ, решении задач и выполнении комплексных заданий, а также для самостоятельной работы студентов.

Учебное пособие может быть полезным для студентов других специальностей и для специалистов связи.

ОДОБРЕНО
на заседании кафедры
основ схемотехники и
рекомендовано к печати.
Протокол № 3
от 3.12.2007 г.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ

Учебная дисциплина «Аналоговые электронные устройства» обеспечивает базовую подготовку студентов и дает необходимые знания для дальнейшего изучения специальных дисциплин.

В этом курсе студенты изучают аналоговые электронные устройства, которые предназначены для усиления, генерации и обработки информационных сигналов.

Дисциплина «Аналоговые электронные устройства» является одной из профилирующих в учебно-научном институте радио, телевидения и электроники. В результате изучения дисциплины студенты должны понять и усвоить принципы действия различных аналоговых устройств, ознакомиться с методикой их анализа, типовыми инженерными решениями по их синтезу, а также приобрести навыки по расчету этих устройств.

Дисциплина «Аналоговые электронные устройства» изучается в учебных семестрах: 2.3 и 2.4; состоит из двух модулей: 1 и 2; имеет 2.4 кредитов ECTS. Общее число часов – 99; в том числе: лекций – 34 часа; лабораторных занятий – 18 час.; самостоятельной работы – 47 час.

Вид контроля: семестр 2.3 – зачет, семестр 2.4 – зачет.

Основу аналоговых устройств составляют электронные усилители, в которых используются различного вида обратные связи. Поэтому в учебном пособии «Аналоговые электронные устройства. Модуль 1» рассмотрены вопросы, связанные с теорией обратной связи и принципами построения электронных усилителей. Материал этого пособия позволит студентам закрепить знания, полученные на лекциях, поможет подготовиться к выполнению и защите лабораторных работ, решить задачи и выполнить комплексное задание в модуле 1 по дисциплине «Аналоговые электронные устройства».

Цель дисциплины «Аналоговые электронные устройства»

Дисциплина должна обеспечить подготовку знаний, необходимых студенту для изучения специальных дисциплин и последующего решения производственных, проектных и исследовательских задач в соответствии с квалификационной характеристикой инженера специальности 0907.

В результате изучения дисциплины студент должен:

– знать параметры, технические характеристики, принципиальные схемы, принципы работы аналоговых электронных устройств;

– уметь рационально выбирать тип электронного прибора или микросхемы для решения технической задачи по эксплуатации и проектированию аналоговой аппаратуры;

– уметь выполнять измерения параметров и характеристик аналоговых устройств в процессе наладки и эксплуатации.

Дисциплина состоит из двух модулей:

Модуль 1 – Обратная связь в аналоговых электронных устройствах.

Модуль 2 – Усилители. Устройства на аналоговых интегральных микросхемах. Генераторы.

Структура модуля 1

Модуль 1: Обратная связь в аналоговых электронных устройствах			
Смысловой модуль	Лекции, час.	Лабораторные занятия, час.	Самостоятельная работа, час.
1. Технические показатели усилителей	4	2	6
2. Обратная связь	4	4	6
3. Устойчивость усилителя с обратной связью	2	2	4
4. Принципы построения электронных усилителей	6	0	10
Всего:	16	8	26

Перечень знаний и умений, с которыми студент должен приступить к изучению материала модуля 1

Знания по темам:

– законы электротехники;

– основы физики твердого тела;

– цепи постоянного и переменного токов;

– закон Ома, законы Кирхгофа;

– четырехполюсники, передаточные функции;

– операторный метод, переходные характеристики;

– радиокомпоненты;

– структурные и принципиальные схемы;

– характеристики сигналов; спектр.

Умения:

– уметь использовать законы электротехники для решения задач;

– уметь проводить анализ и расчет цепей постоянного и переменного токов;

– уметь строить графики функций;

– уметь чертить структурные и принципиальные схемы.

Темы и содержание лекций

Модуль 1. Обратная связь в аналоговых электронных устройствах

Смысловой модуль 1. Технические показатели усилителей.

Лекция 1. Содержание и задачи курса. Литература. Усилитель – основное звено аналоговых электронных устройств. Технические показатели усилителей. Коэффициенты усиления, энергетические показатели. Амплитудно-частотные, фазочастотные и переходные характеристики.

Лекция 2. Частотные и фазовые искажения, полоса пропускания усилителя, искажения переходной характеристики. Нелинейные искажения, их оценка. Шумовые параметры усилителя. Амплитудная характеристика, динамический диапазон.

Смысловой модуль 2. Обратная связь.

Лекция 3. Обратная связь (ОС). Основные понятия и определения. Влияние ОС на параметры и характеристики усилителя. Коэффициент усиления, глубина ОС, петлевое усиление. Обратная связь отрицательная и положительная, глубокая обратная связь.

Лекция 4. Способы введения обратной связи и их влияние на входное сопротивление усилителя. Способы снятия обратной связи и их влияние на выходное сопротивление усилителя. АЧХ, ФЧХ, линейные искажения, полоса пропускания усилителя с обратной связью. Нестабильность коэффициента усиления с обратной связью. Внутренние помехи, нелинейные искажения усилителя с ОС.

Смысловой модуль 3. Устойчивость усилителя с обратной связью.

Лекция 5. Устойчивость усилителя с обратной связью, условия самовозбуждения: амплитуд и фаз. Критерий устойчивости Найквиста. Обеспечение устойчивости усилителя.

Смысловой модуль 4. Принципы построения электронных усилителей.

Лекция 6. Способы включения усилительных элементов по сигналу, составные транзисторы, каскодные схемы. Режимы работы усилительного элемента: *A*, *B*, *C*, *D*; их достоинства и недостатки, использование этих режимов.

Лекция 7. Цепи питания каскадов на биполярных транзисторах, стабилизация режима работы (эмиттерная, коллекторная, комбинированная): принципиальные схемы, назначение элементов, влияние элементов схемы на коэффициент нестабильности, сравнительная оценка работы схем.

Лекция 8. Цепи питания каскадов на полевых транзисторах: принципиальные схемы, назначение элементов, стабилизация режима. Цепи питания на электронных лампах: принципиальные схемы, назначение элементов, стабилизация режима.

Перечень лабораторных работ модуля 1

№ п/п.	Тема	Часов
1	Исследование однокаскадного усилителя с обратной связью	2
2	Исследование двухкаскадного усилителя с обратной связью	2
3	Исследование трехкаскадного усилителя с обратной связью	2
4	Исследование устойчивости усилителей с обратной связью	2
	Всего:	8

Рекомендации по самостоятельной работе студента
Модуль 1

Для закрепления изучаемого материала модуля 1 студенту выделяется 26 часов для самостоятельной работы и выполнения комплексного задания.

Рекомендуется распределить это время следующим образом:

№ п/п.	Вид работы	Количество часов
1	Проработка лекций	12
2	Изучение дополнительного материала к лекциям	6
3	Подготовка к лабораторным работам	4
4	Выполнение комплексного индивидуального задания	4
	Всего:	26

Комплексное задание для самостоятельного выполнения выдает преподаватель.

Перечень знаний и умений, которые должен приобрести студент в процессе изучения материала модуля 1

Знания по темам:

– технические показатели усилителей;

– обратная связь;

– устойчивость усилителя с обратной связью;

– принципы построения электронных усилителей;

– принципиальные схемы каскадов на биполярных и полевых транзисторах, электронных лампах.

Умения:

– уметь рассчитывать и измерять параметры и характеристики усилителя;

– уметь рассчитывать и измерять параметры и характеристики усилителя с обратной связью;

– уметь оценивать и обеспечивать устойчивость усилителя с обратной связью согласно критерию Найквиста;

– уметь рассчитывать цепи питания усилительных каскадов на биполярных и полевых транзисторах, на электронных лампах.

1. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

1.1. Структурная схема усилителя

Усилитель электрических сигналов – это электронное устройство, предназначенное для увеличения мощности, напряжения или тока сигнала, подведенного к его входу, без существенного искажения его формы. Поскольку мощность сигнала на выходе усилителя больше, чем на входе, то по закону сохранения энергии ***усилительное устройство*** должно включать в себя источник питания. Тогда обобщенную структурную схему усилительного устройства можно изобразить, как показано на рис. 1.1.

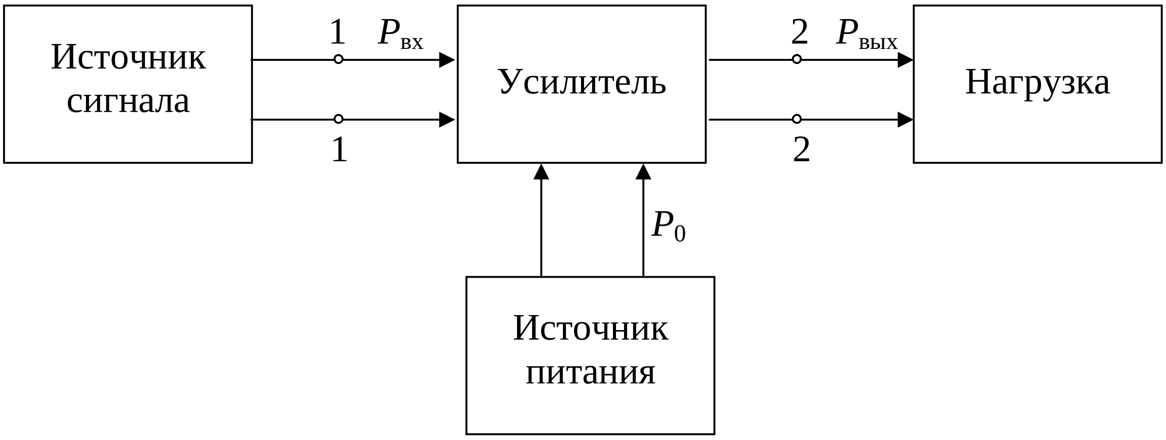


Рисунок 1.1 – Обобщенная структурная схема усилителя

От источника питания усилитель отбирает мощность P_0, необходимую для усиления входного сигнала. Источник сигнала обеспечивает мощность на входе усилителя $P_{вх}$, выходная мощность $P_{вых}$ выделяется на активной части нагрузки. В усилителе для мощностей выполняется неравенство: $P_{вх} < P_{вых} < P_0$. Следовательно, ***усилитель*** – это управляемый входным сигналом ***преобразователь*** энергии источника питания в энергию выходного сигнала. Преобразование энергии осуществляется с помощью усилительных элементов (УЭ): биполярных транзисторов, полевых транзисторов, электронных ламп, интегральных микросхем (ИМС), варикапов и других.

Если источник питания включить в усилитель, то для сигнала относительно двух пар входных и выходных клемм усилитель можно рассматривать как ***нелинейный активный четырехполюсник.*** По теореме об эквивалентном генераторе источник сигнала можно заменить генератором ЭДС $\underline{E}_г$ и внутренним сопротивлением $\underline{Z}_г$, а сопротивление нагрузки можно заменить эквивалентным сопротивлением $\underline{Z}_н$.

Простейший усилитель содержит один усилительный элемент. Один усилительный элемент с присоединенными к нему элементами питания и связи образуют ***каскад усиления***.

В большинстве случаев усиления одного каскада недостаточно, поэтому усилитель содержит несколько каскадов усиления, образуя многокаскадное устройство. Каскады соединены таким образом, что сигнал, усиленный одним каскадом, подводится ко входу второго, затем к третьему и т.д.

Структурная схема типичного многокаскадного усилителя приведена на рис. 1.2.

Рисунок 1.2 – Структурная схема многокаскадного усилителя

Входной каскад и предварительный усилитель предназначены для усиления сигнала до значения, необходимого для подачи на вход усилителя мощности (выходного каскада). Количество каскадов предварительного усиления определяется необходимым усилением. Входной каскад обеспечивает, при необходимости, согласование с источником сигнала, шумовые параметры усилителя и необходимые регулировки.

Выходной каскад (каскад усиления мощности) предназначен для отдачи в нагрузку заданной мощности сигнала при минимальных искажениях его формы и максимальном КПД.

1.2. Классификация усилительных устройств

Усилительные устройства классифицируют по различным признакам.

По виду усиливаемых электрических сигналов усилители подразделяют на усилители ***гармонических*** (непрерывных) сигналов и усилители ***импульсных*** сигналов. Для усилителей импульсных сигналов наибольший интерес представляет исследование переходных процессов.

По ширине полосы пропускания и абсолютным значениям усиливаемых частот усилители подразделяются на следующие типы.

Усилители постоянного тока (УПТ) предназначены для усиления сигналов в пределах от низшей частоты $f_н = 0$ до верхней рабочей частоты $f_в$. УПТ усиливает как переменные составляющие сигнала, так и его постоянную составляющую.

Усилители переменного тока, в свою очередь подразделяются на усилители низкой, высокой и сверхвысокой частоты.

По ширине полосы пропускания усиливаемых частот различают:

– избирательные усилители (усилители высокой частоты – УВЧ), у которых отношение частот $f_в / f_н \approx 1$;

– широкополосные усилители с большим диапазоном частот, для которых отношение $f_в / f_н >> 1$.

По типу усилительного элемента различают транзисторные, ламповые, параметрические, квантовые, магнитные усилители. В настоящее время в качестве активных элементов широко используются аналоговые интегральные микросхемы.

По конструктивному выполнению усилители можно подразделить на две большие группы: усилители, выполненные с помощью дискретной технологии, то есть способом навесного или печатного монтажа, и усилители, выполненные с помощью интегральной технологии. Для классификации усилителей используются и другие признаки.

2. ТЕХНИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЕЙ

Для сигнала усилитель можно представить активным четырехполюсником, так как он включает в себя источник питания. Источник сигнала и нагрузку заменим эквивалентными двухполюсниками. Тогда структурную схему усилителя можно изобразить, как показано на рис. 2.1.

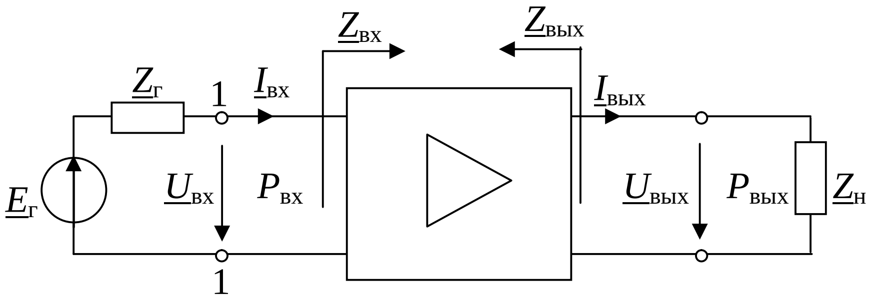


Рисунок 2.1 – Структурная схема усилителя как активного четырехполюсника

Треугольник – это условное обозначение усилителя. Для упрощения анализа будем полагать, что $\underline{Z}_{г} = R_{г}$, $\underline{Z}_{н} = R_{н}$, то есть являются активными сопротивлениями.

Рассмотрим основные технические показатели усилителей.

2.1. Входные и выходные данные

Входными данными усилителя являются: входное напряжение $U_{вх}$, входной ток $I_{вх}$, входная мощность $P_{вх}$, при которых усилитель обеспечивает в нагрузке заданное техническими требованиями напряжение, или ток, или мощность, а также входное сопротивление $Z_{вх}$.

К ***выходным данным*** относятся: номинальные (заданные техническими требованиями) напряжение или $U_{вых}$, или ток $I_{вых}$, или мощность $P_{вых}$, отдаваемые усилителем при работе на заданную нагрузку $Z_{н}$, а также выходное сопротивление усилителя $Z_{вых}$.

Входное сопротивление усилителя в общем случае комплексно, т.к. комплексны входное напряжение $\underline{U}_{вх}$ и входной ток $\underline{I}_{вх}$,

$$\underline{Z}_{вх} = \frac{\underline{U}_{вх}}{\underline{I}_{вх}}. \qquad (2.1)$$

Но входное сопротивление обычно определяют на той частоте (как правило, на средней частоте усиливаемого диапазона f_0), когда его можно считать практически активным и равным

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}}, \qquad (2.2)$$

где $U_{вх}$ и $I_{вх}$ – действующие значения входного напряжения и тока.

Активная входная мощность равна

$$P_{вх} = U_{вх} \cdot I_{вх}. \qquad (2.3)$$

Согласно теореме об эквивалентном генераторе выходную цепь усилителя можно представить в виде эквивалентного генератора $\underline{E}_{экв} = \underline{U}_{вых\ хх}$, ЭДС которого определена в режиме холостого хода на выходе усилителя (т.е. при $R_н \to \infty$) и эквивалентного выходного сопротивления

$$\underline{Z}_{вых} = \frac{\underline{U}_{вых\ хх}}{\underline{I}_{вых\ кз}}, \qquad (2.4)$$

где $\underline{I}_{вых\ кз}$ – выходной ток, определенный в режиме короткого замыкания на выходе усилителя (т.е. $R_н = 0$).

В общем случае выходное сопротивление усилителя является комплексной величиной, но обычно выходное сопротивление определяется на частоте (на частоте f_0), когда его можно считать практически активным и равным

$$R_{вых} = \frac{U_{вых\ хх}}{I_{вых\ кз}}, \qquad (2.5)$$

где $U_{вых\ хх}$ и $I_{вых\ кз}$ – действующие значения напряжения и тока.

Соотношения между $R_г$ и $R_{вх}$, а также между $R_{вых}$ и $R_н$ имеют большое значение для получения максимального коэффициента передачи ЭДС входного сигнала $E_г$ либо для получения максимального коэффициента передачи мощности входного сигнала.

На рисунке 2.2 представлена структурная схема усилителя с указанием эквивалентных сопротивлений.

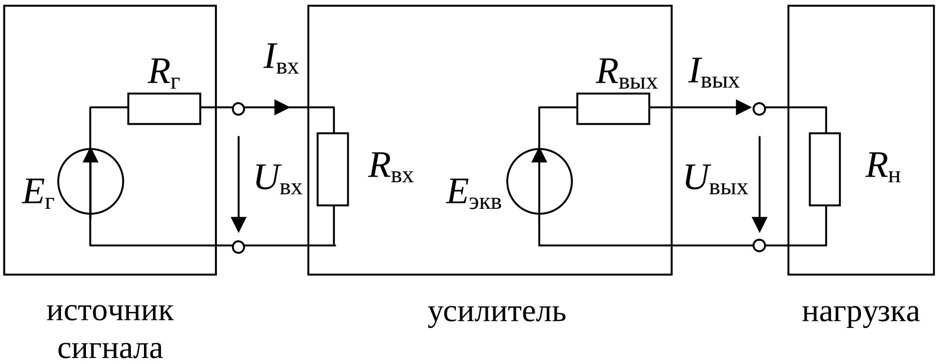


Рисунок 2.2 – Структурная схема усилителя с указанием эквивалентных сопротивлений

Как видно из рис. 2.2, сопротивления $R_г$ и $R_{вх}$ образуют делитель напряжения во входной цепи, а сопротивления $R_{вых}$ и $R_н$ – делитель напряжения в выходной цепи. Поэтому для максимального коэффициента передачи напряжения источника сигнала $E_г$ в нагрузку $U_{вых}$ должны выполняться следующие условия:

$$R_{вх} >> R_г,\ R_{вых} << R_н. \qquad (2.6)$$

Следовательно, входное сопротивление должно быть большим, а выходное – малым, у идеального усилителя желательно иметь $R_{вх} \to \infty$, $R_{вых} \to 0$. На практике эти условия, к сожалению, не выполняются.

Для получения максимального коэффициента передачи мощности необходимо обеспечить режим согласования: $R_{вх} = R_г$, $R_{вых} = R_н$. Такой режим работы является оптимальным для усилителей сверхвысоких частот (СВЧ усилителей).

Выходная мощность (мощность в нагрузке) равна

$$P_{вых} = U_{вых} \cdot I_{вых}, \qquad (2.7)$$

где $U_{вых}$, $I_{вых}$ – действующие значения выходных напряжения и тока.

2.2. Коэффициенты усиления и коэффициент полезного действия

Коэффициенты усиления выражают усилительные свойства усилителя. Они являются передаточными функциями усилителя. В усилительной технике используют различные коэффициенты усиления:

коэффициент усиления напряжения:

$$\underline{K}_u = \frac{\underline{U}_{вых}}{\underline{U}_{вх}} = K_u \cdot e^{j\varphi_u}; \qquad (2.8)$$

коэффициент усиления тока:

$$\underline{K}_i = \frac{\underline{I}_{вых}}{\underline{I}_{вх}} = K_i \cdot e^{j\varphi_i}; \qquad (2.9)$$

сквозной коэффициент усиления (коэффициент усиления ЭДС):

$$\underline{K}_e = \frac{\underline{U}_{вых}}{\underline{E}_г} = K_e \cdot e^{j\varphi_e}; \qquad (2.10)$$

коэффициент усиления мощности, равный отношению активных мощностей на выходе и входе,

$$K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}. \qquad (2.11)$$

Таким образом, коэффициенты $\underline{K}_u$, $\underline{K}_i$ и $\underline{K}_e$ являются комплексными величинами, коэффициент K_p – действительной величиной. Наиболее полно усилительные свойства усилителя характеризует сквозной коэффициент усиления $\underline{K}_e$.

В том случае, если входное сопротивление усилителя $R_{вх} \to \infty$ (каскады на полевых транзисторах, электронных лампах, операционных усилителях), $I_{вх} = 0$, $P_{вх} = 0$, остается один коэффициент усиления напряжения

$$\underline{K}_u = \underline{K}_e = \underline{K}. \qquad (2.12)$$

Обычно (по умолчанию) под коэффициентом усиления понимают значение его модуля на известной частоте. Например, сквозной коэффициент усиления на частоте f равен отношению действующих (амплитудных) значений напряжений

$$K_e = \frac{U_{вых}}{E_г} = \frac{U_{вых m}}{E_{г m}}. \qquad (2.13)$$

Фаза сквозного коэффициента усиления равна разности фаз выходного напряжения и ЭДС источника входного сигнала (сдвигу фаз)

$$\varphi_e = \varphi_{вых} - \varphi_г. \qquad (2.14)$$

Аналогичные формулы получим для коэффициентов усиления K_u, K_i и фаз φ_u, φ_i.

Модули коэффициентов усиления являются безразмерными величинами, и их можно выразить в логарифмических единицах – децибелах (дБ), например,

$$K_{u\ \text{дБ}} = 20\lg K_u, \tag{2.15}$$

$$K_{e\ \text{дБ}} = 20\lg K_e, \tag{2.16}$$

коэффициент усиления мощности в логарифмических единицах определяется по формуле

$$K_{p\ \text{дБ}} = 10\lg K_p. \tag{2.17}$$

Если заданы значения коэффициентов усиления в децибелах, то обратный переход к безразмерным величинам выполняется по следующим формулам

$$K_u = 10^{\frac{K_{u\,\text{дБ}}}{20}}, \tag{2.18}$$

$$K_e = 10^{\frac{K_{e\,\text{дБ}}}{20}}, \tag{2.19}$$

$$K_p = 10^{\frac{K_{p\,\text{дБ}}}{10}}. \tag{2.20}$$

Усилитель с большим коэффициентом усиления состоит, как правило, из нескольких каскадов, как показано на рис. 2.3.

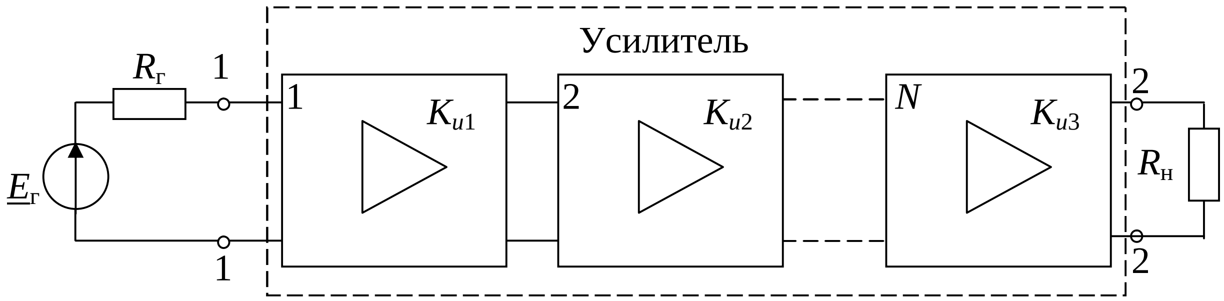


Рисунок 2.3 – Упрощенная эквивалентная схема многокаскадного усилителя

Для многокаскадных усилителей, содержащих N-каскадов, общий коэффициент усиления напряжения равен произведению коэффициентов усиления каскадов

$$\underline{K}_u = \underline{K}_{u1} \cdot \underline{K}_{u2} \ldots \underline{K}_{uN} = K_u \cdot e^{j\varphi_u}. \tag{2.21}$$

Отсюда следует, что модули коэффициентов усиления перемножаются, фазы складываются:

$$K_u = K_{u1} \cdot K_{u2} \ldots K_{uN}, \tag{2.22}$$

$$\varphi_u = \varphi_{u1} + \varphi_{u2} + \ldots + \varphi_{uN}. \tag{2.23}$$

Если определить общий коэффициент усиления напряжения многокаскадного усилителя в децибелах (дБ), то получим

$$K_{u\ \text{дБ}} = \sum_{n=1}^{N} K_{uN\ \text{дБ}}. \tag{2.24}$$

Следовательно, в логарифмических единицах (дБ) коэффициенты усиления отдельных каскадов складываются. Для коэффициента усиления мощности многокаскадного усилителя в децибелах получим аналогичную формулу

$$K_{p\,\text{дБ}} = \sum_{n=1}^{N} K_{pN\,\text{дБ}}\,. \qquad (2.25)$$

Коэффициент полезного действия. Усилитель потребляет от источника питания мощность P_0. Для оценки степени полезного использования этой мощности в усилителе вводят коэффициент полезного действия (КПД). Промышленный (полный) КПД усилителя определяют как отношение мощности сигнала $\text{P}_{\text{вых}}$, отдаваемой в нагрузку, к суммарной мощности P_0, потребляемой всеми цепями усилителя от всех источников питания,

$$\eta_{\text{П}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0}\,. \qquad (2.26)$$

КПД является важным показателем экономичности работы усилительного устройства.

2.3. Амплитудно-частотная, фазочастотная и переходная характеристики

Модуль и аргумент коэффициента усиления зависят от частоты усиливаемого сигнала. Эти зависимости представляются двумя характеристиками: амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ).

АЧХ усилителя представляет собой зависимость модуля какого-либо коэффициента усиления от частоты входного сигнала. Примерный вид АЧХ усилителя изображен на рис. 2.4.

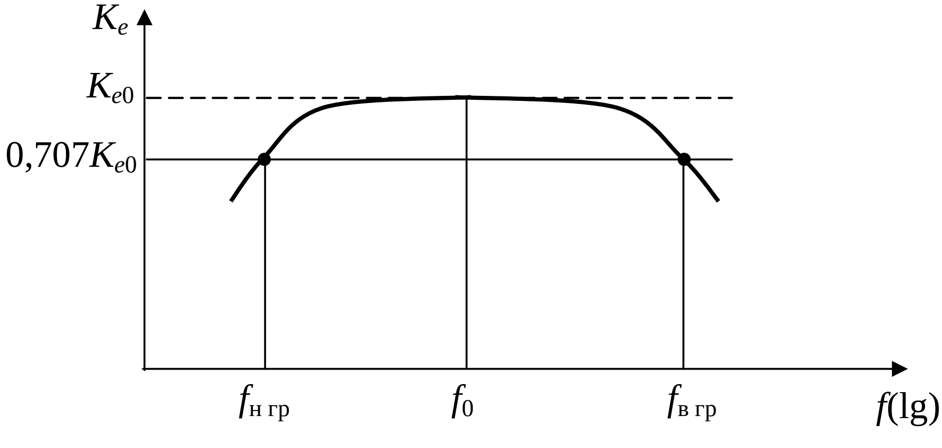


Рисунок 2.4 – Амплитудно-частотная характеристика усилителя

АЧХ усилителей существенно отличаются друг от друга в зависимости от их назначения. Для усилителей, у которых отношение верхней частоты $f_{\text{в}}$ усиливаемого диапазона к нижней частоте $f_{\text{н}}$ велико $\left(\lg\left(\frac{f_{\text{в}}}{f_{\text{н}}}\right) > 2\right)$, по оси частот используется логарифмический масштаб (рис. 2.4). Область частот, в которой K_e практически не зависит от частоты, называют *областью средних частот*, f_0 – средняя частота усиливаемого диапазона.

ФЧХ усилителя представляет собой зависимость фазы какого-либо коэффициента усиления от частоты входного сигнала. На рис. 2.5 изображена ФЧХ усилителя, где φ_e – фаза сквозного коэффициента усиления.

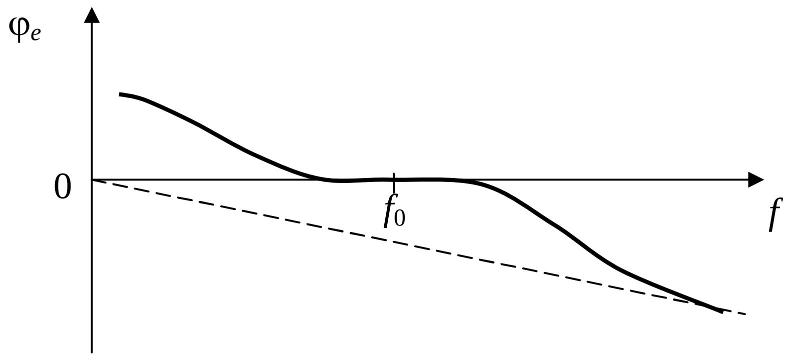


Рисунок 2.5 – Фазочастотная характеристика усилителя

Свойства усилителей импульсных сигналов описывают переходной характеристикой (ПХ), представляющей собой зависимость от времени выходного напряжения $u_{\text{вых}}(t)$ при подаче на вход ЭДС источника сигнала в форме единичной функции (мгновенного скачка). $e_{\text{г}}(t) = E_{\text{г}0} \cdot 1(t)$, $1(t)$ – единичная функция, описываемая выражением (2.27),

$$1(t) = \begin{cases} 1 \text{ при } t \geq 0, \\ 0 \text{ при } t < 0. \end{cases} \quad (2.27)$$

Переходные процессы в усилителе обусловлены цепями, содержащими реактивные элементы, причем постоянные времени этих цепей, как правило, существенно отличаются по значениям (обычно на несколько порядков).

Цепи с малыми постоянными времени определяют быстро протекающие переходные процессы, а цепи с большими постоянными времени – медленно протекающие переходные процессы. При отсутствии реактивных элементов выходное напряжение изменялось бы так же, как и входное (не считая умножения на коэффициент усиления K_e), т.е. в идеальном случае выходное напряжение следовало закону единичной функции.

Для оценки быстро протекающих переходных процессов пользуются ***переходной характеристикой в области малых времен***. Масштаб по оси времени для этой характеристики сильно растянут, что позволяет показать начальный участок (фронт) переходной характеристики. После того, как быстрый переходный процесс практически завершился, напряжение на выходе достигает установившегося значения $U_{\text{вых}0}$ (рис. 2.6).

Во многих случаях удобнее пользоваться ***нормированной переходной характеристикой*** $h(t)$ (рис. 2.6):

$$h(t) = \frac{u_{\text{вых}}(t)}{U_{\text{вых}0}}. \quad (2.28)$$

Переходная характеристика в области больших времен (рис. 2.7) характеризует медленно протекающие процессы. В этой характеристике по оси времени использован сильно сжатый масштаб, поэтому быстро протекающие процессы в этом масштабе времени выглядят как мгновенный скачок. Поэтому для переходной характеристики в области больших времен установившееся значение выходного напряжения соответствует времени t = 0.

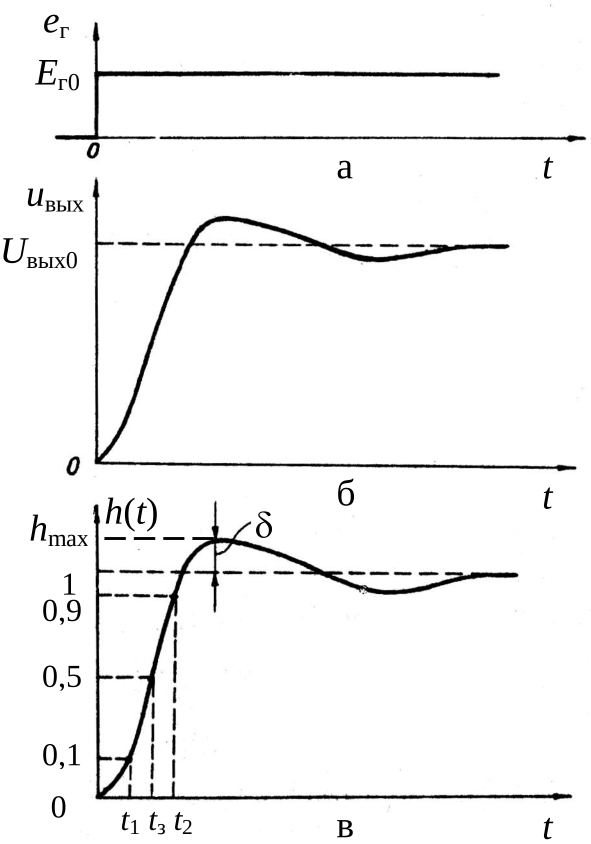


Рисунок 2.6 – Переходная характеристика усилителя в области малых времен: а) входной сигнал; б) переходная характеристика в области малых времен; в) нормированная переходная характеристика в области малых времен

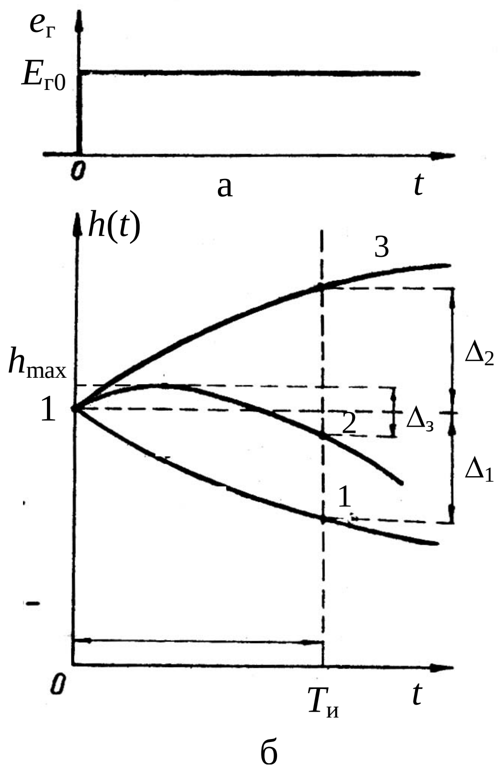


Рисунок 2.7 – Переходная характеристика усилителя в области больших времен: а) входной сигнал; б) нормированная переходная характеристика в области больших времен

2.4. Линейные искажения усилителя

Под искажениями понимают изменение формы сигнала на выходе усилителя по сравнению с формой сигнала на его входе. Любой усилитель вносит искажения в усиливаемый сигнал. В зависимости от причин, вызывающих изменение формы сигнала на выходе усилителя, различают линейные и нелинейные искажения. Линейные искажения проявляются при усилении сигналов малого уровня (малых по сравнению с постоянными составляющими), когда еще не проявляется влияние нелинейности вольт-амперных характеристик (ВАХ) усилительных элементов и других нелинейных элементов, которые используются в усилителе.

Линейные искажения обусловлены тем, что параметры электронных приборов (транзисторов, диодов, электронных ламп и других), а также сопротивления конденсаторов и индуктивностей, используемых в усилителях, зависят от частоты. Если входной сигнал чисто гармонический, то линейные искажения усилителя не изменят его форму: выходной сигнал остается чисто гармоническим. Линейные искажения изменяют спектр сигнала: спектр выходного сигнала отличается от спектра входного сигнала, вследствие этого выходной сигнал отличается от входного – появляются искажения сигнала. Линейные искажения оцениваются по амплитудно-частотной (АЧХ), фазочастотной (ФЧХ) и переходной (ПХ) характеристикам усилителя.

2.4.1. Частотные искажения. Полоса пропускания

Идеальная АЧХ, при которой не возникают частотные искажения, изображена на рис. 2.4 штриховой линией. Она представляет собой прямую линию, параллельную оси частот: K_e = const, т.е. коэффициент усиления не зависит от частоты. Реальная АЧХ усилителя отличается от идеальной. Это отличие можно охарактеризовать ***коэффициентом частотных искажений*** на частоте f

$$M_e = \frac{K_{e0}}{K_e(f)},\ M_{e\text{дБ}} = 20\lg\frac{K_{e0}}{K_e(f)}, \qquad (2.28)$$

где K_{e0} – модуль коэффициента усиления на средней частоте f_0, $K_e(f)$ – модуль коэффициента усиления на заданной частоте f. Граничные частоты усилителя $f_{\text{н гр}}$ и $f_{\text{в гр}}$ определяются на уровне $K_{e0}/\sqrt{2} = 0{,}707K_{e0}$ аналогично определению граничных частот фильтров. На этих частотах коэффициент частотных искажений равен

$$M_e = 1{,}41 \text{ или } M_{e\text{дБ}} = 20\lg\sqrt{2} = 3\text{ дБ}. \qquad (2.29)$$

Область частот, которая расположена ниже частоты $f_{\text{н гр}}$, называют *областью нижних частот*, выше частоты $f_{\text{в гр}}$ – *областью верхних частот. Полосой пропускания усилителя* называют область частот, в пределах которой частотные искажения не превышают заданные значения. Если заданы значения $M_{\text{н дБ}}$ = 3 дБ и $M_{\text{в дБ}}$ = 3 дБ, то полоса пропускания широкополосных усилителей определяется областью частот от $f_{\text{н гр}}$ до $f_{\text{в гр}}$ (или записывают так: $f_{\text{н гр}} \ldots f_{\text{в гр}}$). Для узкополосных усилителей полоса пропускания определяется как разность граничных частот: $\Delta f = f_{\text{в гр}} - f_{\text{н гр}}$. В зависимости от назначения усилителя искажения $M_{\text{н дБ}}$ и $M_{\text{в дБ}}$ могут иметь другие значения.

Отклонение реальной АЧХ от идеальной можно также оценить ее неравномерностью μ на заданной частоте

$$\mu_{\text{дБ}} = 20\lg\frac{K_e(f)}{K_{e0}} = 20\lg(1 - \frac{\Delta K}{K_{e0}}) = -M_{\text{дБ}}, \qquad (2.30)$$

где $\Delta K = K_{e0} - K_e(f)$.

Частотные искажения многокаскадного усилителя равны сумме частотных искажений отдельных каскадов, т.е.

$$M_{дБ} = M_{1дБ} + M_{2дБ} + \ldots + M_{NдБ} = \sum_{k=1}^{N} M_{kдБ}\,. \tag{2.31}$$

2.4.2. Фазовые искажения

Идеальная ФЧХ представляет собой прямую линию, выходящую из начала координат, то есть фазовый сдвиг должен быть прямо пропорционален частоте сигнала,

$$\varphi_e(\omega) = -t_з\omega = -2\pi t_з f\,. \tag{2.32}$$

На рис. 2.5 идеальная ФЧХ показана штриховой линией. Угол наклона этой линии определяет *групповое время задержки* $t_з$ сигнала на выходе усилителя. *Групповое время задержки* на заданной частоте определяют через производную ФЧХ:

$$t_з = \frac{d\varphi_e}{d\omega} = \frac{1}{2\pi}\cdot\frac{d\varphi_e}{df}, \tag{2.33}$$

где φ_e измеряется в радианах.

В случае *идеальной ФЧХ* групповое время задержки постоянно для всех спектральных составляющих сигнала: $t_з$ = const. Это означает, что все спектральные составляющие входного сигнала смещаются во времени на одинаковую величину $t_з$, поэтому искажений формы сигнала не будет. Реальная ФЧХ нелинейная, поэтому различные спектральные составляющие входного сигнала будут задерживаться на различное время, и форма выходного сигнала будет искаженной. Фазовые искажения усилителя на заданной частоте оценивают по-разному в зависимости от назначения усилителя. Например, искажения можно определить как отличие реальной ФЧХ от идеальной $\Delta\varphi = \varphi_e - \varphi_{ид}$, идеальную ФЧХ можно построить как касательную к реальной ФЧХ, но обязательно проходящую через начало координат. Или определить по неравномерности группового времени задержки относительно средней частоты

$$\Delta t_з = t_з(f) - t_{з0}\,, \tag{2.34}$$

где $t_з(f)$ – групповое время задержки на заданной частоте *f*, $t_{з0}$ – групповое время задержки на средней частоте f_0.

Следует отметить, что в усилительных каскадах может существовать постоянный фазовый сдвиг, равный π, не зависящий от частоты входного сигнала. Такой фазовый сдвиг существует в каскадах, инвертирующих сигнал. Он обусловлен схемой включения усилительного элемента: каскады с общим эмиттером, общим истоком, общим катодом либо инвертирующие усилители. Поэтому при построении ФЧХ и определении фазовых искажений постоянный фазовый сдвиг π не учитывается.

2.4.3. Переходные искажения

Линейные искажения *усилителей импульсных сигналов* оценивают по *переходной характеристике (ПХ)* как отличие реальной переходной характеристики от идеальной. Переходные искажения делятся на два основных вида: искажения фронта и искажения вершины импульса.

Для оценки искажений фронта пользуются переходной характеристикой в области малых времен (рис. 2.6,в). Запаздывание выходного сигнала, по отношению ко входному, оценивают ***временем запаздывания*** $t_з$, в течение которого $h(t)$ достигает значения 0,5. Время $t_у = t_2 - t_1$, за которое $h(t)$ возрастает от значения 0,1 до значения 0,9, называют ***временем установления***. Если процесс установления носит колебательный характер (рис. 2.6,в), ***выброс*** δ определяют как разность максимального значения переходной характеристики h_{max} и установившегося значения (т.е. единицы). Значение δ указывают в относительных единицах или процентах

$$\delta = h_{max} - 1,$$
$$\delta_{\%} = 100(h_{max} - 1). \qquad (2.35)$$

Неравномерность переходной характеристики в области больших времен Δ находят за определенный интервал времени $T_и$ (рис. 2.7,б) как разность максимального и минимального значений переходной характеристики на этом интервале.

Следовательно, для характеристики:

$$1)\ \Delta = 1 - h(T_и);$$
$$2)\ \Delta = h_{max} - h(T_и); \qquad (2.36)$$
$$3)\ \Delta = h(T_и) - 1.$$

Для характеристики типа 1 Δ обычно называют ***спадом*** вершины импульса.

Значения допустимых переходных искажений зависят от назначения усилителя и могут существенно отличаться.

2.5. Нелинейные искажения

Нелинейные искажения в усилителях возникают вследствие нелинейности характеристик элементов усилителей. Из-за нелинейности характеристик изменяется форма выходного сигнала. Изменения формы сигнала, обусловленные нелинейностью характеристик элементов усилителей, называют *нелинейными искажениями*. Нелинейные искажения в усилителях в первую очередь связаны с нелинейностью вольт-амперных характеристик усилительных элементов и диодов. Нелинейность вольт-амперных характеристик проявляется при усилении сигналов большой величины, т.е. в выходных каскадах. Влияние нелинейности характеристик по-разному сказывается для разного вида входных сигналов. Поэтому и нелинейные искажения по-разному оценивают в усилителях гармонических и импульсных сигналов.

Нелинейные искажения гармонических сигналов. Пусть на вход усилителя подано *одно синусоидальное напряжение с частотой f.* Форма выходного напряжения становится несинусоидальной из-за нелинейности характеристик, поэтому в нем будут содержаться гармоники основной частоты сигнала: $2f$, $3f$, $4f$ … Эти гармоники являются новыми частотами в спектре выходного сигнала, их не было в спектре входного сигнала. В этом принципиальное отличие нелинейных искажений от линейных: при линейных искажениях в выходном сигнале не появляются новые спектральные составляющие.

Чем сильнее искажается форма выходного сигнала, тем больше амплитуды высших гармоник относительно амплитуды основной (первой) гармоники. Нелинейные искажения усилителей гармонических сигналов с активным сопротивлением в нагрузке оценивают *коэффициентом гармоник* при подаче на вход одного гармонического колебания (обычно, частоты f_0)

$$k_{\text{г}} = \frac{\sqrt{U_{\text{вых}2}^2 + U_{\text{вых}3}^2 + U_{\text{вых}4}^2 + \ldots}}{U_{\text{вых}1}}, \tag{2.37}$$

где $U_{\text{вых}2}, U_{\text{вых}3}, U_{\text{вых}4}, \ldots$ – действующие (либо амплитудные) значения напряжений высших гармоник частоты сигнала; $U_{\text{вых}1}$ – действующее (либо амплитудное) значение первой гармоники сигнала на выходе усилителя.

Требования к коэффициенту гармоник зависят от назначения усилителя. В усилителях звуковых частот нелинейные искажения на слух не заметны, если $k_{\text{г}} < (0.2…0,5)$ %. *Высшие* гармоники *одного входного синусоидального сигнала* лишь характеризуют степень нелинейности. Наиболее заметны нелинейные искажения, обусловленные колебаниями комбинационных частот, которые образуются при подаче на вход усилителя *двух и большего числа синусоидальных сигналов*. Особенно заметны комбинационные частоты разностного типа $|f_1 - f_2|$, $|f_1 - 2f_2|$, $|2f_1 - f_2|$, …, так как эти частоты появились в процессе усиления.

Односигнальный параметр $k_{\text{г}}$ не может в полной мере характеризовать появление колебаний комбинационных частот. Поэтому для высококачественных усилителей гармонических сигналов используют еще один показатель, характеризующий их нелинейность, – *коэффициент интермодуляционных искажений* $k_{\text{им.и}}$.

Для измерения $k_{\text{им.и}}$ на вход усилителя подают два синусоидальные напряжения с частотами f_1 = (50…100) Гц и f_2 = (5…10) кГц при отношении их амплитуд $U_{\text{вх}}(f_1) / U_{\text{вх}}(f_2) = 4/1$. Отношение выходного напряжения с разностной частотой $(f_1 - f_2)$ к амплитуде выходного напряжения с частотой f_1 дает коэффициент интермодуляционных искажений

$$k_{\text{им.и}} = \frac{U_{\text{вых}}(f_2 - f_1)}{U_{\text{вых}}(f_1)}. \tag{2.38}$$

Допустимое значение $k_{\text{им.и}} \le (0.5…1)$ %.

Групповые усилители многоканальной связи должны обладать высокой степенью линейности (малыми нелинейными искажениями), так как продукты нелинейности (гармоники и комбинационные частоты) из одного канала могут попасть в соседние и вызвать перекрестные искажения. Нелинейные искажения этих усилителей оценивают *затуханиями нелинейности*:

по второй гармонике

$$a_{2г} = 20\lg\frac{U_{вых1}}{U_{вых2}}, \qquad (2.39)$$

по третьей гармонике

$$a_{3г} = 20\lg\frac{U_{вых1}}{U_{вых3}}. \qquad (2.40)$$

Затухания нелинейности в групповых усилителях могут равняться: $a_{2г}$ ≈ (60 … 80) дБ, $a_{3г}$ ≈ (80 … 100) дБ.

Нелинейные искажения импульсных сигналов. Влияние нелинейности по-разному сказывается на импульсных сигналах различной формы. При усилении прямоугольных импульсов, модулированных по длительности, нелинейность не играет роли. Если же при передаче информации изменяется размах импульсов, то меняется соотношение между импульсами, сигнал искажается. Пилообразный сигнал заметно искажается даже при малой нелинейности. Искажения импульсных сигналов по-разному проявляются и по-разному оцениваются в телевидении и радиолокации.

2.6. Собственные помехи усилителя

При отсутствии сигнала на входе усилителя на его выходе существует небольшое напряжение. Это напряжение обусловлено внутренними помехами усилителя. Различают следующие виды собственных помех усилителей: фон, наводки, микрофонный эффект, дрейф, тепловые шумы резисторов и элементов с активными потерями, шумы усилительных элементов. Шумами принято называть флуктуационные помехи.

Фоном называют напряжение на выходе усилителя, обусловленное недостаточной фильтрацией пульсирующего напряжения источника питания, работающего от сети переменного тока. Гармонические составляющие фона кратны частоте питающей сети. Для уменьшения фона необходимо увеличить фильтрацию пульсаций.

Наводки образуются из-за паразитных электрических, магнитных, гальванических и других связей цепей усилителя с источниками помех. Для борьбы с наводками следует применять электростатическое и магнитное экранирование.

Микрофонный эффект представляет собой электрические колебания, возникающие при воздействии механических вибраций на элементы усилителя. Устраняется микрофонный эффект рациональной конструкцией элементов схемы, надежным их креплением и применением амортизирующих устройств.

Дрейф – это внутренняя помеха, характеризуемая составляющими очень низких частот. Причинами возникновения дрейфа являются колебания температуры и напряжений источников питания, старение усилительных элементов. К дрейфу наиболее чувствительны усилители постоянного тока (УПТ). Для уменьшения дрейфа входные каскады УПТ выполняют в виде дифференциального каскада.

Первые четыре вида помех тем или иным способом могут быть снижены до пренебрежимо малых величин. Тепловые шумы сопротивлений и шумы усилительных элементов принципиально неустранимы, удается лишь минимизировать долю шумов, создаваемых усилительными элементами.

Тепловые шумы обусловлены тепловым беспорядочным (случайным) движением носителей заряда. С движением зарядов связан случайный ток в проводнике. В результате на концах проводника, обладающего некоторым сопротивлением, действует флуктуационная ЭДС, называемая *ЭДС шума* $E_ш$. Поскольку $E_ш$ – непериодическая функция времени, то ее спектр является сплошным и практически равномерным от нуля до тысяч гигагерц. Шум с подобным равномерным спектром называют *белым*.

На концах комплексного сопротивления $Z = R + jX$ действует ЭДС шума, среднеквадратическое значение которой, согласно формуле Найквиста, равно

$$E_ш^2 = 4\,k\,T\,R\,(f_2 - f_1) = 4\,k\,T\,R\,\Delta f, \qquad (2.41)$$

где T – абсолютная температура проводника; $k = 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $\Delta f = (f_2 - f_1)$ – шумовая полоса частот, в пределах которой необходимо учитывать спектральные составляющие шумов. Шумовую полосу строго определить сложно. Поэтому считают, что шумовая полоса примерно равна полосе пропускания усилителя на уровне 0,707 по напряжению.

Из активных сопротивлений наибольшее напряжение шумов на выходе усилителя создает сопротивление источника сигнала $R_г$, так как его шумы усиливаются в наибольшей мере. ЭДС шумов источника сигнала равна

$$E_{ш\,г}^2 = 4\,k\,T\,R_г\,\Delta f, \qquad (2.42)$$

следовательно, ЭДС шумов тем больше, чем больше $R_г$ и полоса пропускания усилителя. Источник сигнала создает на входе усилителя мощность шума, равную

$$P_{шгвх} = 4kT\Delta f\,\frac{R_г R_{вх}}{(R_г + R_{вх})^2}, \qquad (2.43)$$

где $R_{вх}$ – входное сопротивление усилителя.

На выходе усилителя к шумам источника сигнала добавляются шумы усилительных элементов, в основном шумы первого усилительного элемента, которые усиливаются в большей мере, чем шумы других усилительных элементов. Шумы усилительных элементов складываются в основном из следующих составляющих: дробовые шумы, шумы токораспределения, тепловые шумы, мерцательные шумы.

Дробовые шумы связаны со случайным потоком дискретных носителей заряда. Сильнее всего они выражены у ламп, в наименьшей степени – у полевых транзисторов. С ростом частоты спектральные составляющие этих шумов возрастают.

Шумы токораспределения связаны со случайным перераспределением тока между электродами усилительного элемента. Наиболее сильно они выражены у многоэлектродных ламп, в меньшей степени у триодов и биполярных транзисторов и почти отсутствуют у полевых транзисторов из-за малого тока затвора. Спектр этих шумов равномерный.

Тепловые шумы у ламп практически отсутствуют, у биполярных транзисторов связаны с объемным сопротивлением $r_б'$. У полевых транзисторов являются основными и обусловлены сопротивлением токопроводящего канала. Спектр этих шумов равномерный.

Мерцательные или ***избыточные шумы*** связаны с неравномерным выходом носителей зарядов с отдельных участков катода и деформацией кристаллической решетки в транзисторах. Спектральные составляющие этих шумов растут при уменьшении частоты примерно по закону $1/f$.

Таким образом, наименьшими шумами обладают полевые транзисторы, наибольшими – электронные лампы.

Для оценки шумовых свойств усилителей используют различные показатели: коэффициент шума, отношение сигнал / шум, шумовая температура и другие.

Коэффициент шума равен отношению суммарной мощности шумов на выходе усилителя $P_{ш\ вых\ \Sigma}$ к мощности шумов $P_{ш\ вых\ г}$, создаваемой на выходе только источником сигнала, то есть

$$K_ш = P_{ш\ вых\ \Sigma} / P_{ш\ вых\ г}. \quad (2.44)$$

Коэффициент шума часто выражают в логарифмических единицах

$$K_{ш\ дБ} = 10 \lg K_ш. \quad (2.45)$$

Коэффициент шума не определяет однозначно абсолютный уровень шумов на выходе усилителя. Поэтому для оценки высококачественных усилителей используют такой показатель, как отношение сигнал / шум (С/Ш). Под *отношением* (*С/Ш*) понимают отношение номинального выходного напряжения сигнала к суммарному напряжению шумов на выходе

$$С/Ш = \frac{U_{вых}}{U_{швых\Sigma}} = \frac{\sqrt{P_{выхном} R_н}}{K_e \sqrt{4kTR_г \Delta f\,(K_ш - 1)}}. \quad (2.46)$$

Как видно из этой формулы, чем меньше $K_ш$, тем большее отношение С/Ш можно получить в усилителе. Отношение С/Ш обычно выражают в логарифмических единицах

$$С/Ш_{\ дБ} = 20 \lg (С/Ш). \quad (2.47)$$

Для оценки шумовых свойств усилителей, выполненных по интегральной технологии, используют напряжение собственных шумов, отнесенное ко входу усилителя $U_{соб.\ ш\ вх}$. Это напряжение связано с коэффициентом шума следующим соотношением

$$U_{соб.ш\,вх} = \frac{R_{вх}}{R_г + R_{вх}} \sqrt{4kTR_г \Delta f\,(K_ш - 1)}\,. \quad (2.48)$$

2.7. Амплитудная характеристика и динамический диапазон

Амплитудной характеристикой (АХ) усилителя называют зависимость амплитудного (или действующего) значения выходного сигнала от амплитудного (или действующего) значения входного сигнала при воздействии на вход усилителя гармонического колебания неизменной частоты. Частота входного сигнала обычно выбирается равной f_0. Под входным сигналом в общем случае понимают ЭДС источника $E_г$. Амплитудная характеристика изображена на рис. 2.8.

В идеальном случае коэффициент усиления K_e не должен зависеть от уровня входного сигнал, т.е. идеальная амплитудная характеристика есть прямая, проходящая через начало координат.

На рисунке 2.8 *идеальная амплитудная характеристика* показана штриховой линией, выходящей из начала координат под углом α. Угол α определяется коэффициентом усиления на частоте входного сигнала f_0

$$\mathrm{tg}\alpha = \frac{U_{вых}}{E_г} = K_{e0}.$$

Реальная АХ изображена на рис. 2.8 сплошной линией.

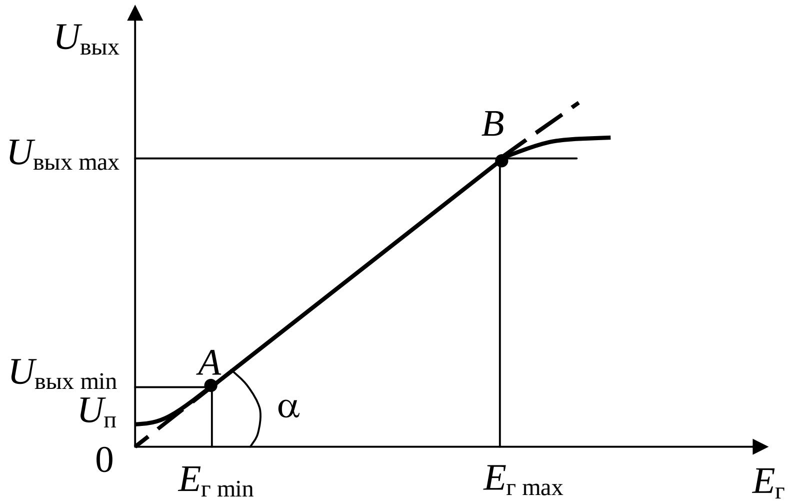


Рисунок 2.8 – Амплитудная характеристика усилителя

Как видно из рис. 2.8, реальная АХ совпадает с идеальной только на участке *A*-*B*, который соответствует значениям входного сигнала $E_{г\ min}...E_{г\ max}$. При больших напряжениях $E_г$ изгиб АХ обусловлен нелинейностью ВАХ элементов усилителя, а также напряжением источника питания. Усилительные элементы не могут отдавать мощность большую той, которая определяется параметрами этих элементов и режимами их работы, поэтому амплитуда выходного сигнала ограничена. При этом появляются нелинейные искажения выходного сигнала. Входному напряжению $E_{г\ max}$ соответствует выходное напряжение $U_{вых\ max}$, при котором коэффициент гармоник $k_г$ (затухания нелинейности) достигает допустимых пределов.

Изгиб реальной АХ при малых входных напряжениях $E_г$ связан с наличием в усилителе собственных помех, в основном, шумов. Помехи могут полностью забивать или сильно маскировать слабый сигнал. Помехозащищенность усилителя может оцениваться различными показателями: *отношением сигнал/шум* (*С*/*Ш*), *коэффициентом шума* ($K_ш$), *шумовой температурой* ($t_ш$) и другими. Для нормальной работы усилителя минимальное выходное напряжение $U_{\text{вых min}}$ должно в несколько раз превышать напряжение помехи $U_{\text{п}}$. Необходимое превышение определяется заданными шумовыми показателями, например, отношением С/Ш.

Лишь в пределах $E_{\text{г}\ min} \le E_{\text{г}} \le E_{\text{г}\ max}$ усилитель можно считать линейным устройством.

Важной технической характеристикой усилителя является *динамический диапазон*. Динамическим диапазоном усилителя $D_{\text{у дБ}}$ называют величину, равную

$$D_{\text{у дБ}} = 20\lg\frac{E_{\text{г max}}}{E_{\text{г min}}}. \tag{2.49}$$

В настоящее время для лучших усилителей $D_{\text{у дБ}} = (80...100)\ \text{дБ}$, для среднего класса усилителей – (40…60) дБ.

При работе усилителя ЭДС источника сигнала также изменяется от минимального $E_{\text{с min}}$ до максимального $E_{\text{с max}}$ значений. *Динамическим диапазоном источника сигнала* $D_{\text{с дБ}}$ называют величину

$$D_{\text{с дБ}} = 20\lg\frac{E_{\text{с max}}}{E_{\text{с min}}}. \tag{2.50}$$

Динамический диапазон звучания симфонического оркестра может превышать 80 дБ, художественного чтения – 35 дБ.

Для усиления сигнала с допустимыми нелинейными искажениями и требуемой помехозащищенностью необходимо, чтобы выполнялось условие: $D_{\text{у дБ}} \ge D_{\text{с дБ}}$. Если это неравенство не выполняется, динамический диапазон сигнала сжимают путем регулирования коэффициента усиления вручную или автоматически. При этом несколько ухудшается качество звукового воспроизведения, но не в такой степени, как при перегрузке усилителя или заглушении наиболее слабых звуков помехами.

3. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

3.1. Основные определения

Обратной связью называют связь между электрическими цепями, посредством которой энергия сигнала передается из цепи с более высоким уровнем сигнала в цепь с более низким его уровнем: например, из выходной цепи усилителя во входную или из последующих каскадов в предыдущие.

Структурная схема усилителя с обратной связью изображена на рис. 3.1.

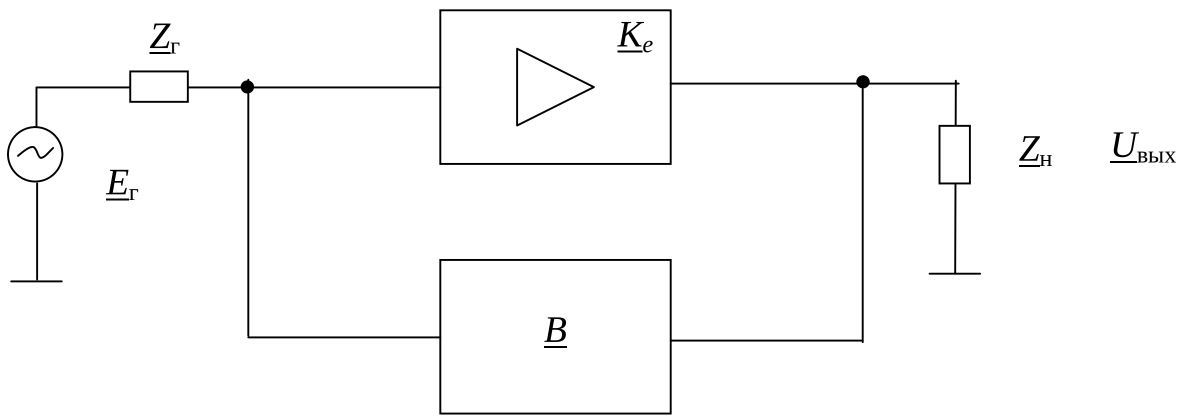


Рисунок 3.1 – Структурная схема усилителя с обратной связью

Обратная связь может возникать в схеме через паразитные цепи, такая обратная связь называется ***паразитной***. Так как паразитные связи, как правило, нельзя рассчитать, а они могут существенно ухудшить работу усилителя, поэтому паразитные связи усилителя ослабляют, чтобы они практически не сказывались на его свойствах. Обратная связь возникает также благодаря конструктивным особенностям и физическим свойствам усилительных элементов. Такую обратную связь называют ***внутренней***, ее учитывают при моделировании усилительных элементов. ***Внешняя*** обратная связь, искусственно введенная и правильно построенная, вводится для изменения свойств усилителя в желаемом направлении, придания ему определенных функциональных особенностей и для улучшения основных показателей его работы. Далее, по умолчанию, речь будет идти о внешней обратной связи.

Передача сигнала с выхода на вход усилителя осуществляется с помощью четырехполюсника *B*. Четырехполюсник обратной связи представляет собой внешнюю электрическую цепь, состоящую из пассивных или активных, линейных или нелинейных элементов. Если обратная связь охватывает весь усилитель, то обратная связь называется ***общей***; если обратная связь охватывает отдельные каскады или части усилителя, называется ***местной***. На рис. 3.1 представлена структурная схема усилителя с общей обратной связью.

В схемной реализации усилителя и цепи обратной связи возможен вариант, когда обратная связь существует только для медленно изменяющейся составляющей выходного сигнала. В этом случае говорят, что существует обратная связь по ***постоянному току***. Если сигнал обратной связи определяется переменной составляющей выходного сигнала, то обратная связь существует по ***переменному току***. Как правило, в усилителях есть цепи обратной связи и по постоянному, и по переменному току. По умолчанию, рассматривают обратную связь по переменному току, цепи обратной связи по постоянному току рассматривают отдельно.

Коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи равен

$$\underline{B} = \frac{\underline{U}_{\text{св}}}{\underline{U}_{\text{вых}}}. \tag{3.1}$$

Коэффициент B показывает, какая часть выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ передается снова на вход. Поэтому этот коэффициент называют *коэффициентом обратной связи*. Чаще всего в цепи обратной связи используют пассивные четырехполюсники, поэтому $B < 1$.

Цепь обратной связи вместе с частью схемы усилителя, к которой она подключена, образуют замкнутый контур, называемый ***петлей обратной связи***. Если в усилителе имеется одна петля обратной связи, связь называется ***однопетлевой*** (рис. 3.1); если петель несколько, связь называют ***многопетлевой***, если обратная связь охватывает только один каскад, связь называют ***местной***.

Обратная связь классифицируется по различным признакам. ***По способу снятия*** сигнала обратной связи различают следующие виды обратной связи: по напряжению (рис. 3.2,а), по току (рис. 3.2,б), смешанная по выходу (рис. 3.2,в).

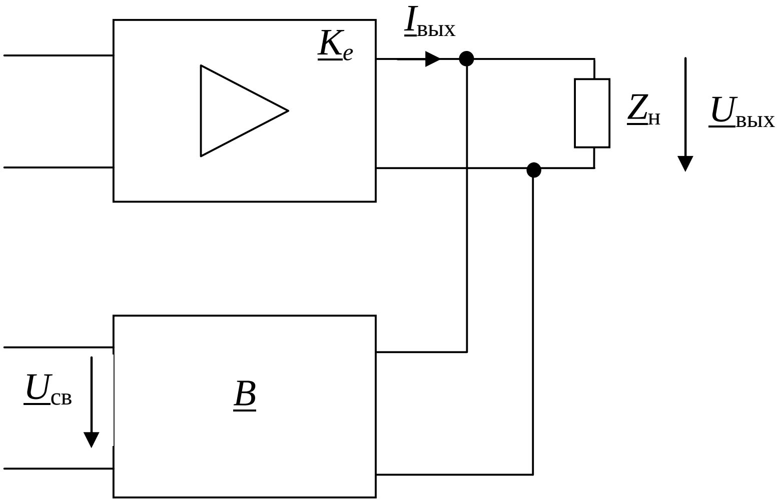
В схеме рис. 3.2,а сигнал обратной связи снимается параллельно нагрузке, при этом напряжение обратной связи ***прямо пропорционально выходному напряжению*** усилителя $\underline{U}_{\text{вых}}$, поэтому такую связь называют обратной ***связью по напряжению***.

В схеме рис. 3.2,б сигнал обратной связи снимают последовательно с нагрузкой, при этом напряжение обратной связи ***прямо пропорционально выходному току*** $\underline{I}_{\text{вых}}$, поэтому такую связь называют обратной ***связью по току***.

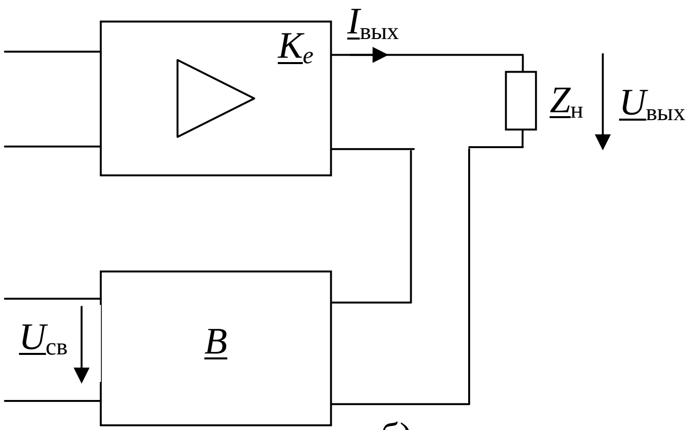
При смешанной по выходу обратной связи напряжение обратной связи имеет две составляющие: одну, пропорциональную выходному току (на резисторе R_1), другую, пропорциональную выходному напряжению (на резисторе R_3).

Цепи усилителя нередко бывают сложными, и тогда трудно определить, какой из способов снятия сигнала обратной связи использован в рассматриваемой схеме. Для определения способа снятия сигнала обратной связи можно ***мысленно*** выполнить два эксперимента: закоротить цепь нагрузки (режим короткого замыкания: $Z_{\text{н}} = 0$) или разорвать цепь нагрузки (режим холостого хода: $Z_{\text{н}} = \infty$). Если при $Z_{\text{н}} = \infty$, $U_{\text{вых}} \neq 0$ и обратная связь сохраняется $U_{\text{св}} \neq 0$, а при $Z_{\text{н}} = 0$, $U_{\text{вых}} = 0$ и $U_{\text{св}} = 0$ (обратная связь не работает), то в схеме используется обратная связь ***по напряжению***.

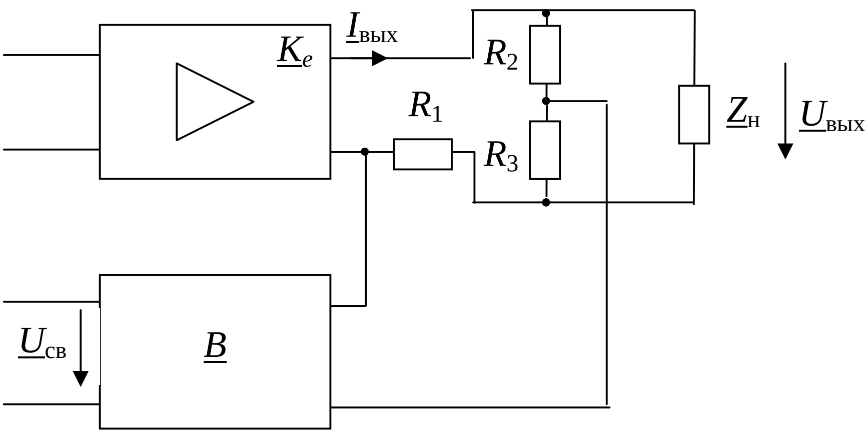
Если при $Z_{\text{н}} = \infty$, $I_{\text{вых}} = 0$ и $U_{\text{св}} = 0$ (обратная связь не работает), а при $Z_{\text{н}} = 0$, $I_{\text{вых}} \neq 0$ и $U_{\text{св}} \neq 0$ обратная связь сохраняется, то в схеме используется обратная связь ***по току***.



а)



б)

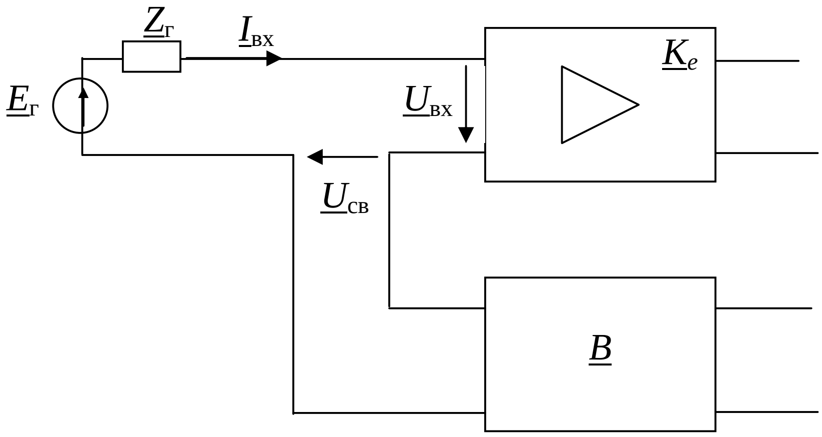


в)

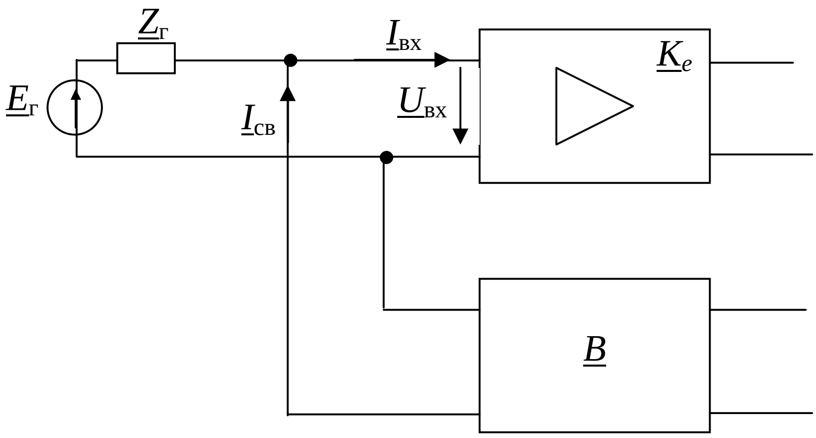
Рисунок 3.2 – Способы снятия сигнала обратной связи: а) обратная связь по напряжению; б) обратная связь по току; в) смешанная по выходу обратная связь

Если же и при $Z_н = \infty$, и при $Z_н = 0$ обратная связь сохраняется $U_{св} \neq 0$, то в схеме используется ***смешанная по выходу*** обратная связь.

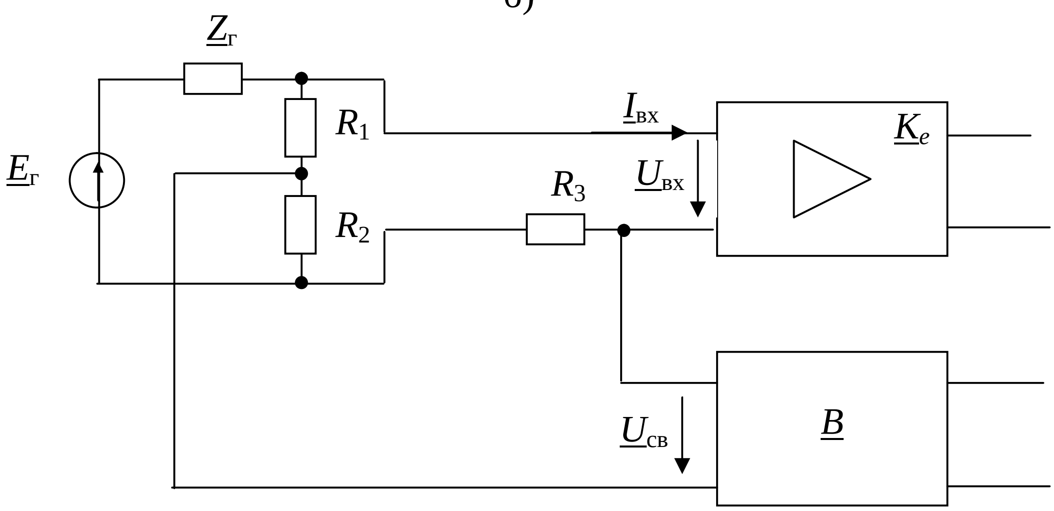
По способу введения сигнала обратной связи различают следующие виды обратной связи: последовательная (рис. 3.3,а), параллельная (рис. 3.3,б), смешанная по входу (рис. 3.3,в).



а)



б)



в)

Рисунок 3.3 – Способы введения сигнала обратной связи: а) последовательная обратная связь; б) параллельная обратная связь: в) смешанная по входу обратная связь

В схеме рис. 3.3,а сигнал обратной связи вводят во входную цепь последовательно с источником сигнала и входом усилителя, такую связь называют ***последовательной***.

В схеме рис. 3.3,б сигнал обратной связи вводят во входную цепь параллельно источнику сигнала и входу усилителя, такую связь называют ***параллельной***.

В схеме рис. 3.3,в использованы оба способа введения сигнала обратной связи: на R_2 – параллельный, на R_3 – последовательный. Такой способ введения сигнала обратной связи называют ***смешанным по входу***.

Для определения способа введения сигнала обратной связи можно ***мысленно*** выполнить два эксперимента: закоротить цепь источника сигнала ($Z_г = 0$) или разорвать цепь источника сигнала ($Z_г = \infty$).

Если при $Z_г = \infty$ сигнал обратной связи не подается на вход усилителя, а при $Z_г = 0$ – подается, то в схеме используется ***последовательная обратная связь.***

Если при $Z_г = \infty$ сигнал обратной связи подается на вход усилителя, а при $Z_г = 0$ – не подается, то в схеме используется ***параллельная обратная связь***.

Если же и при $Z_г = \infty$, и при $Z_г = 0$ обратная связь подается на вход усилителя, то в схеме используется ***смешанная по входу*** обратная связь.

Полная характеристика схемы обратной связи включает в себя указания способов снятия и введения сигнала обратной связи. В усилителях рассмотренные способы встречаются в любых сочетаниях. Выбор тех или иных вариантов схемных решений обычно диктуется требованиями к заданному изменению определенных параметров усилителя.

Рассмотрим влияние обратной связи на различные параметры и характеристики усилителя.

3.2. Сквозной коэффициент усиления усилителя с последовательной обратной связью

Рассмотрим влияние последовательной обратной связи на сквозной коэффициент усиления усилителя. Структурная схема усилителя с последовательной ОС по напряжению приведена на рис. 3.4,б. На рис. 3.4,а, для сравнения, приведена структурная схема усилителя без обратной связи.

Как видно из рис. 3.4,б, последовательная обратная связь не изменяет коэффициент усиления тока ($\underline{I}_{вх\ св} = \underline{I}_{вх}$), но изменяет коэффициент усиления напряжения ($\underline{U}_{вх\ св} \neq \underline{U}_{вх}$) и сквозной коэффициент усиления. Определим коэффициент усиления $\underline{K}_{e\ св}$, полагая, что выходные напряжения со связью и без связи одинаковы ($\underline{U}_{вых\ св} = \underline{U}_{вых}$). Логически такое равенство оправдано, так как при разработке усилителя задают либо выходную мощность, либо выходное напряжение. Изменение коэффициента усиления в этом случае связано с изменением ЭДС источника сигнала.

Сквозной коэффициент усиления усилителя без обратной связи по определению равен

$$\underline{K}_e = \frac{\underline{U}_{вых}}{\underline{E}_г}, \qquad (3.2)$$

с обратной связью по определению

$$\underline{K}_{e\,\text{св}} = \frac{\underline{U}_{\text{вых св}}}{\underline{E}_{\text{г св}}}. \quad (3.3)$$

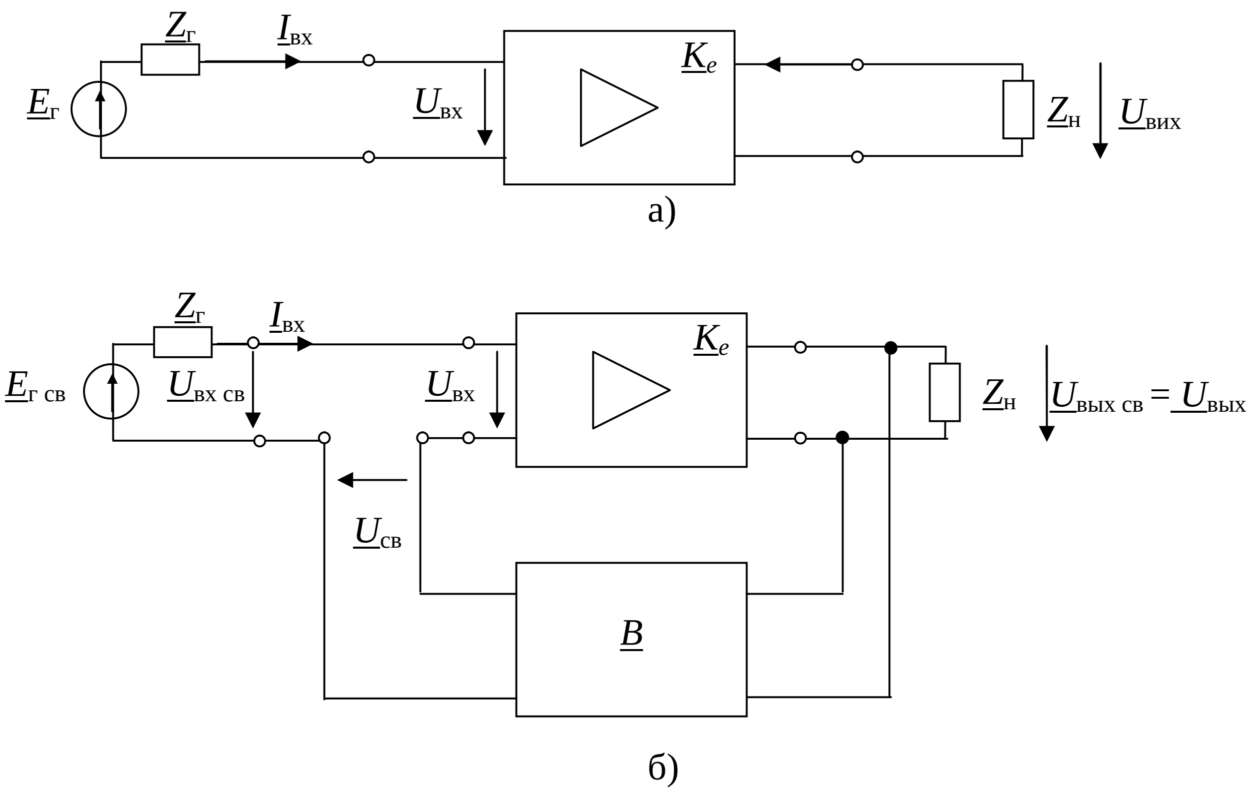


Рисунок 3.4 – Структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению: а) схема усилителя без обратной связи; б) схема усилителя с обратной связью

Для рассматриваемого случая $\underline{U}_{\text{вых св}} = \underline{U}_{\text{вых}}$, тогда

$$\underline{K}_{e\,\text{св}} = \frac{\underline{U}_{\text{вых}}}{\underline{E}_{\text{г св}}}. \quad (3.4)$$

Из входного контура схемы рис. 3.4,б найдем

$$\underline{E}_{\text{г св}} = \underline{I}_{\text{вх}} \cdot Z_{\text{г}} + \underline{U}_{\text{вх}} - \underline{U}_{\text{св}},$$

а из входного контура рис. 3.4,а найдем

$$\underline{E}_{\text{г}} = \underline{I}_{\text{вх}} \cdot Z_{\text{г}} + \underline{U}_{\text{вх}}. \quad (3.5)$$

Тогда

$$\underline{E}_{\text{г св}} = \underline{E}_{\text{г}} - \underline{U}_{\text{св}}, \quad (3.6)$$

а сквозной коэффициент усиления с ОС равен

$$\underline{K}_{e\,\text{св}} = \frac{\underline{U}_{\text{вых}}}{\underline{E}_{\text{г}} - \underline{U}_{\text{св}}} = \frac{\dfrac{\underline{U}_{\text{вых}}}{\underline{E}_{\text{г}}}}{1 - \dfrac{\underline{U}_{\text{св}}}{\underline{E}_{\text{г}}}}. \quad (3.7)$$

Преобразуем это выражение, учитывая формулу (3.2) и представив отношение

$$\frac{\underline{U}_{\text{св}}}{\underline{E}_{\text{г}}} = \frac{\underline{U}_{\text{св}}}{\underline{U}_{\text{вых}}} \cdot \frac{\underline{U}_{\text{вых}}}{\underline{E}_{\text{г}}} = \underline{B} \cdot \underline{K}_e, \quad (3.8)$$

где $\underline{U}_{св}$ – напряжение на выходе четырехполюсника обратной связи с разомкнутой петлей обратной связи;

$\underline{B} = \dfrac{\underline{U}_{св}}{\underline{U}_{вых}}$ – коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи (формула (3.1));

$\underline{B} \cdot \underline{K}_e = \dfrac{\underline{U}_{св}}{\underline{E}_{г}}$ – петлевое усиление (коэффициент передачи при разомкнутой петле обратной связи).

Взятая с обратным знаком величина $\underline{B}\underline{K}_e$ называется возвратным отношением и обозначается

$$\underline{T} = -\underline{B}\underline{K}_e .$$

Подставив выражения (3.2) и (3.8) в формулу (3.7), получим сквозной коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$\underline{K}_{e\ св} = \frac{\underline{K}_e}{1 - \underline{B}\,\underline{K}_e} = \frac{\underline{K}_e}{\underline{\gamma}} . \qquad (3.9)$$

Таким образом, при введении последовательной обратной связи сквозной коэффициент усиления изменяется. Величину $\underline{\gamma} = 1 - \underline{BK}_e$ называют ***комплексной глубиной обратной связи***, а модуль этой величины $\gamma = |1 - \underline{BK}_e|$ – ***глубиной обратной связи***. Величину $\gamma = |1 + \underline{T}|$ называют также ***возвратной разностью***.

Запишем формулу для модуля сквозного коэффициента усиления с обратной связью (а именно его, по умолчанию, называют коэффициентом усиления)

$$K_{e\ св} = \frac{K_e}{|1 - \underline{B}\,\underline{K}_e|} = \frac{K_e}{\gamma} . \qquad (3.10)$$

Глубина обратной связи показывает, во сколько раз изменился коэффициент усиления при введении обратной связи.

Изменение коэффициента усиления с обратной связью дает основную классификацию обратной связи.

1) Если при введении обратной связи коэффициент усиления ***уменьшается***, т.е. $K_{e\ св} < K_e$, $\gamma > 1$, то такую обратную связь называют ***отрицательной***.

2) Если при введении обратной связи коэффициент усиления ***увеличивается***, т.е. $K_{e\ св} > K_e$, $\gamma < 1$, то такую обратную связь называют ***положительной***.

3) Если при введении обратной связи коэффициент усиления (его модуль) ***не изменяется***, т.е. $K_{e\ св} = K_e$, $\gamma = 1$, то такую обратную связь называют ***нейтральной***.

3.3. Связь отрицательная и положительная. Условие нейтральности обратной связи

Петлевое усиление – это комплексная величина

$$\underline{B}\,\underline{K}_e = B \cdot e^{j\varphi_B} \cdot K_e \cdot e^{j\varphi_e} = BK_e \cdot e^{j\varphi} , \qquad (3.11)$$

которая характеризуется своим модулем и фазой: $\varphi = \varphi_e + \varphi_в$, равной фазовому сдвигу в петле обратной связи. В общем случае глубину обратной связи γ можно представить в виде следующего выражения, воспользовавшись формулой Эйлера,

$$e^{jx} = \cos x + j\sin x,$$

$$\gamma = |1 - \underline{B}\,\underline{K}e| = |1 - \underline{B}\,\underline{K}_e \cdot \cos\varphi - j\underline{B}\,\underline{K}_e \sin\varphi| =$$

$$= \sqrt{(1 - BK_e\cos\varphi)^2 + (BK_e\sin\varphi)^2} = \sqrt{1 - 2BK_e\cos\varphi + (BK_e)^2}\,. \quad (3.12)$$

Как следует из выражения (3.12), значение глубины обратной связи, а, значит, и изменение коэффициента усиления $K_{e\,\text{св}}$ зависят от значения сдвига фаз φ в петле обратной связи.

Рассмотрим два наиболее характерных значения сдвига фаз φ:

1) **φ = π**, т.е. фаза напряжения обратной связи $\underline{U}_{\text{св}}$ противоположна фазе сигнала $\underline{E}_{\text{г}}$ (***напряжения противофазны***), то согласно формуле (3.12) глубина обратной связи равна

$$\gamma = 1 + BK_e, \quad (3.13)$$

т.е. является действительной величиной большей единицы: γ > 1, $K_{e\,\text{св}} < K_e$, обратная связь ***отрицательная***.

2) **φ = 0**, т.е. фаза напряжения обратной связи $\underline{U}_{\text{св}}$ и фаза сигнала $\underline{E}_{\text{г}}$ совпадают (***напряжения синфазны***), то согласно формуле (3.12) глубина ОС равна

$$\gamma = 1 - BK_e, \quad (3.14)$$

т.е. является действительной величиной меньшей единицы: γ < 1, $K_{e\,\text{св}} > K_e$, обратная связь ***положительная***.

Определим условие перехода одного вида обратной связи в другой. Границей перехода является нейтральная связь. Из формулы (3.12), приравняв γ = 1, найдем ***условие нейтральности обратной связи:***

$$BK_e = 2\cos\varphi. \quad (3.15)$$

Из формулы (3.12) также следует, что, если $BK_e > 2\cos\varphi$, то γ > 1, связь будет отрицательной; если $BK_e < 2\cos\varphi$, то γ < 1, связь будет положительной.

Таким образом, для определения вида обратной связи достаточно воспользоваться одним из условий:

1) если $K_{e\,\text{св}} < K_e$, γ > 1, φ = π (γ = 1 + BK_e), то обратная связь ***отрицательная (ООС)***;

2) если $K_{e\,\text{св}} > K_e$, γ < 1, φ = 0 (γ = 1 – BK_e), то обратная связь ***положительная (ПОС)***;

3) если $K_{e\,\text{св}} = K_e$, γ = 1, $BK_e = 2\cos\varphi$, то обратная связь ***нейтральная***.

Если глубина отрицательной обратной связи γ >> 1, то такую связь называют ***глубокой***, для нее сквозной коэффициент усиления равен

$$K_{e\,\text{св}} = \frac{K_e}{1 + BK_e} \approx \frac{1}{B}. \quad (3.16)$$

Поскольку фазовые сдвиги усилителя φ_e и цепи обратной связи φ_B зависят от частоты, то в пределах всего частотного диапазона ***вид обратной связи может изменяться***, как показано на рис. 3.5.

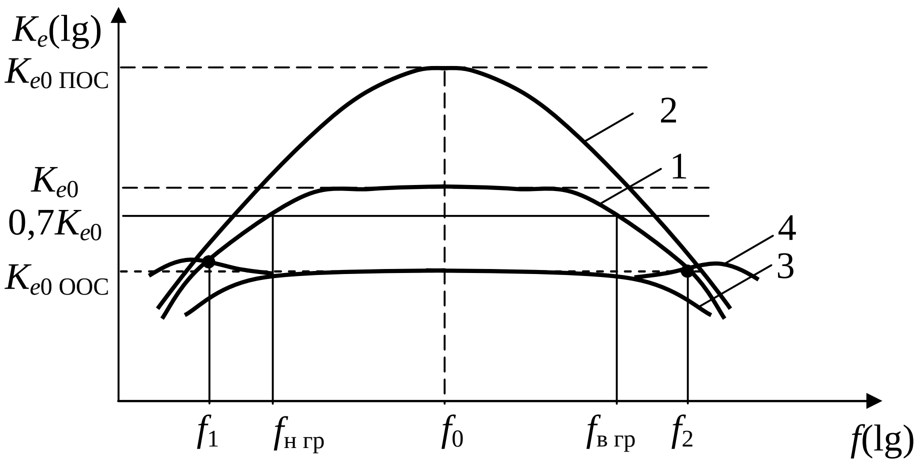


Рисунок 3.5 – АЧХ усилителя:
1 – без обратной связи; 2 – с положительной обратной связью; 3 – с отрицательной обратной связью и малыми фазовыми сдвигами φ; 4 – с отрицательной обратной связью и большими фазовыми сдвигами φ

Как следует из рис. 3.5, переход отрицательной обратной связи в положительную на краях диапазона происходит монотонно, при этом на некоторых частотах обратная связь становится нейтральной (на рис. 3.5 – связь нейтральная на частотах f_1 и f_2 для характеристики 4). Этот переход особенно заметен в многокаскадных усилителях, так как фазовые сдвиги отдельных каскадов складываются.

Например. Один резисторный каскад в диапазоне частот (0; ∞) вносит максимальные фазовые искажения (±π/2), два каскада – (±π), три каскада – $\left(\pm\frac{3\pi}{2}\right)$ и т.д. Следовательно, в *трехкаскадном усилителе* на той частоте, где фазовые искажения одного каскада равны $\Delta\varphi = \pm\frac{\pi}{3}$, а суммарные фазовые искажения усилителя $\Delta\varphi_e = 3\Delta\varphi = \pm\pi$, отрицательная обратная связь переходит в положительную (при этом предполагаем, что все три каскада одинаковые).

В трансформаторных каскадах переход отрицательной обратной связи в положительную происходит в более узкой полосе частот, чем у резисторных каскадов, так как сам трансформатор может вносить большие фазовые искажения.

Поэтому вид обратной связи определяют и указывают на средней частоте усиливаемого диапазона f_0, где фазовые искажения каскадов практически равны нулю ($\Delta\varphi_e \approx 0$), а фазовый сдвиг в петле обратной связи равен:

1) $\varphi = \pi$ для отрицательной обратной связи;

2) $\varphi = 0$ для положительной обратной связи.

Основные параметры усилителя с обратной связью также определяют на частоте f_0: коэффициенты усиления, входное и выходное сопротивления, нелинейные искажения, нестабильность, а линейные искажения оценивают относительно частоты f_0.

В общем случае для определения частот перехода отрицательной обратной связи в положительную следует воспользоваться условием нейтральности обратной связи (3.15).

Как следует из формул (3.7) и (3.5), значение глубины обратной связи и ее влияние на коэффициент усиления $K_{e\ \text{св}}$ зависит также от значения внутреннего сопротивления источника сигнала $Z_\text{г}$.

Рассмотрим глубину отрицательной обратной связи ($\varphi = \pi$, $f = f_0$)

$$\gamma = 1 + BK_e = 1 + \frac{U_\text{св}}{U_\text{вых}} \cdot \frac{U_\text{вых}}{I_\text{вых} Z_\text{г} + U_\text{вх}} = 1 + \frac{U_\text{св}}{I_\text{вых} Z_\text{г} + U_\text{вх}}$$

для двух характерных случаев:

1) $Z_\text{г} = 0$ (низкоомный источник сигнала) и обозначим

$$\gamma(Z_\text{г} = 0) = \gamma(0) = 1 + \frac{U_{св}}{U_\text{вх}}; \tag{3.17}$$

2) $Z_\text{г} = \infty$ (высокоомный источник сигнала) и обозначим

$$\gamma(Z_\text{г} = \infty) = \gamma(\infty) = 1. \tag{3.18}$$

Из выражений (3.17) и (3.18) можно сделать следующий вывод: ***последовательная*** отрицательная обратная связь имеет ***максимальную глубину при низкоомном источнике сигнала***, то есть ***работает наиболее эффективно***; и ***не работает*** ($\gamma = 1$) (ее влияние практически равно нулю) при ***высокоомном источнике сигнала***.

3.4. Сквозной коэффициент усиления усилителя с параллельной обратной связью

Структурная схема усилителя с параллельной ОС приведена на рис. 3.6.

Как видно из рис. 3.6, параллельная обратная связь не изменяет коэффициент усиления напряжения ($\underline{U}_\text{вх св} = \underline{U}_\text{вх}$), но изменяет коэффициент усиления тока $\underline{I}_\text{вх св} \neq \underline{I}_\text{вх}$ и сквозной коэффициент усиления.

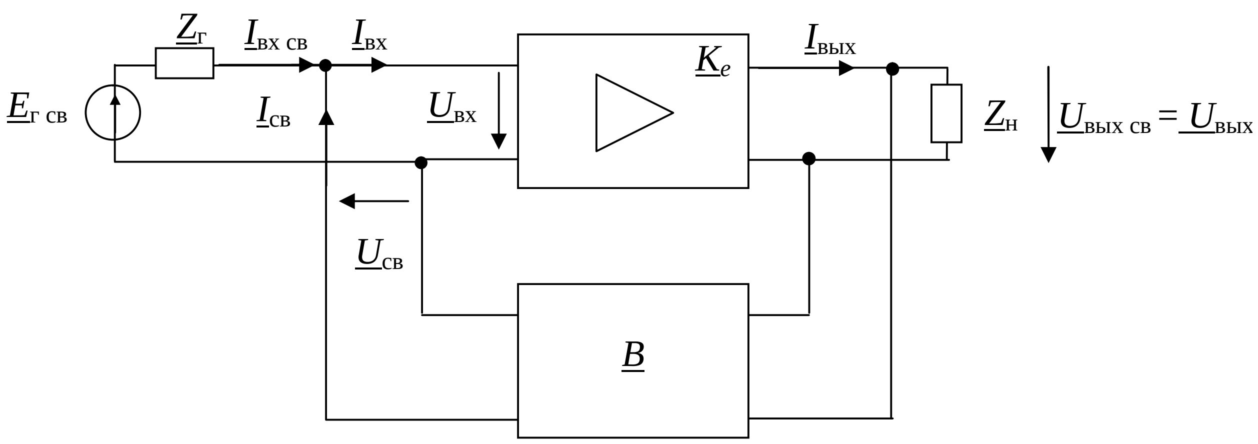


Рисунок 3.6 – Структурная схема усилителя с параллельной обратной связью по напряжению

Аналогично анализу схемы с последовательной обратной связью будем полагать, что $\underline{U}_{вых\ св} = \underline{U}_{вых}$, тогда сквозной коэффициент усиления с обратной связью найдем по формуле (3.4)

$$\underline{K}_{e\,св} = \frac{\underline{U}_{вых}}{\underline{E}_{г\ св}},$$

где $\underline{E}_{г\ св} = \underline{I}_{вх\ св}R_г + \underline{U}_{вх}$, (3.19)

а $\underline{I}_{вх\ св} = \underline{I}_{вх} - \underline{I}_{св}$. (3.20)

Подставив формулу (3.20) в (3.19), получим

$$\underline{E}_{г\ св} = \underline{I}_{вх}Z_г + \underline{U}_{вх} - \underline{I}_{св}Z_г = \underline{E}_г - \underline{I}_{св}Z_г. \quad (3.21)$$

Обозначим

$$\underline{U}_{св} = \underline{I}_{св}Z_г, \quad (3.22)$$

получим выражение $\underline{E}_{г\ св} = \underline{E}_г - \underline{U}_{св}$, (3.23)

аналогичное выражению (3.6), и формулу для сквозного коэффициента усиления

$$\underline{K}_{e\ св} = \frac{\underline{K}_e}{1 - \underline{B}\,\underline{K}_e} = \frac{\underline{K}_e}{\underline{\gamma}},$$

аналогичную формуле (3.9), где

$$\underline{B} = \frac{\underline{I}_{св}Z_г}{\underline{U}_{вых}}. \quad (3.24)$$

Таким образом, параллельная обратная связь изменяет сквозной коэффициент усиления в глубину обратной связи, но напряжение обратной связи определяется по формуле (3.22), то есть зависит от тока связи $\underline{I}_{св}$ и сопротивления источника сигнала $Z_г$. Все соотношения, полученные для выражения (3.9), справедливы и для параллельной обратной связи.

Существенное различие между двумя способами подачи обратной связи заключено во влиянии на глубину обратной связи сопротивления источника сигнала $Z_г$.

Рассмотрим глубину отрицательной обратной связи ($\varphi = \pi$, $f = f_0$)

$$\gamma = 1 + BK_e = 1 + \frac{I_{св}Z_г}{U_{вых}} \cdot \frac{U_{вых}}{I_{вх}Z_г + U_{вх}}$$

для двух характерных случаев:

1) $Z_г = 0$ (низкоомный источник сигнала) и обозначим

$$\gamma(Z_г = 0) = \gamma(0) = 1; \quad (3.24)$$

2) $Z_г = \infty$ (высокоомный источник сигнала) и обозначим

$$\gamma(Z_г = \infty) = \gamma(\infty) = 1 + \frac{I_{св}}{I_{вх}}. \quad (3.25)$$

Из формул (3.24) и (3.25) следует, что *параллельная отрицательная обратная связь* имеет ***максимальную глубину при высокоомном источнике сигнала***, то есть работает наиболее эффективно, и *не работает* ($\gamma = 1$) (ее влияние равно нулю) ***при низкоомном источнике сигнала***. Ее влияние противоположно влиянию последовательной отрицательной ОС.

При разработке усилителей с обратной связью необходимо учитывать эти зависимости. В том случае, если источник сигнала низкоомный (например, малое выходное сопротивление предыдущего каскада), при параллельной обратной связи включают резистор для образования напряжения обратной связи.

3.5. Способы введения сигнала обратной связи и их влияние на входное сопротивление усилителя

Последовательная обратная связь

Структурная схема усилителя с последовательной обратной связью приведена на рис. 3.4,б. По определению входное сопротивление усилителя без обратной связи равняется

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \frac{\underline{U}_{\text{вх}}}{\underline{I}_{\text{вх}}}, \tag{3.26}$$

входное сопротивление усилителя с обратной связью равняется

$$\underline{Z}_{\text{вх св}} = \frac{\underline{U}_{\text{вх св}}}{\underline{I}_{\text{вх св}}}. \tag{3.27}$$

Так как при последовательной обратной связи входной ток не изменяется ($\underline{I}_{\text{вх св}} = \underline{I}_{\text{вх}}$), а изменяется входное напряжение

$$\underline{U}_{\text{вх св}} = \underline{U}_{\text{вх}} - \underline{U}_{\text{св}}, \tag{3.28}$$

то

$$\underline{Z}_{\text{вх св}} = \frac{\underline{U}_{\text{вх св}} - \underline{U}_{\text{св}}}{\underline{I}_{\text{вх}}} = \frac{\underline{U}_{\text{вх}}}{\underline{I}_{\text{вх}}}\left(1 - \frac{\underline{U}_{\text{св}}}{\underline{U}_{\text{вх}}}\right). \tag{3.29}$$

Согласно формуле (3.17) $\underline{\gamma}(0) = 1 - \frac{\underline{U}_{\text{св}}}{\underline{U}_{\text{вх}}}$, согласно формуле (3.18) $\gamma(\infty) = 1$.

Тогда выражение (3.29) можно записать в следующем виде

$$\underline{Z}_{\text{вх св}} = \underline{Z}_{\text{вх}} \frac{\gamma(Z_{\text{г}} = 0)}{\gamma(Z_{\text{г}} = \infty)} = \underline{Z}_{\text{вх}} \frac{\gamma(0)}{\gamma(\infty)}. \tag{3.30}$$

Проанализируем выражение (3.29).

Для отрицательной обратной связи $\gamma(0) = \left(1 + \frac{U_{\text{св}}}{U_{\text{вх}}}\right) > 1$, $\gamma(\infty) = 1$, следовательно, $Z_{\text{вх св}} > Z_{\text{вх}}$. Таким образом, *последовательная отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление усилителя*.

Для *последовательной положительной обратной связи* существуют три ситуации (полагаем $\varphi = 0$).

1) Если $U_{\text{св}} < U_{\text{вх}}$, то $\gamma(0) = \left(1 - \frac{U_{\text{св}}}{U_{\text{вх}}}\right) < 1$, $\gamma(\infty) = 1$, то есть $Z_{\text{вх св}} < Z_{\text{вх}}$, последовательная положительная обратная связь уменьшает входное сопротивление усилителя.

2) Если $U_{св} = U_{вх}$, то $\gamma(0) = 0$, $\gamma(\infty) = 1$, $Z_{вх\ св} = 0$, то есть усилитель с последовательной положительной обратной связью по отношению ко входным клеммам ведет себя как двухполюсник с эквивалентным сопротивлением, равным нулю.

3) Если $U_{св} > U_{вх}$, то $\gamma(0) = \left(1 - \frac{U_{св}}{U_{вх}}\right) < 0$, имеет отрицательный знак, $\gamma(\infty) = 1$. В результате входное сопротивление усилителя с последовательной положительной обратной связью имеет отрицательный знак $Z_{вх\ св} < 0$. Таким образом, по отношению ко входным клеммам усилитель с последовательной положительной обратной связью является двухполюсником с эквивалентным отрицательным сопротивлением.

Параллельная обратная связь

Структурная схема усилителя с параллельной обратной связью приведена на рис. 3.6. Входное сопротивление усилителя с обратной связью определяется по формуле (3.27). Но при параллельной обратной связи не изменяется входное напряжение $\underline{U}_{вх\ св} = \underline{U}_{вх}$, а изменяется входной ток

$$\underline{I}_{вх\ св} = \underline{I}_{вх} - \underline{I}_{св}. \qquad (3.31)$$

В этом случае входное сопротивление усилителя с параллельной обратной связью равно

$$\underline{Z}_{вх\ св} = \frac{\underline{U}_{вх}}{\underline{I}_{вх} - \underline{I}_{св}} = \frac{\underline{U}_{вх}}{\underline{I}_{вх}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{\underline{I}_{св}}{\underline{I}_{вх}}}. \qquad (3.32)$$

Согласно формуле (3.25) $\gamma(\infty) = 1 - \frac{\underline{I}_{св}}{\underline{I}_{вх}}$, согласно формуле (3.24) $\gamma(0) = 1$. Тогда выражение (3.32) можно записать в следующем виде

$$\underline{Z}_{вх\ св} = \underline{Z}_{вх} \frac{\gamma(0)}{\gamma(\infty)}.$$

Таким образом, получим формулу (3.30), которая справедлива для любого способа введения обратной связи. Проанализируем это выражение.

Для параллельной отрицательной обратной связи

$$\gamma(\infty) = \left(1 + \frac{I_{св}}{I_{вх}}\right) > 1,\ \gamma(0) = 1,\ \text{тогда}\ Z_{вх\ св} < Z_{вх}.$$

Следовательно, *параллельная отрицательная обратная связь уменьшает входное сопротивление усилителя*.

Для параллельной положительной обратной связи существуют также три ситуации ($\varphi = 0$).

1) Если $I_{св} < I_{вх}$, то $\gamma(\infty) = \left(1 - \frac{I_{св}}{I_{вх}}\right) < 1$, $\gamma(0) = 1$, то есть $Z_{вх\ св} > Z_{вх}$, параллельная положительная обратная связь увеличивает входное сопротивление усилителя.

2) Если $I_{св} = I_{вх}$, то $\gamma(\infty) = 0$, $\gamma(0) = 1$, $Z_{вх\ св} = \infty$, то есть усилитель с параллельной положительной обратной связью по отношению ко входным клеммам ведет себя как двухполюсник с эквивалентной проводимостью, равной нулю (сопротивлением, равным бесконечности).

3) Если $I_{св} > I_{вх}$, то $\gamma(\infty) = \left(1 - \frac{I_{св}}{I_{вх}}\right) < 0$, имеет отрицательный знак, $\gamma(0) = 1$. В результате входное сопротивление усилителя с параллельной положительной обратной связью имеет отрицательный знак ($Z_{вх\ св} < 0$, $Y_{вх\ св} < 0$). Таким образом, по отношению ко входным клеммам усилитель с параллельной положительной обратной связью является двухполюсником с эквивалентной отрицательной проводимостью.

Это свойство усилителей с положительной обратной связью используют для реализации элементов с отрицательным сопротивлением и проводимостью.

Смешанная по входу обратная связь

Смешанная по входу используется только отрицательная обратная связь. Согласно формуле (3.30) с помощью смешанной по входу отрицательной обратной связи входное сопротивление можно как увеличивать, так и уменьшать относительно входного сопротивления усилителя без обратной связи. Изменение входного сопротивления зависит от значения отношения $\gamma(0)/\gamma(\infty)$, где $\gamma(0)$ – глубина последовательной отрицательной обратной связи при $Z_г = 0$, при этом параллельная отрицательная обратная связь не работает; $\gamma(\infty)$ – глубина параллельной отрицательной обратной связи при $Z_г = \infty$, при этом последовательная отрицательная обратная связь не работает. Смешанная по входу отрицательная обратная связь позволяет получить необходимое входное сопротивление усилителя с обратной связью, и тем самым обеспечить режим согласования с источником сигнала по входу.

3.6. Способы снятия сигнала обратной связи и их влияние на выходное сопротивление усилителя

Рассмотрим общий случай смешанной по выходу обратной связи. Согласно определению выходное сопротивление усилителя определяется по формуле (2.4)

$$\underline{Z}_{вых} = \frac{\underline{U}_{вых\ хх}}{\underline{I}_{вых\ кз}}.$$

Аналогично найдем выходное сопротивление усилителя с обратной связью

$$\underline{Z}_{\text{вых св}} = \frac{\underline{U}_{\text{вых хх св}}}{\underline{I}_{\text{вых кз св}}}. \tag{3.33}$$

Режим холостого хода соответствует сопротивлению нагрузки $Z_{\text{н}} = \infty$, глубину обратной связи в режиме холостого хода обозначим $\gamma(Z_{\text{н}} = \infty) = \gamma(\infty)$. Режим короткого замыкания соответствует сопротивлению нагрузки $Z_{\text{н}} = 0$, глубину обратной связи в режиме короткого замыкания обозначим $\gamma(Z_{\text{н}} = 0) = \gamma(0)$. При смешанной по выходу обратной связи в режиме холостого хода работает обратная связь по напряжению (обратная связь по току не работает), вследствие этого

$$\underline{U}_{\text{вых хх св}} = \frac{\underline{U}_{\text{вых хх}}}{\gamma(\infty)}. \tag{3.34}$$

В режиме короткого замыкания работает обратная связь по току (обратная связь по напряжению не работает), вследствие этого

$$\underline{I}_{\text{вых кз св}} = \frac{\underline{I}_{\text{вых кз}}}{\gamma(0)}. \tag{3.35}$$

Если подставить формулы (3.34) и (3.35) в выражение (3.33), то получим

$$\underline{Z}_{\text{вых св}} = \frac{\underline{U}_{\text{вых хх}}}{\gamma(\infty)} \cdot \frac{\gamma(0)}{\underline{I}_{\text{вых кз}}} = \underline{Z}_{\text{вых}} \cdot \frac{\gamma(0)}{\gamma(\infty)}. \tag{3.36}$$

Таким образом, получим формулу для определения выходного сопротивления усилителя с обратной связью, аналогичную формуле (3.30) для определения входного сопротивления усилителя с обратной связью. Формулы (3.30) и (3.36) можно обобщить с помощью известной из литературы формулы Блекмана

$$\underline{Z}_{\text{св}} = \underline{Z} \cdot \frac{\gamma(0)}{\gamma(\infty)}, \tag{3.37}$$

где $\underline{Z}$ – сопротивление между двумя выбранными точками (например, между входными или выходными клеммами) при отсутствии обратной связи; $\underline{Z}_{\text{св}}$ – то же, но при обратной связи; $\gamma(0)$ и $\gamma(\infty)$ – значения глубины обратной связи в режимах короткого замыкания и холостого хода между выбранными точками. Формула (3.37) особенно удобна при исследовании сложных видов обратной связи.

Обратная связь по напряжению

Обратная связь по напряжению (рис. 3.2,а) максимальна в режиме холостого хода ($\underline{Z}_{\text{н}} = \infty$), так как напряжение обратной связи прямо пропорционально выходному напряжению. В режиме короткого замыкания $\underline{U}_{\text{вых}} = 0$, поэтому обратная связь по напряжению не работает: $\gamma(0) = 1$. В результате получим:

1) Для *отрицательной обратной связи по напряжению* $\gamma(\infty) > 1$, $\gamma(0) =1$ и $Z_{\text{вых св}} < Z_{\text{вых}}$. Следовательно, отрицательная обратная связь по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя. При этом стабилизируется выходное напряжение, а выходной ток дестабилизируется.

2) Для *положительной обратной связи по напряжению* $\gamma(\infty) < 1$, $\gamma(0) = 1$ и $Z_{\text{вых св}} > Z_{\text{вых}}$. Следовательно, положительная обратная связь по напряжению увеличивает выходное сопротивление усилителя. При этом выходное напряжение дестабилизируется, а выходной ток стабилизируется.

Обратная связь по току

Обратная связь по току (рис. 3.2,б) максимальна в режиме короткого замыкания ($Z_{\text{н}} = 0$), так как напряжение обратной связи прямо пропорционально выходному току. В режиме холостого хода $\underline{I}_{\text{вых}} = 0$, поэтому обратная связь по току не работает: $\gamma(\infty) = 1$. В результате получим:

1. Для *отрицательной обратной связи по току* $\gamma(0) > 1$, $\gamma(\infty) = 1$ и $Z_{\text{вых св.}} > Z_{\text{вых}}$. Следовательно, отрицательная обратная связь по току увеличивает выходное сопротивление усилителя. При этом стабилизируется выходной ток, а выходное напряжение дестабилизируется.

2. Для *положительной обратной связи по току* $\gamma(0) < 1$, $\gamma(\infty) = 1$ и $Z_{\text{вых св.}} < Z_{\text{вых}}$. Следовательно, положительная обратная связь по току уменьшает выходное сопротивление усилителя. При этом выходной ток дестабилизируется, а выходное напряжение стабилизируется.

Смешанная по выходу обратная связь

Смешанная по выходу используется только отрицательная обратная связь (рис. 3.2,в). Согласно формуле (3.36) с помощью смешанной по выходу отрицательной обратной связи выходное сопротивление усилителя можно как увеличивать, так и уменьшать относительно выходного сопротивления усилителя без обратной связи. Изменение выходного сопротивления зависит от значения отношения $\gamma(0)/\gamma(\infty)$, где $\gamma(0)$ – глубина отрицательной обратной связи по току при $Z_{\text{н}} = 0$, при этом отрицательная обратная связь по напряжению не работает; $\gamma(\infty)$ – глубина отрицательной обратной связи по напряжению при $Z_{\text{н}} = \infty$, при этом отрицательная обратная связь по току не работает. Смешанная по выходу отрицательная обратная связь позволяет получить необходимое выходное сопротивление усилителя с обратной связью и тем самым обеспечить режим согласования по выходу с нагрузкой.

Режим согласования по входу и выходу важен при работе широкополосных усилительных устройств от линии и на линию, чтобы избежать искажений сигналов, вызванных отражением.

3.7. АЧХ, ФЧХ, линейные искажения, полоса пропускания усилителя с обратной связью

Согласно выражению (3.9) обратная связь изменяет модуль и фазу сквозного коэффициента усиления $\underline{K}_{e\text{св}} = K_{e\text{св}} \cdot e^{j\varphi_{e\text{св}}}$, а, следовательно, изменяет

АЧХ, ФЧХ и переходную характеристику, а также линейные искажения и полосу пропускания усилителя.

Запишем формулу (3.9) в комплексной форме

$$K_{eсв} \cdot e^{j\varphi_{eсв}} = \frac{K_e \cdot e^{j\varphi_e}}{1 - B \cdot e^{j\varphi_B} \cdot K_e \cdot e^{j\varphi_e}}, \tag{3.38}$$

где $\underline{K}_e = K_e \cdot e^{j\varphi_e} = K_e(\cos\varphi_e + j\sin\varphi_e)$,

$$\underline{B} = B \cdot e^{j\varphi_B} = B(\cos\varphi_B + j\sin\varphi_B). \tag{3.39}$$

Подставив выражения (3.39) в формулу (3.38), после преобразований найдем модуль $K_{eсв}$ и фазу $\varphi_{eсв}$

$$K_{eсв} = \frac{K_e}{\sqrt{1 - 2BK_e\cos(\varphi_e + \varphi_B) + (BK_e)^2}}, \tag{3.40}$$

$$\varphi_{eсв} = \operatorname{arctg}\frac{\sin\varphi_e + BK_e\sin\varphi_B}{\cos\varphi_e - BK_e\cos\varphi_B}. \tag{3.41}$$

Формулы (3.40) и (3.41) позволяют рассчитать АЧХ и ФЧХ усилителя с обратной связью, если известны аналитические зависимости от частоты $\underline{K}_e$ и $\underline{B}$.

Рассмотрим случай, который наиболее часто встречается на практике: частотно-независимая обратная связь ($B = B_0$ = const); связь отрицательная в области средних частот (т.е. на частоте $f = f_0$); сдвиг фаз в петле обратной связи на частоте f_0 равен

$$\varphi_0 = \varphi_{e_0} + \varphi_{B_0} = \pi.$$

Для упрощения анализа полагаем, что фазовые искажения усилителя без обратной связи на частоте f_0 равны нулю, то есть $\varphi_{e_0}=0$, тогда $\varphi_{B_0} = \pi$, на других частотах $\varphi_e \neq 0$.

Так как $\varphi_B = \pi$ = const, то $\underline{B} = -\underline{B}_0$, тогда формулы (3.40) и (3.41) упрощаются

$$K_{eсв} = \frac{K_e}{\sqrt{1 + 2B_0K_e\cos\varphi_e + (B_0K_e)^2}}, \tag{3.42}$$

$$\varphi_{eсв} = \operatorname{arctg}\frac{\sin\varphi_e}{\cos\varphi_e + B_0K_e}. \tag{3.43}$$

Рассмотрим случай *малых фазовых искажений* φ_e усилителя без обратной связи. В этом случае можно полагать, что $\sin\varphi_e \approx \varphi_e$, $\cos\varphi_e \approx 1$, тогда формулы (3.42) и (3.43) упрощаются:

$$K_{eсв} = \frac{K_e}{1 + B_0K_e}, \tag{3.44}$$

$$\varphi_{eсв} = \frac{\varphi_e}{1 + B_0K_e}. \tag{3.45}$$

Формулы (3.44) и (3.45) позволяют построить АЧХ и ФЧХ усилителя с *частотно-независимой отрицательной обратной связью при малых фазовых* *искажениях* φ_e, найти частотные и фазовые искажения, полосу пропускания усилителя с обратной связью.

Найдем частотные искажения усилителя с обратной связью. Аналогично формуле (2.28) коэффициент частотных искажений усилителя с обратной связью $M_{e\text{св}}$ равен

$$M_{e\text{св}} = \frac{K_{e0\text{св}}}{K_{e\text{св}}(f)}, \tag{3.46}$$

где $K_{e0\text{св}}$ – коэффициент усиления на частоте f_0, $K_{e\text{св}}(f)$ – коэффициент усиления на рассматриваемой частоте.

Рассмотрим случай частотно-независимой отрицательной обратной связи при малых фазовых искажениях φ_e, для этого воспользуемся формулой (3.44). Тогда

$$M_{e\text{св}} = \frac{K_{e0}}{1+B_0K_{e0}} \cdot \frac{1+B_0K_e(f)}{K_e(f)} = M_e \frac{1+B_0K_e(f)}{1+B_0K_{e0}}. \tag{3.47}$$

Из выражения (3.47) следует, что изменение коэффициента частотных искажений $M_{e\text{св}}$ по сравнению с M_e связано с изменением глубины отрицательной обратной связи при изменении частоты сигнала. Для монотонной АЧХ усилителя (рис. 3.5 – характеристика 1) коэффициент усиления K_{e0} на частоте f_0 максимальный, а при уменьшении частоты и увеличении частоты сигнала коэффициенты усиления $K_e(f_\text{н})$ и $K_e(f_\text{в})$ уменьшаются. Вследствие этого уменьшается и глубина отрицательной обратной связи на этих частотах, так как она равна $\gamma = 1 + B_0K_e(f)$. Поэтому уменьшаются также отношение $\dfrac{1+B_0K_e(f)}{1+B_0K_{e0}}$ и коэффициент частотных искажений $M_{e\text{св}}$. Формулу (3.47) удобно привести к следующему виду

$$M_{e\text{св}} - 1 = \frac{M_e - 1}{1+B_0K_{e0}}. \tag{3.48}$$

Так как коэффициент частотных искажений идеального усилителя равен единице, то формула (3.48) характеризует отклонение АЧХ от идеальной характеристики.

Из формул (3.48) и (3.45) следует, что при малых фазовых искажениях усилителя без обратной связи (φ_e – *малы*) *частотно-независимая отрицательная обратная связь уменьшает частотные и фазовые искажения* примерно в глубину обратной связи раз ($\gamma = 1 + B_0K_e$) (рис. 3.5 – характеристика 3).

Это утверждение несправедливо, если фазовые искажения φ_e велики, так как при больших фазовых искажениях в петле обратной связи отрицательная обратная связь может перейти в положительную, и в этом случае частотные и фазовые искажения усилителя с обратной связью, как правило, увеличиваются (рис. 3.5 – характеристика 4).

В этом случае для расчета АЧХ и ФЧХ усилителя с отрицательной обратной связью необходимо пользоваться формулами (3.42) и (3.43).

При *положительной обратной связи* в области средних частот ($\varphi_B = 0$) и малых фазовых искажениях φ_e

$$K_{e\text{св}} = \frac{K_e}{1 - B_0 K_e}, \qquad \varphi_{e\text{св}} \approx \frac{\varphi_e}{1 - B_0 K_e}, \tag{3.49}$$

то есть *частотные и фазовые искажения увеличиваются* (рис. 3.5 – характеристика 2).

Частотно-зависимую глубокую отрицательную обратную связь ($\underline{B} = B \cdot e^{j\varphi_B}$) при малых фазовых искажениях φ_e применяют для всевозможных изменений частотной и фазовой характеристик усилителей. Например, для корректировки АЧХ, конструирования избирательных усилителей и т.п. Так как при глубокой отрицательной обратной связи

$$\underline{K}_{e\,\text{гоос}} = \frac{1}{\underline{B}}, \tag{3.50}$$

то АЧХ усилителя с глубокой отрицательной связью будет иметь вид, обратный АЧХ цепи $\underline{B}$, а фазовые сдвиги – противоположный знак.

Так как переходная характеристика тесно связана с АЧХ и ФЧХ усилителя, то уменьшение частотных и фазовых искажений отрицательной обратной связью в области нижних и верхних частот (при малых φ_e) приводит к уменьшению искажений переходной характеристики как в области больших времен (связаны с искажениями в области нижних частот), так и в области малых времен (связаны с искажениями в области верхних частот).

Таким образом, *при малых фазовых искажениях усилителя* φ_e *отрицательная обратная связь уменьшает линейные искажения усилителя* примерно в глубину обратной связи раз. При больших фазовых сдвигах φ_e для вычисления линейных искажений усилителя с отрицательной обратной связью необходимо пользоваться полными формулами (3.40) и (3.41).

Далее, по умолчанию, будем полагать, что фазовые искажения усилителя φ_e малы. Так как отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент частотных искажений, то полоса пропускания усилителя с отрицательной обратной связью, которая определяется при заданных значениях $M_{e\,\text{св}}$, *расширяется* как в *сторону нижних*, так и в *сторону верхних частот*. Таким образом, отрицательная обратная связь увеличивает полосу пропускания усилителя, положительная обратная связь – уменьшает полосу пропускания усилителя. По умолчанию, уровень определения полосы пропускания $0{,}707K_{e0\text{св}}$ (или – 3 дБ относительно $K_{e0\text{св}\,\text{дБ}}$) для монотонной АЧХ; для немонотонной АЧХ $(1{,}41\ldots0{,}707)K_{e0\text{св}}$ (или ±3 дБ).

3.8. Нестабильность коэффициента усиления с обратной связью

Сквозной коэффициент усиления усилителя является основным показателем усилителя, но в рабочих условиях он не остается постоянным. К дестабилизирующим факторам относятся: старение усилительных элементов и деталей схемы, их замена, изменение напряжения источников питания, изменение температуры и влажности окружающей среды и другие.

Рассмотрим влияние обратной связи на нестабильность коэффициента усиления. Нестабильность усилителя можно оценить относительным изменением коэффициента усиления под воздействием дестабилизирующего фактора на частоте f_0

$$q = \frac{\Delta K_{e0}}{K_{e0}}. \tag{3.51}$$

Теоретически коэффициент нестабильности удобнее определить через дифференциал коэффициента усиления dK_{e0}, т.е.

$$q = \frac{dK_{e0}}{K_{e0}}. \tag{3.52}$$

Нестабильность коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью определим соответственно

$$q_{\text{св}} = \frac{dK_{e0\text{св}}}{K_{e0\text{св}}}, \tag{3.53}$$

где $K_{e0\text{св}} = \dfrac{K_{e0}}{1 + BK_{e0}}$. (3.54)

Найдем дифференциал коэффициента усиления усилителя с обратной связью через его производную, продифференцировав выражение (3.54) по K_{e0}. Получим

$$dK_{e0\text{св}} = \frac{dK_{e0\text{св}}}{dK_{e0}} \cdot dK_{e0} = \frac{1 + BK_{e0} - BK_{e0}}{(1 + BK_{e0})^2} dK_{e0}. \tag{3.55}$$

Согласно формулам (3.53), (3.54), (3.55) найдем коэффициент нестабильности усилителя с отрицательной обратной связью

$$q_{\text{св}} = \frac{dK_{e0}}{(1 + BK_{e0})^2} \cdot \frac{1 + BK_{e0}}{K_{e0}} = \frac{q}{1 + BK_{e0}} = \frac{q}{\gamma}. \tag{3.56}$$

Из формулы (3.56) следует, что $q_{\text{св}} < q$, если $\gamma > 1$, то есть *отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент нестабильности* в глубину обратной связи γ раз, следовательно, стабилизирует коэффициент усиления.

Для положительной обратной связи глубина $\gamma < 1$, следовательно, $q_{\text{св}} > q$, то есть положительная обратная связь увеличивает нестабильность коэффициента усиления.

Стабилизирующее действие отрицательной обратной связи используется в прецизионных усилителях, измерительных усилителях, усилителях многоканальных линий связи и других, усиление которых должно поддерживаться постоянным с высокой степенью точности.

3.9. Внутренние помехи, нелинейные искажения усилителя с обратной связью

Наличие помех в усилителе ограничивает возможность усилителя усиливать сигналы малых уровней (рис. 2.8). Рассмотрим, как влияет отрицательная обратная связь на внутренние помехи усилителя.

Пусть помеха генерируется внутри цепи, охваченной обратной связью. Отрицательная обратная связь уменьшает одновременно в одинаковое число раз и сигнал, и помеху, при этом никакого выигрыша в отношении сигнал/помеха мы не получим. Но для сохранения выходного напряжения и выходной мощности неизменными необходимо при введении отрицательной обратной связи увеличивать уровень сигнала, подаваемого на вход усилителя, во столько раз, во сколько падает усиление схемы при введении обратной связи, то есть в γ раз. Это увеличение уровня сигнала должно быть выполнено с помощью дополнительного усилителя, который не вносит собственных помех.

Структурная схема усилителя с обратной связью, внутренней ЭДС помехи $E_п$ и дополнительным каскадом усиления K_{e1} приведена на рис. 3.7.

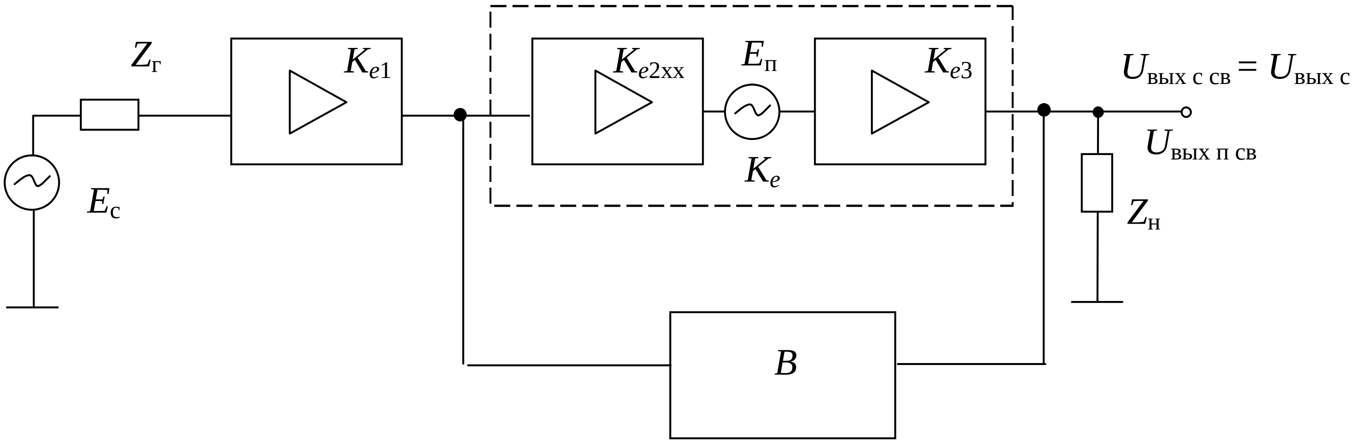


Рисунок 3.7 – Структурная схема усилителя с обратной связью, внутренней ЭДС помехи и дополнительным каскадом усиления

Будем полагать, что помеха генерируется внутри усилителя без обратной связи K_e. Представим усилитель без обратной связи K_e в виде двух четырехполюсников с коэффициентами усиления: $K_{e2хх}$ – до места возникновения ЭДС помехи $E_п$ и K_{e3} – после места возникновения ЭДС помехи. Разбиение выполнено таким образом, чтобы произведение

$$K_{e2хх} \cdot K_{e3} = K_e. \tag{3.57}$$

равнялось коэффициенту усиления усилителя без обратной связи K_e. Дополнительный каскад с коэффициентом усиления, равным глубине отрицательной обратной связи ($K_{e1} = \gamma$), введен до петли обратной связи. Таким образом, общий коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью и дополнительным каскадом будет равен усилению усилителя без обратной связи. В этом случае напряжение сигнала на выходе усилителя с обратной связью будет равно напряжению сигнала на выходе усилителя без обратной связи, то есть

$$U_{вых\ с\ св} = U_{вых\ с} = \gamma \frac{K_{e2хх} \cdot K_{e3}}{1 + B \cdot K_{e2хх} \cdot K_{e3}} E_с = K_e \cdot E_с. \tag{3.58}$$

Напряжение помехи на выходе усилителя без обратной связи равнялось

$$U_{вых\ п} = E_п \cdot K_{e3},$$

напряжение помехи на выходе усилителя с отрицательной обратной связью равно

$$U_{\text{вых п св}} = \frac{E_{\text{п}} \cdot K_{e3}}{1 + B \cdot K_{e2\text{хх}} \cdot K_{e2}} = \frac{U_{\text{вых п}}}{1 + B \cdot K_e} = \frac{U_{\text{вых п}}}{\gamma}. \qquad (3.59)$$

Следовательно, напряжение помехи на выходе усилителя с отрицательной обратной связью уменьшается в глубину обратной связи раз ($\gamma > 1$). Отношение сигнал/помеха с обратной связью будет равно

$$(\text{с/п})_{\text{св}} = \frac{U_{\text{вых с св}}}{U_{\text{вых п св}}} = \frac{U_{\text{вых с}}}{U_{\text{вых п}}} \cdot \gamma = (\text{с/п}) \cdot \gamma, \qquad (3.60)$$

то есть отношение сигнал/помеха со связью увеличивается, если $\gamma > 1$ – для отрицательной обратной связи.

Таким образом, *отрицательная обратная связь увеличивает отношение сигнал/помеха*, если *дополнительный каскад усиления введен до места возникновения помехи*.

Источник сигнала $E_{\text{с}}$ и дополнительный каскад K_{e1} не должны вносить помех.

Однако, в тех случаях, когда помехой служит шум, источником которого является и источник сигнала, и первый каскад усилителя, отрицательная обратная связь не позволяет улучшить шумовые характеристики усилителя, например, отношение сигнал/шум.

При введении дополнительного каскада усиления его шумы будут сказываться больше всего, и выигрыша мы не получим. Для улучшения шумовых характеристик входной каскад необходимо делать малошумящим.

Вместе с тем отрицательная обратная связь позволяет существенно уменьшить нелинейные искажения усилителя. В усилителях с *малой нелинейностью* уровень высших гармоник невелик, и для них усилитель допустимо рассматривать как *квазилинейную* (близкую к линейной) систему. Для такой системы справедлив принцип *суперпозиции* (наложения). Так как нелинейные искажения усилителя определяются, в основном, выходным каскадом, то для компенсации потери усиления при введении отрицательной обратной связи всегда можно включить дополнительный каскад, который не вносит нелинейные искажения. Тогда согласно приведенному выше анализу можно воспользоваться формулами (3.58) и (3.59). Напряжение каждой из высших гармоник сигнала уменьшается примерно в глубину отрицательной обратной связи, то есть

$$U_{\text{вых2 св}} \approx \frac{U_{\text{вых 2}}}{\gamma}, \quad U_{\text{вых3 св}} \approx \frac{U_{\text{вых 3}}}{\gamma}, \ \ldots \qquad (3.61)$$

Напряжение первой (основной) гармоники сигнала за счет введения дополнительного каскада с усилением $K_{e1} = \gamma$ (рис. 3.7) останется неизменным

$$U_{\text{вых1 св}} = U_{\text{вых1}}. \qquad (3.62)$$

В результате получим, что коэффициент гармоник усилителя с отрицательной обратной связью уменьшится в глубину обратной связи раз

$$k_{\text{г св}} = \frac{\sqrt{U^2_{\text{вых2св}} + U^2_{\text{вых3св}} + U^2_{\text{вых4 св}} + \ldots}}{U_{\text{вых1}}} \approx \frac{k_{\text{г}}}{1 + BK_{e0}} = \frac{k_{\text{г}}}{\gamma}. \qquad (3.63)$$

В системах с большой нелинейностью квазилинейная теория дает недостаточно точные результаты определения нелинейных искажений при введении отрицательной обратной связи, анализ таких систем является сложным.

Уменьшение нелинейных искажений отрицательной обратной связью привело к ее широкому использованию в мощных усилителях, работающих в экономичных режимах АВ и В. Применение отрицательной обратной связи в таких усилителях позволяет получить высококачественное усиление с большим динамическим диапазоном и малыми нелинейными искажениями при высоком КПД. Экономически схема с отрицательной обратной связью является более выгодной для улучшения свойств усилителя и сокращения эксплуатационных расходов.

Таким образом, в усилительных устройствах для улучшения качественных показателей и характеристик используется отрицательная обратная связь:

1) отрицательная обратная связь уменьшает частотные и фазовые искажения при малых фазовых искажениях в петле обратной связи;

2) отрицательная обратная связь уменьшает нелинейные искажения;

3) отрицательная обратная связь уменьшает нестабильность коэффициента усиления;

4) отрицательная обратная связь изменяет входное и выходное сопротивления в зависимости от способа снятия и введения сигнала обратной связи.

Положительная обратная связь оказывает противоположное влияние на параметры и характеристики усилителя, то есть ухудшает их. Положительная обратная связь используется в специальных схемах, например, для реализации активных двухполюсников с эквивалентным отрицательным сопротивлением или эквивалентной отрицательной проводимостью, а также в схемах автогенераторов.

4. УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛИТЕЛЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ. КРИТЕРИЙ УСТОЙЧИВОСТИ НАЙКВИСТА

Отрицательная обратная связь широко используется в усилителях для улучшения его параметров и характеристик. Однако это утверждение справедливо при малых фазовых искажениях в петле обратной связи. Фазовые искажения оценивают относительно фазы в петле обратной связи φ на средней частоте f_0.

В многокаскадных усилителях из-за больших фазовых искажений, вносимых усилителем и цепью обратной связи, отрицательная обратная связь может перейти в положительную на краях полосы пропускания или за ее пределами (рис. 3.5).

Проанализируем формулу (3.10)

$$K_{e\,\text{св}} = \frac{K_e}{|1 - \underline{B}\underline{K}_e|}.$$

Если выполняется условие

$$|1 - \underline{BK}_e| = 0, \qquad (4.1)$$

то коэффициент усиления усилителя с обратной связью становится равным бесконечности ($K_{e\,\text{св}} = \infty$). При этом ничтожно малое напряжение на входе, для которого выполнено условие (4.1), должно привести к появлению на выходе бесконечно большого напряжения этой частоты. В действительности выходное напряжение не будет бесконечно большим, так как оно ограничено амплитудной характеристикой усилителя (рис. 2.8), в первую очередь, напряжением питания. Так как на входе любой схемы имеется напряжение шумов с непрерывным частотным спектром, на выходе схемы *при отсутствии входного сигнала появляются электрические колебания* частоты, для которой выполняется условие (4.1). Это *явление* называется *самовозбуждением*.

Самовозбудившаяся система не может усиливать подаваемые на ее вход электрические сигналы, поскольку она загружена собственными колебаниями. Поэтому для усилительных устройств самовозбуждение недопустимо.

Из условия (4.1) получим условия самовозбуждения усилителя:

$$\underline{BK}_e = 1,\ BK_e \cdot e^{j\varphi} = 1 \cdot e^{j0, 2\pi, 4\pi, \ldots}.$$

Из условия равенства двух комплексных чисел приравниваем их модули и фазы. В результате получаем два условия самовозбуждения системы с обратной связью:

1) $BK_e = 1$ – условие амплитуд; (4.2)

2) $\varphi = 0, 2\pi, 4\pi, \ldots$ – условие фаз. (4.3)

Второе условие – условие фаз соответствует положительной обратной связи. Таким образом, при выполнении этих двух условий усилитель генерирует собственные колебания.

Для обеспечения устойчивости усилителя с обратной связью необходимо исключить выполнение хотя бы одного из условий: (4.2) или (4.3). Проверку на устойчивость усилителя с обратной связью можно выполнить с помощью известных критериев устойчивости: Рауса-Гурвица, Найквиста, Михайлова и других.

Как следует из условий устойчивости (4.2) и (4.3) вектор петлевого усиления $\underline{BK_e}$ (его модуль и фаза) определяет устойчивость системы с обратной связью. Если изменять частоту сигнала, то конец вектора $\underline{BK_e}$ на комплексной плоскости опишет кривую, которая называется *годографом* этого вектора. При построении годографа удобно использовать полярную систему координат: модуль, фазу этого вектора.

Удобным критерием устойчивости системы с обратной связью является критерий Найквиста. Критерий Найквиста накладывает на систему с обратной связью два ограничения:

1) система должна быть устойчивой без обратной связи;
2) усиление системы при $f \to \infty$ должно стремиться к нулю: $K_e(\infty) = 0$.

Второе ограничение в реальных схемах всегда выполняется за счет паразитных шунтирующих емкостей.

Для определения устойчивости усилителя с обратной связью с помощью критерия Найквиста на комплексной плоскости строится годограф вектора $\underline{BK_e}$ при изменении частоты сигнала от 0 до ∞. На этой же комплексной плоскости указывается точка неустойчивости $\underline{BK_e} = 1$ с координатами (1; 0) в полярной системе координат. Для того, чтобы измерить (или рассчитать) значение петлевого усиления $BK_e \cdot e^{j\varphi}$, петля обратной связи должна быть разомкнутой, а усилитель с разомкнутой петлей обратной связи должен быть устойчивым.

Сформулируем критерий Найквиста.

Если годограф вектора петлевого усиления $\underline{BK_e}$ для диапазона частот от 0 до ∞ (а для усилителя постоянного тока от –∞ до +∞) *не охватывает* точку с координатами (1; 0), то при замыкании петли обратной связи усилитель будет *устойчивым*.

Если же годограф вектора $\underline{BK_e}$ *охватывает* точку с координатами (1; 0), то при замыкании петли обратной связи усилитель будет *неустойчивым*.

На рис. 4.1 приведены годографы различных усилителей.

Рисунки выполнены с разными масштабами по осям, так как $|BK_{e0}| >> 1$.

На этих годографах указана средняя частота усиливаемого диапазона f_0, поэтому на рисунках 4.1, а, б, в, г, д приведены годографы усилителей с отрицательной обратной связью, на рис. 4.1, е – усилителя с положительной обратной связью.

Годографы, изображенные на рис. 4.1, а и б соответствуют *абсолютно-устойчивым усилителям*. Фазовые искажения в этих усилителях таковы, что при любом значении BK_{e0} годограф не охватывает точку с координатами (1; 0). Максимальная глубина обратной связи $\gamma = 1 + BK_{e0}$ двухкаскадного усилителя (рис. 4.1, б) ограничена запасом устойчивости, который вводится при проектировании, чтобы предотвратить влияние паразитных параметров, технологического разброса, дестабилизирующих факторов и т.п.

Годограф на рис. 4.1, г деформирован с помощью цепей коррекции для обеспечения устойчивости усилителя с обратной связью. Такой усилитель называют *условно-устойчивым*. Годограф $\underline{BK_e}$ такого усилителя при уменьшении K_e (или увеличении K_e) может охватить точку (1; 0), усилитель станет неустойчивым. Это приведет к самовозбуждению усилителя. Годограф вектора $\underline{BK_e}$ неустойчивого усилителя приведен на рис. 4.1, д.

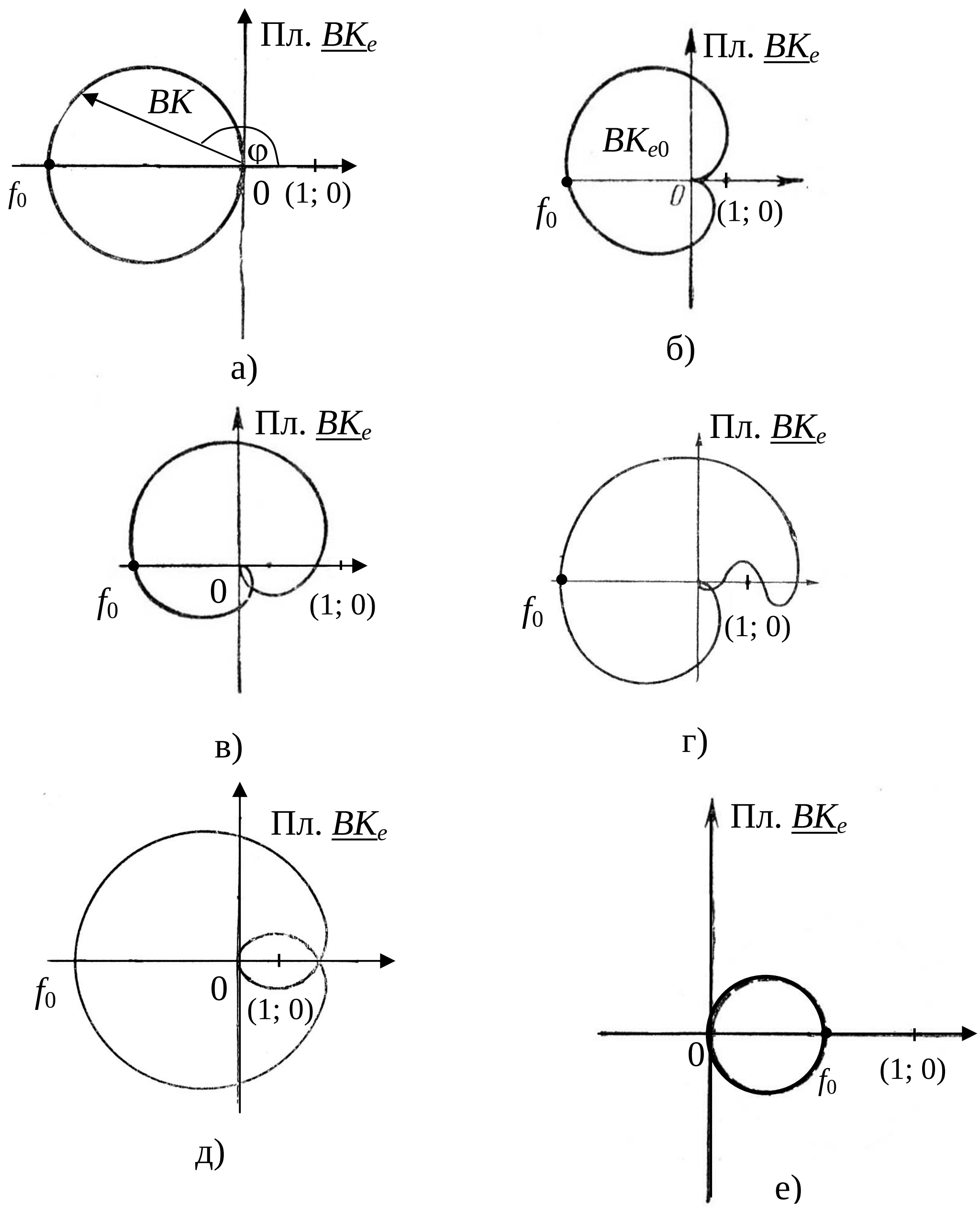


Рисунок 4.1 – Годографы вектора $\underline{BK}_e$:
а) устойчивый однокаскадный усилитель с отрицательной обратной связью;
б) устойчивый двухкаскадный усилитель с отрицательной обратной связью;
в) устойчивый трехкаскадный усилитель с отрицательной обратной связью;
г) условно-устойчивый трехкаскадный усилитель с отрицательной обратной связью;
д) неустойчивый трехкаскадный усилитель с отрицательной обратной связью;
е) устойчивый однокаскадный усилитель с положительной обратной связью

На рис. 4.1, е приведен годограф вектора $\underline{BK}_e$ устойчивого усилителя с положительной обратной связью. Из этого рисунка видно, что если увеличить петлевое усиление BK_{e0}, усилитель становится неустойчивым, переходит в режим генерации.

В тех случаях, когда имеется аналитическое выражение $K_{e\,\text{св}}(p)$ ($p \equiv j\omega$) системы с обратной связью, более удобно пользоваться критерием устойчивости А.В. Михайлова. Критерий Михайлова не накладывает никаких ограничений на систему, то есть является более общим. Кроме того, критерий Михайлова не требует разделения системы на цепи $\underline{K}_e$ и $\underline{B}$, что во многих случаях также существенно.

Из рис. 4.1 следует, что с ростом числа каскадов в одной петле обратной связи обеспечить устойчивость усилителя все сложнее. Уже трехкаскадный усилитель является потенциально неустойчивым, если выбрана большая глубина отрицательной обратной связи $\gamma = 1 + BK_{e0}$. Для того, чтобы усилитель с обратной связью был устойчив, достаточно, чтобы в той области частот, где модуль $BK_e > 1$ дополнительный фазовый сдвиг (фазовые искажения) в петле обратной связи $\Delta\varphi < \pm\pi$. Это требование является более жестким, чем требование, чтобы точка (1; 0) лежала вне годографа вектора $\underline{BK_e}$. Усилители, удовлетворяющие *достаточному условию*

$$BK_e > 1,\ \Delta\varphi < \pm\pi \tag{4.4}$$

называются *абсолютно устойчивыми.*

При разработке усилителей условие (4.4) нужно считать и *необходимым*, так как под термином устойчивость будем понимать абсолютную устойчивость.

В общем случае для обеспечения устойчивости N-каскадного усилителя с одинаковыми граничными частотами $f_{\text{н гр}}$ и $f_{\text{в гр}}$ приходится уменьшать глубину однопетлевой отрицательной обратной связи, но с увеличением числа каскадов N максимальная глубина $\gamma_{\max} = 1 + BK_{e0}$ резко уменьшается. В противном случае в усилителе вводится многопетлевая отрицательная обратная связь, которая позволяет уменьшить дополнительный фазовый сдвиг и обеспечить устойчивость усилителя.

Обеспечить устойчивость многокаскадного усилителя с обратной связью можно также, если выбрать граничные частоты каскадов неравными. Для обеспечения устойчивости один из каскадов делают узкополосным, но с ростом числа каскадов N необходимо большее различие их частот, вся система становится узкополосной.

Для обеспечения устойчивости усилителей при глубокой отрицательной обратной связи (особенно при широкой полосе пропускания) используются корректирующие цепи. Корректирующие элементы могут находиться как в усилительных каскадах, так и в цепи обратной связи. Корректирующие цепи используются раздельно для нижних и верхних частот.

5. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

5.1. Способы включения усилительных элементов по сигналу

Усилитель состоит из отдельных каскадов (рис. 1.2), каждый каскад можно представить в виде активного четырехполюсника. Основным *активным* элементом этого четырехполюсника является усилительный элемент (УЭ): полевой или биполярный транзистор, электронная лампа, интегральная микросхема. Микросхема представляет собой, как правило, многокаскадный усилитель, выполненный на одном кристалле.

Транзистор (полевой и биполярный) и электронная лампа имеют три основных электрода, как показано в табл. 5.1, 5.2 и 5.3 (вспомогательные электроды не учитываются). Для получения четырехполюсника один из электродов УЭ должен быть общим по переменному току для входа и выхода. *Способ включения зависит от того, какой электрод УЭ является общим по сигналу (по переменному току) для входной и выходной цепей усилителя*.

У усилительных элементов имеются три основных электрода: эмитирующий (эмиттер, исток, катод), управляющий (база, затвор, сетка) и управляемый (коллектор, сток, анод). Соответственно различают три способа включения УЭ по переменному току. С *общим эмитирующим электродом:* для биполярного транзистора – общий эмиттер (ОЭ), для полевого транзистора – общий исток (ОИ), для электронной лампы – общий катод (ОКат). С *общим управляющим электродом* соответственно: общая база (ОБ), общий затвор (ОЗ), общая сетка (ОСет). С *общим управляемым электродом* соответственно: общий коллектор (ОК), общий сток (ОС), общий анод (ОА).

Таблица 5.1 – Условные обозначения и вольт-амперные характеристики биполярных транзисторов

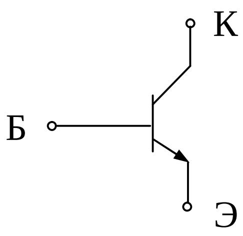
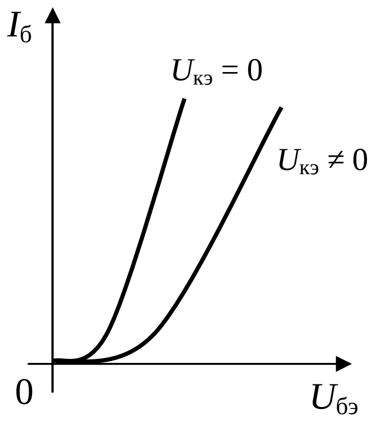
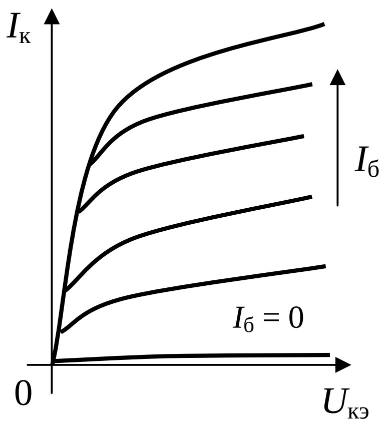
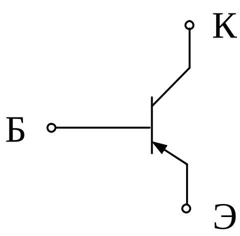
№ п/п	Наименование	Условное обозначение	Вольт-амперные характеристики
1	Транзистор биполярный *n-p-n* типа		 
2	Транзистор биполярный *p-n-p* типа		

Таблица 5.2 – Условные обозначения и вольт-амперные характеристики полевых транзисторов

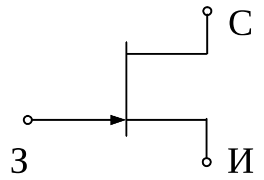
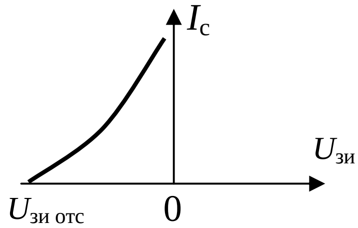
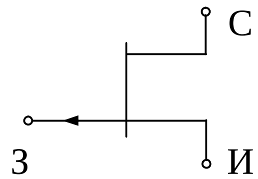
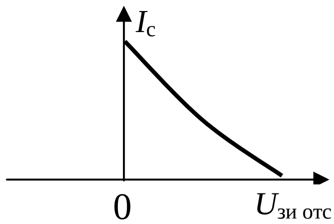
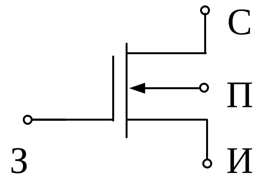
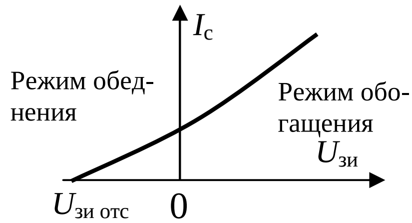
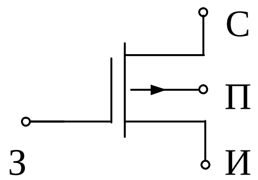
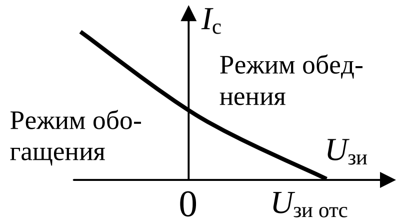
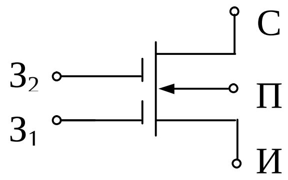
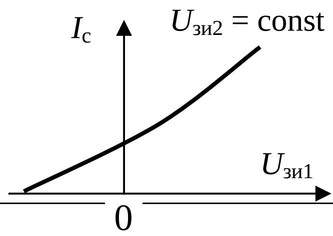
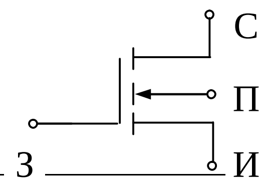
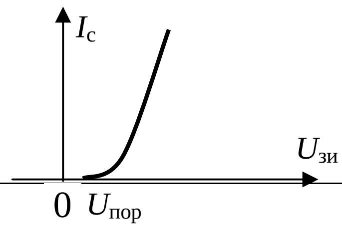
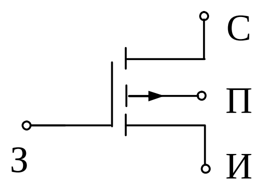
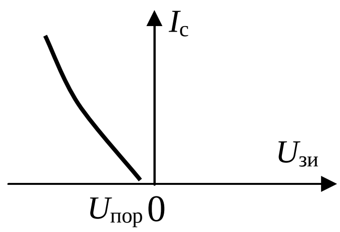
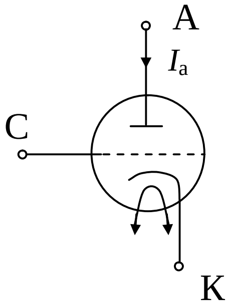
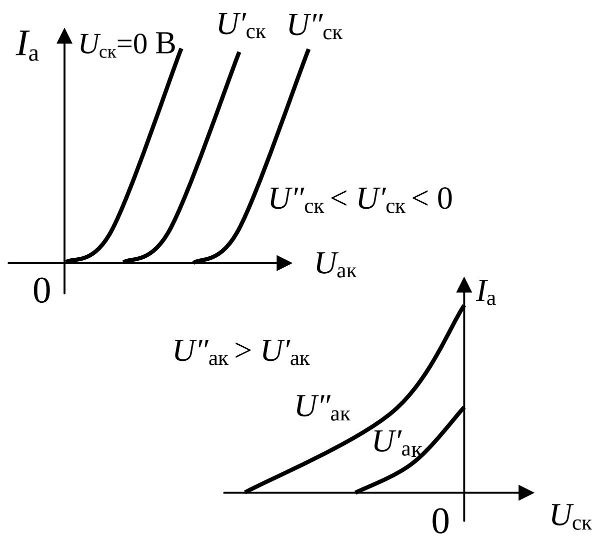
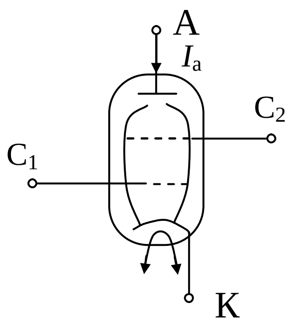
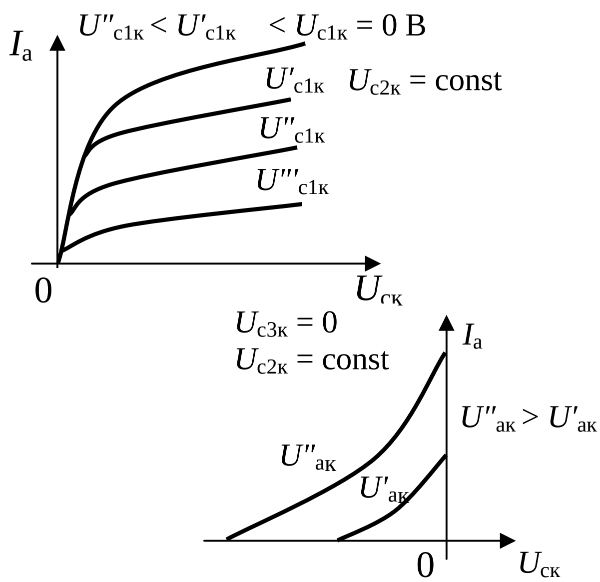
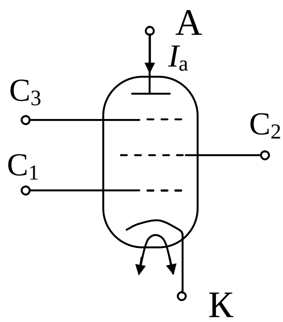
№ п/п	Наименование	Условное обозначение	Сквозные вольт-амперные характеристики
1	ПТ с управляющим *p*-*n*-переходом и каналом *n*-типа		
2	ПТ с управляющим *p*-*n*-переходом и каналом *p*-типа		
3	МДП ПТ с изолированным затвором и встроенным каналом *n*-типа		
4	МДП ПТ с изолированным затвором и встроенным каналом *p*-типа		
5	МДП тетрод с изолированным затвором и встроенным каналом *n*-типа (двухзатворный ПТ)		
6	МДП ПТ с изолированным затвором и индуцированным каналом *n*-типа		
7	МДП ПТ с изолированным затвором и индуцированным каналом *p*-типа		

Таблица 5.3 – Условные обозначения и вольт-амперные характеристики электронных ламп

<table>
<tr><th>№ п/п</th><th>Наименование</th><th>Условное обозначение</th><th>Вольт-амперные характеристики</th></tr>
<tr><td>1</td><td>Триод</td><td>
</td><td>
</td></tr>
<tr><td>2</td><td>Лучевой тетрод</td><td>
</td><td rowspan="2">Характеристики одинаковы у лучевого тетрода и пентода

</td></tr>
<tr><td>3</td><td>Пентод</td><td>
</td></tr>
</table>

Сравним основные свойства различных схем включения УЭ. Сравнение выполним по основным показателям: изменению фазы выходного сигнала по отношению к фазе входного (инвертирование или неинвертирование сигнала); сквозному коэффициенту усиления; входному и выходному сопротивлениям; частотным свойствам; нелинейным искажениям.

Схемы с *общим эмитирующим электродом* УЭ по переменному току (без цепей питания) представлены на рис. 5.1: $R_{н\sim}$ – сопротивление нагрузки переменному току.

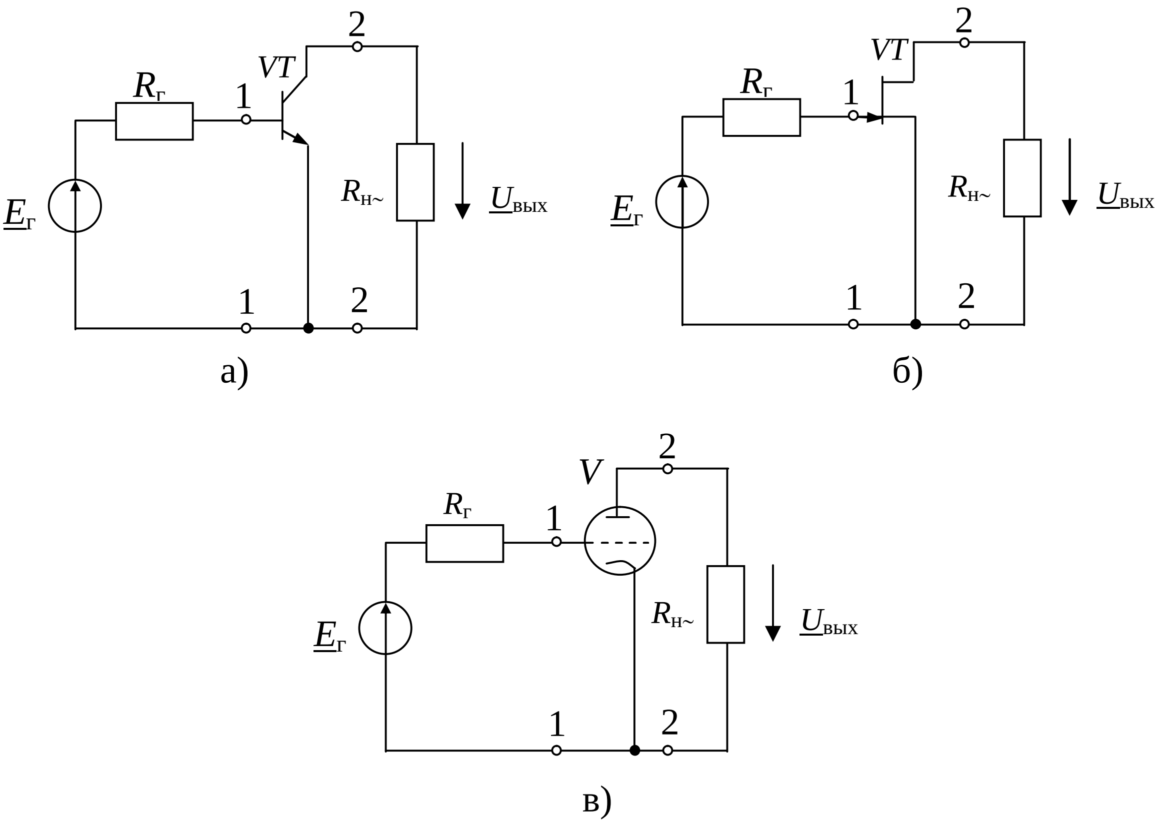


Рисунок 5.1 – Схемы с общим эмитирующим электродом: а) с общим эмиттером; б) с общим истоком; в) с общим катодом

Характерным для усилителей с общим эмитирующим электродом является изменение фазы усиливаемых сигналов на π, т.е. усилители инвертируют сигнал (*инвертирующие усилители*). Рассматриваемые усилители обеспечивают наибольший сквозной коэффициент усиления, имеют средние значения входного и выходного сопротивлений. Однако усилители с общим эмитирующим электродом обладают наихудшими частотными свойствами и наибольшими нелинейными искажениями.

Схемы с *общим управляющим электродом* УЭ по переменному току (без цепей питания) представлены на рис. 5.2.

В этих усилителях полярность усиливаемых сигналов не меняется (*неинвертирующие усилители*). Сквозной коэффициент усиления меньше, чем в схемах с общим эмитирующим электродом. Входное сопротивление минимально по сравнению с другими схемами включения, выходное сопротивление максимально. Схемы обладают наилучшими частотными свойствами и малыми нелинейными искажениями.

Схемы с *общим управляемым электродом* УЭ по переменному току (без цепей питания) представлены на рис. 5.3.

Все усилители имеют общие свойства: полярность усиливаемых сигналов не меняется (*неинвертирующие усилители*); коэффициент усиления по напряжению немного меньше единицы; максимальное входное и минимальное выходное сопротивления; достаточно хорошие частотные свойства и малые нелинейные искажения.

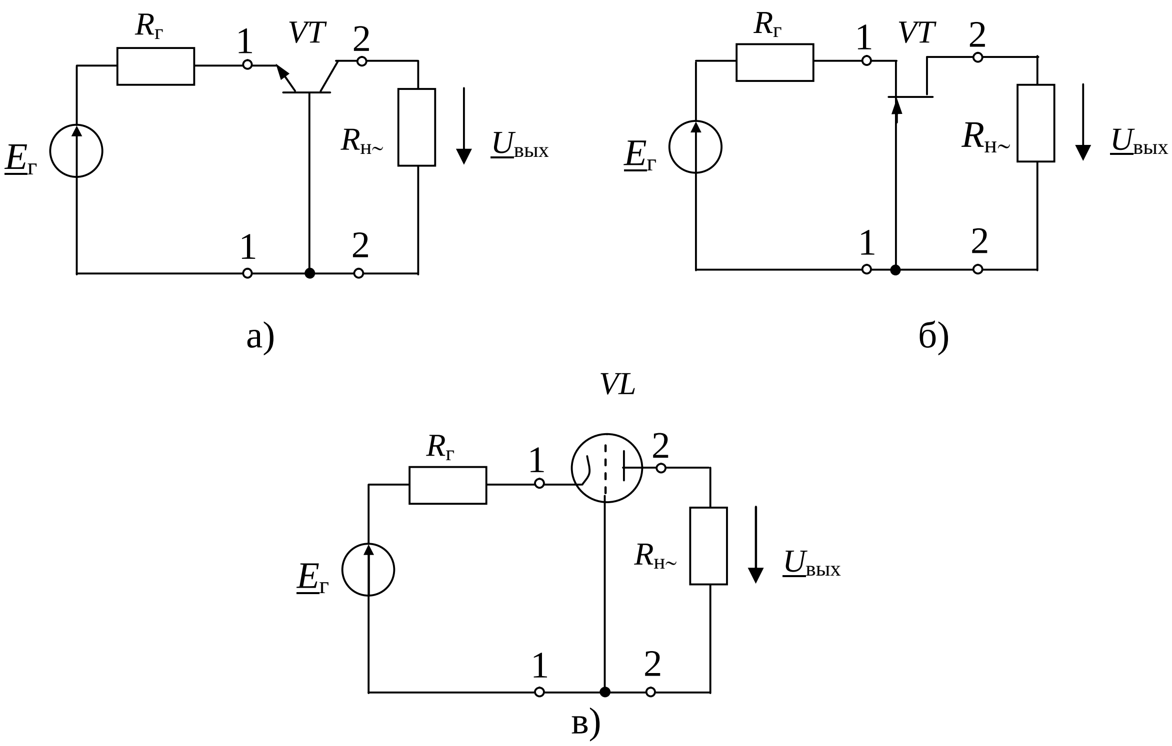


Рисунок 5.2 – Схемы с общим управляющим электродом: а) с общей базой; б) с общим затвором; в) с общей сеткой

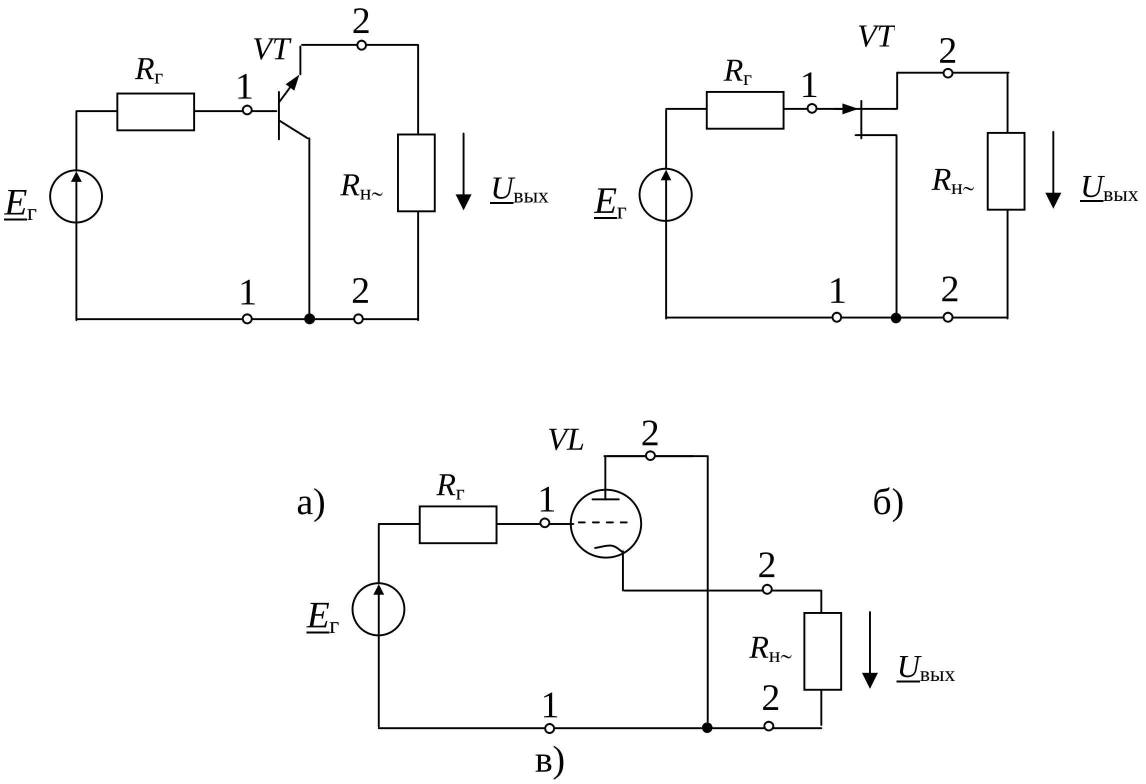


Рисунок 5.3 – Схемы с общим управляемым электродом: а) с общим коллектором; б) с общим стоком; в) с общим анодом

Поскольку напряжение на выходе усилителя, собранного по схеме с общим управляющим электродом, по величине и фазе близко ко входному напряжению и как бы повторяет его, такие усилители называют *повторителями*. Различают следующие типы повторителей: эмиттерный, (рис. 5.3,а), истоковый (рис. 5.3,б), катодный (рис. 5.3,в).

Свойства рассмотренных усилителей определили области их применения. Наиболее широко применяются усилительные каскады с общим эмитирующим электродом (ОЭ, ОИ, ОКат), так как они имеют наибольший сквозной коэффициент усиления.

Усилительные каскады с общим управляющим электродом (ОБ, ОЗ, ОСет), имеющие наилучшие частотные свойства, применяются на ВЧ и СВЧ, а также в каскодных схемах. *Каскодная схема* представляет собой соединение двух каскадов, собранных по схеме: общий эмитирующий – общий управляющий электроды (например, ОЭ – ОБ, ОИ – ОЗ, ОКат – ОСет и другие). Каскодные схемы широко используются на ВЧ и СВЧ.

Усилительные каскады с общим управляемым электродом (повторители) используются в качестве входных и выходных каскадов, а также в качестве согласующих каскадов (трансформаторов сопротивлений).

5.2. Составные транзисторы. Каскодные схемы

В качестве усилительного элемента можно использовать не только один транзистор, а и комбинацию из двух или более транзисторов. Такую комбинацию называют *составным транзистором*. Наиболее часто составной транзистор представляет собой комбинацию из двух транзисторов с непосредственной связью между ними. Составной транзистор имеет три вывода, эквивалентные по своему использованию базе, коллектору и эмиттеру, т.е. он ведет себя как одиночный транзистор, но обладает своими параметрами.

Схемы наиболее часто применяемых составных транзисторов приведены на рис. 5.4 (без цепей питания).

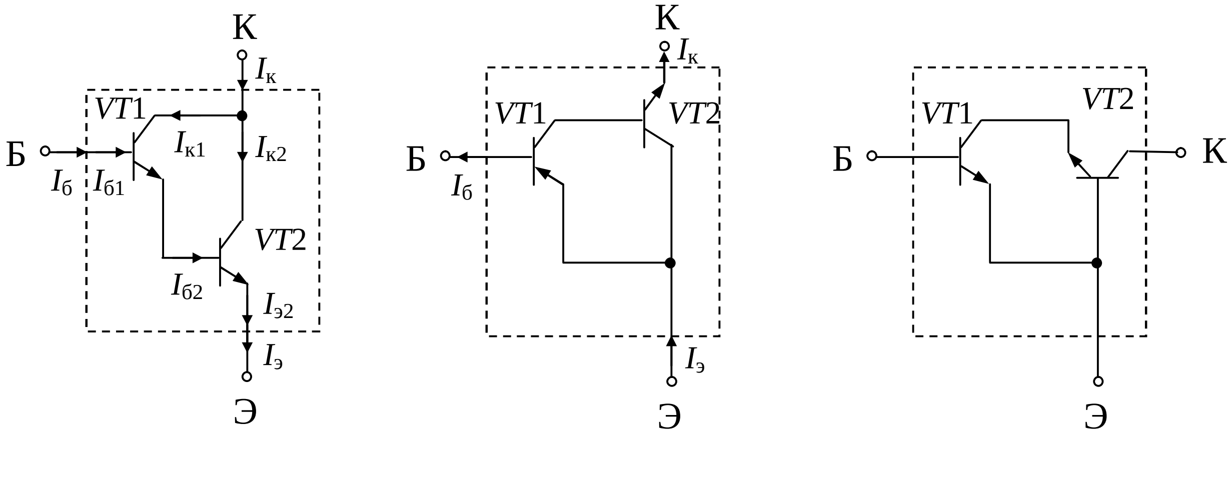


Рисунок 5.4 – Составные транзисторы: а) *n-p-n* – типа; б) *p-n-p* – типа; в) каскодная схема

Наибольшее распространение получила схема рис. 5.4,а, известная под название схемы Дарлингтона.

Найдем эквивалентный коэффициент усиления тока пары Дарлингтона.

$$h_{21э} = \frac{I_к}{I_б} = \frac{I_{к1} + I_{к2}}{I_{б1}} = \frac{h_{21э1} \cdot I_{б1} + h_{21э2} \cdot I_{б2}}{I_{б1}},$$

но $I_{б2} = I_{э1} = (1 + h_{21э1})I_{б1}$, тогда

$$h_{21э} = \frac{(h_{21э1} + h_{21э2}(1 + h_{21э1})) \cdot I_{б1}}{I_{б1}} = h_{21э1} + h_{21э2} + h_{21э1} \cdot h_{21э2}.$$

Если $h_{21э1}$ и $h_{21э2}$ имеют значения (50…100), то эквивалентный коэффициент усиления тока равен

$$h_{21э} \approx h_{21э1} \cdot h_{21э2} \approx (2{,}5 \ldots 10) \cdot 10^3,$$

то есть имеет большую величину.

Транзисторы *VT*1 и *VT*2 в паре Дарлингтона работают при разных значениях токов коллекторов: $I_{к1} = h_{21э1} \cdot I_{б1}$, $I_{к2} = h_{21э2} \cdot (1 + h_{21э1}) \cdot I_{б1}$, т.е. ток $I_{к2} >> I_{к1}$. Для выравнивания токов $I_{э1}$ и $I_{э2}$, следовательно, выравнивания $I_{к1}$ и $I_{к2}$, параллельно эмиттерному переходу Б-Э транзистора *VT*2 ставят шунтирующий резистор.

На рис. 5.4,б приведена схема составного транзистора *p-n-p* типа. В этой схеме использованы транзисторы разного типа проводимости: *VT*1 – *p-n-p* типа, *VT*2 – *n-p-n* типа. Эквивалентный коэффициент усиления тока этой схемы равен

$$h_{21э} = \frac{I_к}{I_б} = \frac{I_{э2}}{I_{б1}} = \frac{(1 + h_{21э2})I_{к1}}{I_{б1}} = \frac{(1 + h_{21э2})h_{21э2}I_{б1}}{I_{б1}} =$$

$$= h_{21э1} + h_{21э2} \cdot h_{21э2} \approx h_{21э2} \cdot h_{21э2}.$$

Таким образом, обе схемы рис. 5.4,а и б имеют большой эквивалентный коэффициент усиления тока, равный

$$h_{21э} \approx h_{21э2} \cdot h_{21э2}. \quad (5.1)$$

Составные транзисторы широко применяются в современных усилителях с бестрансформаторным двухтактным выходом.

Каскодная схема образована из каскадно соединенных транзисторов, включенных по схеме с ОЭ и ОБ. Эквивалентный коэффициент усиления каскодной схемы равен

$$h_{21э} = \frac{I_{к2}}{I_{б1}} = \frac{I_{э2} h_{21б2}}{I_{б1}}, \quad \text{где} \quad h_{21б2} = \frac{h_{21э2}}{1 + h_{21э2}}, \quad \text{но} \quad I_{э2} = I_{к1} = h_{21э1} \cdot I_{б1},$$

тогда

$$h_{21э} = h_{21э1} \frac{h_{21э2}}{1 + h_{21э2}} \approx h_{21э1}, \quad (5.2)$$

если $h_{21э2} >> 1$.

Следовательно, коэффициент усиления тока каскодной схемы практически равен коэффициенту усиления тока транзистора *VT*1. Входное сопротивление каскодного усилителя определяется входным сопротивлением транзистора *VT*1.

Однако, каскодный усилитель обладает важным достоинством: слабым влиянием емкости коллекторного перехода $C_{к1}$ транзистора $VT1$, поскольку транзистор $VT1$ нагружен на малое входное сопротивлением каскада с ОБ. В этом случае отрицательная обратная связь через емкость $C_{к1}$ мала и увеличение входной динамической емкости существенно меньше, частотные свойства первого каскада улучшаются. А схема с ОБ является очень широкополосной. Поэтому каскодная схема обладает более широкой полосой пропускания, чем один каскад с ОЭ.

Хорошая развязка входа и выхода в каскодном усилителе уменьшает паразитную связь, повышает устойчивость усилителя. Так как транзистор $VT2$ включен по схеме с ОБ, то и нелинейные искажения каскодной схемы получаются меньше, чем каскада с ОЭ. Практических вариантов выполнения каскодных схем существует много. Каскодные усилители широко применяются в резонансных каскадах, широкополосных усилителях и микросхемах.

5.3. Режимы работы усилительного элемента

Режим работы усилительного элемента определяется положением точки покоя на сквозной динамической характеристике усилительного элемента. Точка покоя определяет величину токов и напряжений на выводах усилительного элемента при отсутствии входного сигнала.

Сквозной динамической характеристикой называют зависимость выходного тока $i_{вых}$ усилительного элемента (УЭ) от ЭДС источника сигнала $e_г$: $i_{вых}(e_г)$, где $e_г = i_{вх}R_г + u_{вх}$. Для построения этой характеристики используют статические вольт-амперные характеристики (ВАХ) усилительного элемента и нагрузочную прямую.

Сквозная динамическая характеристика позволяет учесть нелинейности как входной, так и выходной цепей УЭ.

Если усилительным элементом является биполярный транзистор, то сквозная динамическая характеристика для схемы с ОЭ представляет собой зависимость $i_к(e_г)$, где $e_г = i_бR_г + u_{бэ}$. Для схемы с общим истоком на полевом транзисторе $i_{вх} = 0$, $e_г = u_{зи}$, тогда сквозная динамическая характеристика есть зависимость $i_с(u_{зи})$, для схемы с общим катодом на электронной лампе $i_а(u_{ск})$.

Усилительные элементы могут работать в различных режимах, отличающихся друг от друга тем, что ток в выходной цепи УЭ может протекать в течение различной части периода сигнала, действующего на его входе. *Различают следующие основные режимы работы усилительных элементов: A, B, C, D.*

Режим А. В режиме А точка покоя $I_{вых0}$ выбирается на прямолинейном участке сквозной динамической характеристики таким образом, чтобы входной сигнал находился в пределах прямолинейного участка (рис. 5.5). Как следует из рис. 5.5, в режиме А выходной ток $i_{вых}$ существует в течение всего периода усиливаемого сигнала $e_г$ и практически повторяет форму входного сигнала. Нелинейные искажения выходного сигнала получаются минимальными. При этом среднее значение выходного тока равно $I_{вых\ ср} \approx I_{вых0}$, оно больше амплитуды переменной составляющей $I_{вых0} > I_{вых\ m}$. Поэтому КПД каскада в режиме А получается небольшим: максимальный КПД в резисторных каскадах не превышает 25%, в трансформаторных – 50%, реальный КПД значительно меньше.

Существенным достоинством режима А являются малые нелинейные искажения сигнала. Из-за указанных свойств режим А используется в каскадах предварительного усиления, а также в выходных каскадах небольшой мощности.

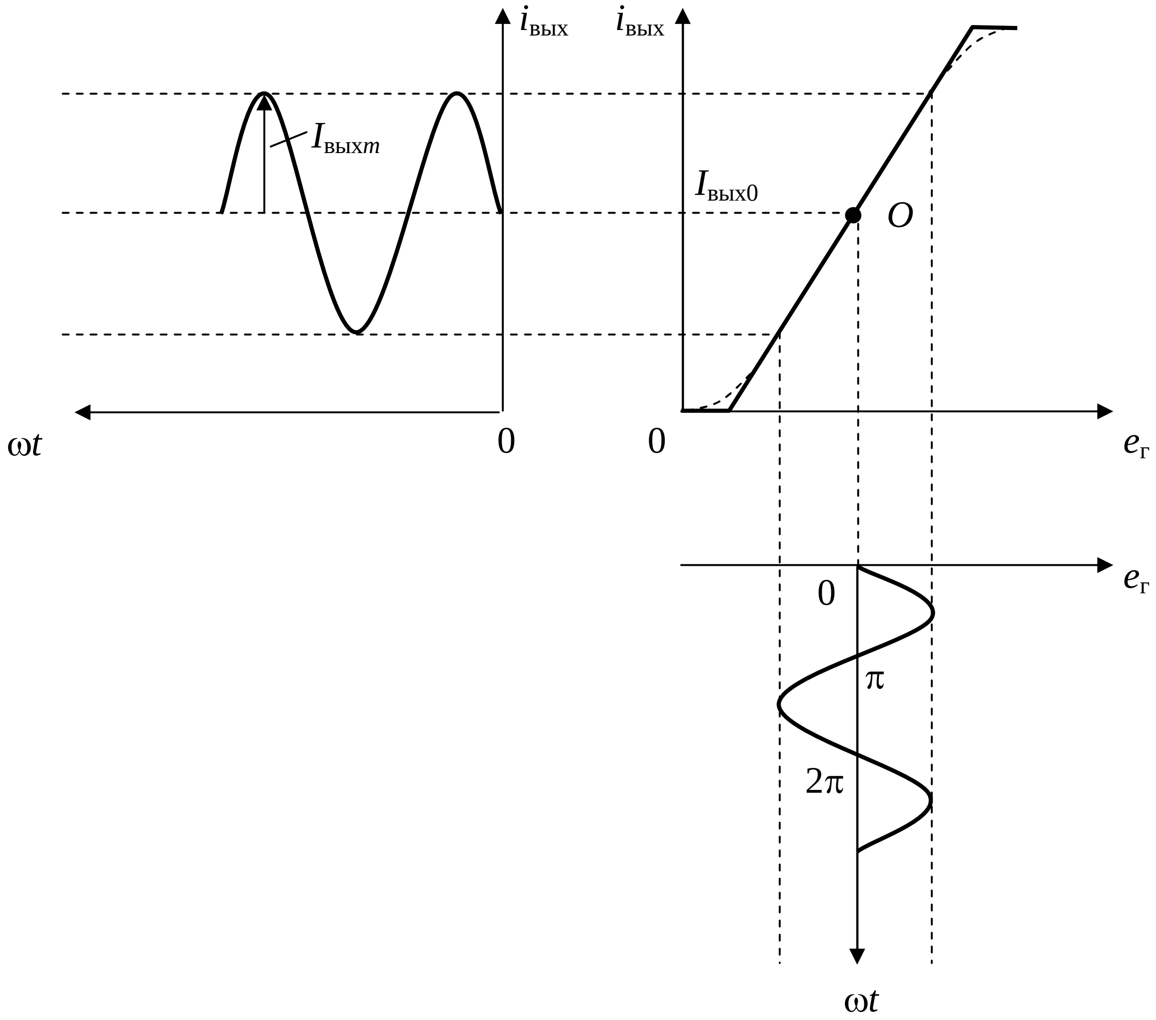


Рисунок 5.5 – Диаграмма работы усилительного элемента в режиме А

Режим В. При работе УЭ в режиме В его выходной ток существует в течение половины периода усиливаемого сигнала, в течение другой половины периода ток равен нулю, то есть каскад работает с отсечкой тока. Однако такое определение режима В справедливо только для идеализированного случая, когда сквозную динамическую характеристику аппроксимируют линейно-ломаной прямой. При такой идеализации ток покоя $I_{вых0}$ в режиме В равен нулю, однако в реальном случае ток имеет малое конечное значение. На рис. 5.6, иллюстрирующем работу УЭ в режиме В, непрерывной линией показана идеальная сквозная характеристика, штриховой – реальная.

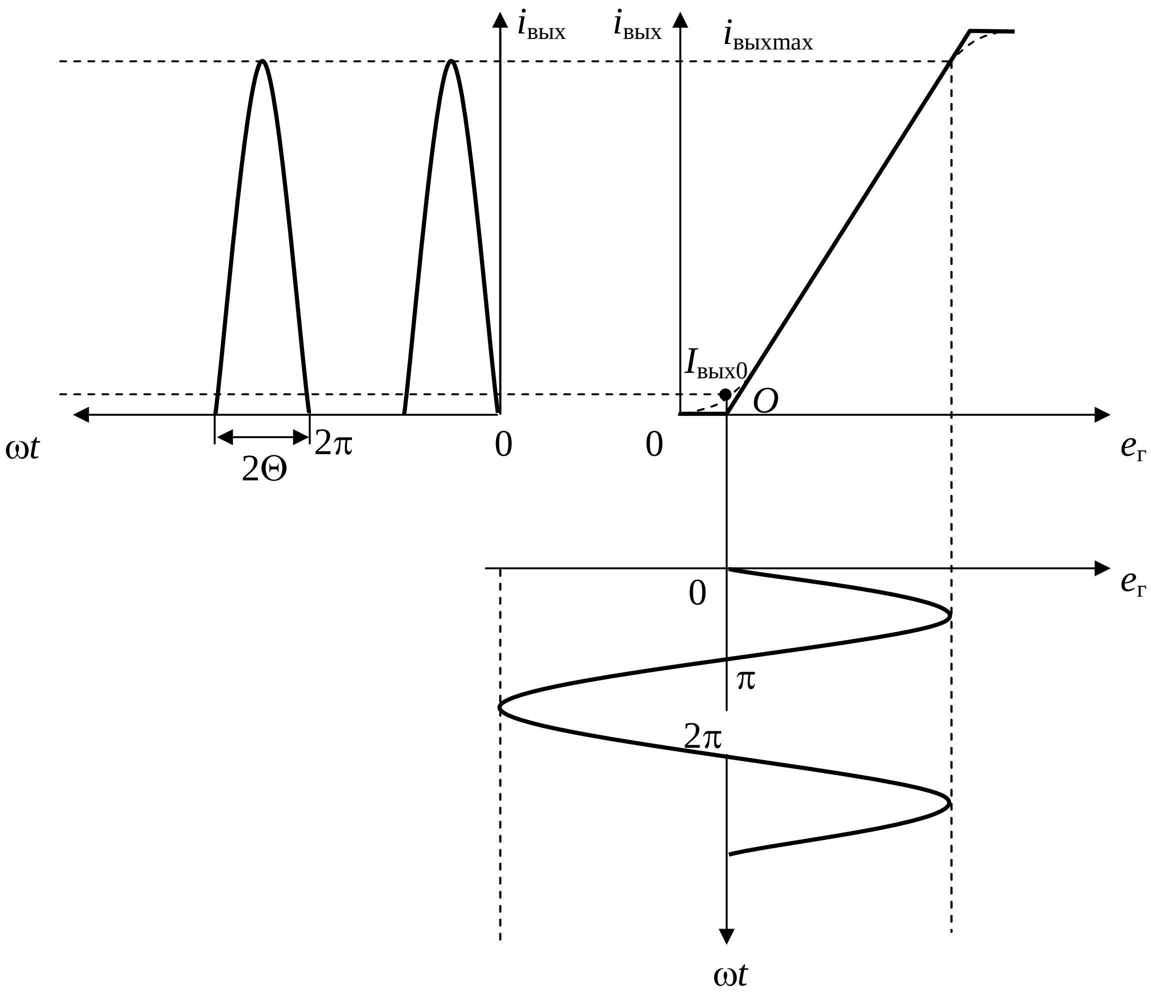


Рисунок 5.6 – Диаграмма работы усилительного элемента в режиме В

При работе УЭ с отсечкой выходного тока вводят понятие *угла отсечки* Θ. *Углом отсечки называют половину той части периода, в течение которой существует выходной ток.* Измеряется угол отсечки в радианах либо в градусах. Как следует из диаграммы рис. 5.6 в режиме В, в идеализированном случае $\Theta = \frac{\pi}{2}$, в реальном $\Theta > \frac{\pi}{2}$. В режиме А угол отсечки Θ = π, так как ток протекает в течение всего периода входного сигнала.

Для определения КПД каскада в режиме В разложим импульсы выходного тока в ряд Фурье, полагая $\Theta = \frac{\pi}{2}$:

$$i_{\text{вых}} = i_{\text{вых max}}\left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\cos\omega t + \frac{2}{3\pi}\cos 2\omega t - \frac{2}{15\pi}\cos 4\omega t + \ldots\right), \qquad (5.3)$$

где $i_{\text{вых max}}$ – максимальное значение выходного тока.

Первое слагаемое выражения (5.3) представляет собой среднее значение (постоянную составляющую) выходного тока

$$I_{\text{вых ср}} = \frac{1}{\pi} i_{\text{вых max}}, \qquad (5.4)$$

далее рассчитываются амплитуды гармоник.

Анализируя выражение (5.3), можно сделать ряд важных практических выводов.

1. Среднее значение выходного тока $I_{\text{вых ср}}$ зависит от уровня входного сигнала, при отсутствии сигнала в идеализированном случает ток от источника питания не потребляется ($I_{\text{вых ср}} = 0$). В реальной схеме потребляется небольшой ток $I_{\text{вых0}}$. При длительной работе усилителя в режиме В расход энергии источника питания оказывается значительно меньше, чем при работе в режиме А. Это одно из главных преимуществ режима В.

2. Амплитуда первой гармоники в режиме В в $\pi/2 = 1{,}57$ раз больше среднего значения $\dfrac{I_{\text{вых1}m}}{I_{\text{вых ср}}} = \dfrac{\pi}{2}$. В результате максимальное значение КПД в режиме В (для идеализированного случая) равно

$\eta_{\text{в}} = \dfrac{P_{\text{вых}}}{P_0} = \dfrac{1}{2}\dfrac{I_{\text{вых1}m}\cdot U_{\text{вых1}m}}{I_{\text{вых ср}}\cdot E_{\text{п}}} = \dfrac{\pi}{4}\dfrac{U_{\text{вых1}m}}{E_{\text{п}}} \approx 0{,}785$ (при $U_{\text{вых1}m} \approx E_{\text{п}}$), для реальных схем – $\eta_{\text{в}} = 0{,}6$.

Существенным недостатком режима В является высокий уровень высших гармонических составляющих. Для усиления гармонических сигналов режим В можно использовать только в двухтактном выходном каскаде. В двухтактном каскаде одно плечо работает в течение положительного полупериода сигнала, а другое – в течение отрицательного. В нагрузке оба сигнала складываются, образуя полный сигнал.

В идеальном двухтактном каскаде (при полной симметрии схемы) четные гармоники выходного сигнала компенсируются, что приводит к уменьшению нелинейных искажений каскада. Если в схеме существует несимметрия, нелинейные искажения возрастают. Из-за нелинейности реальной сквозной характеристики (пунктирная линия) нелинейные искажения велики при малом уровне сигнала: в выходном сигнале появляется так называемая «ступенька сопряжения» (рис. 5.7).

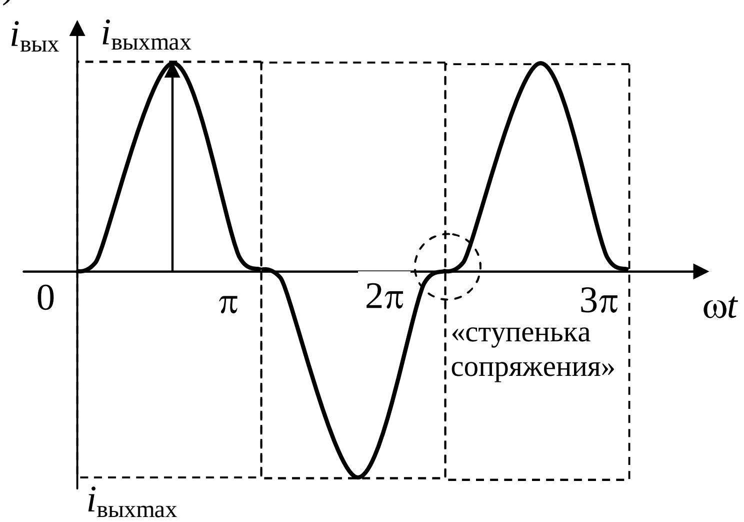


Рисунок 5.7 – Искаженный выходной сигнал в двухтактном каскаде в режиме В (при малом уровне сигнала)

Для уменьшения «ступеньки сопряжения» необходимо увеличивать значение тока $I_{вых0}$, что приводит к уменьшению КПД двухтактного каскада.

Режим С. Угол отсечки выходного тока УЭ, работающего в режиме С, меньше $\pi/2$, что обеспечивается выбором точки покоя на оси абсцисс левее точки пересечения с ней идеальной сквозной характеристики (рис. 5.8). Характерным для режима С является то, что при отсутствии сигнала, а также при малом его уровне, выходной ток равен нулю.

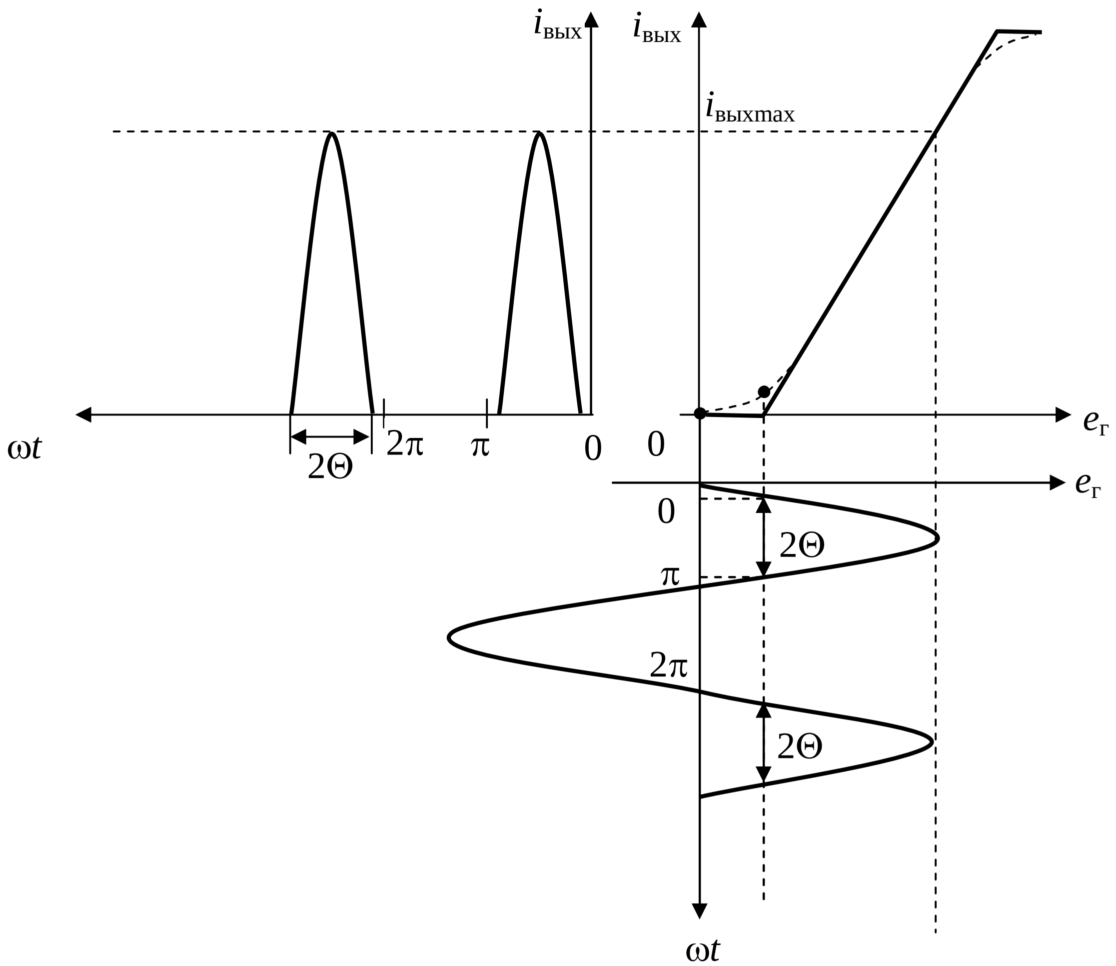


Рисунок 5.8 – Диаграмма работы усилительного элемента в режиме С

Преимуществом режима С по сравнению с режимами А и В является более высокая экономичность. Но нелинейные искажения сигнала в каскадах, работающих в режиме С, существенно больше. Из-за высокого КПД режим С используется в мощных каскадах, нагрузкой которых являются избирательные цепи, осуществляющие эффективное подавление высших гармоник.

Режим D. Одним из недостатков режимов А, В и С является уменьшение КПД при уменьшении амплитуды усиливаемого сигнала. Поэтому изменение в широких пределах амплитуды сигнала приводит к снижению среднего КПД по сравнению с его максимально возможным значением. Этот недостаток устранен в каскадах с режимом D. В усилительных каскадах с режимом D усилительный элемент работает в *ключевом режиме*, т.е. находится либо в закрытом, либо в открытом состоянии. Закрытое состояние УЭ характеризуется тем, что выходной ток минимален ($i_{вых} = i_{вых\ min}$), выходное напряжение близко к максимальному ($u_{вых} \approx E_п$). В открытом состоянии ток через УЭ $i_{вых}$ максимален, выходное напряжение близко к нулю ($u_{вых} \approx u_{вых\ min}$). При ключевом режиме потери энергии внутри УЭ очень малы, что дает возможность реализовать КПД, близкий к единице. Режим D широко используется в импульсных устройствах и цифровой технике.

5.4. Цепи питания и стабилизации режимов работы усилительных каскадов

Для работы усилительных элементов в каскадах, схемы которых приведены на рис. 5.1…5.3, необходимо ввести цепи питания. Цепи питания обеспечивают требуемый режим работы усилительного элемента, который определяется положением точки покоя, как показано на рис. 5.5, 5.6, 5.8. Токи и напряжения покоя усилительного элемента устанавливаются подачей соответствующих постоянных напряжений и токов от источника питания.

5.4.1. Цепи питания каскадов на биполярных транзисторах

Питание цепей коллекторов в усилителях на биполярных транзисторах обычно осуществляется от общего источника питания, к которому параллельно подключаются питаемые цепи (рис. 5.9).

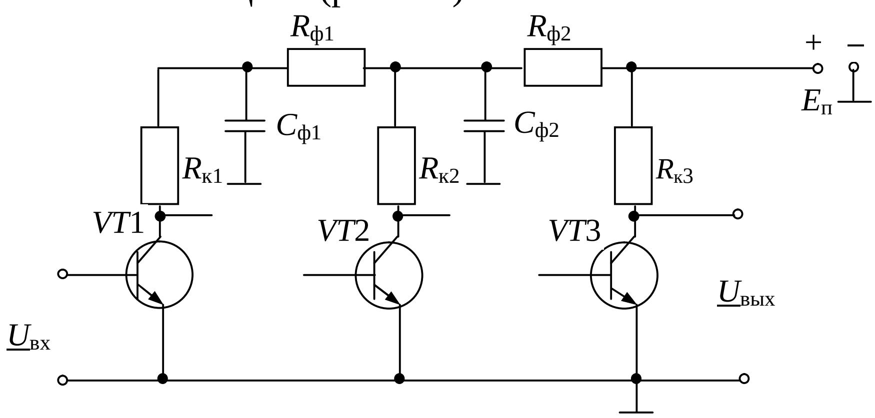


Рисунок 5.9 – Цепи питания коллекторов от общего источника

При подключении к одному источнику питания коллекторных цепей нескольких каскадов переменная составляющая коллекторного тока каждого из них создает переменную составляющую напряжения на зажимах источника питания. Эта переменная составляющая напряжения на зажимах $E_п$ затем попадает на входы каскадов. Это приводит к возникновению паразитной межкаскадной связи через источник питания $E_п$, искажающей характеристики усилителя, а иногда вызывающей его самовозбуждение. Для ослабления этой связи в коллекторные цепи включают развязывающие фильтры $C_{ф1}R_{ф1}$, $C_{ф2}R_{ф2}$, как показано на рис. 5.9. Фильтры ослабляют переменную составляющую напряжения при передаче ее от источника питания к коллекторным цепям каскадов. Последний каскад обычно не имеет развязывающего фильтра, так как требует наибольшего напряжения питания.

Для установления необходимого режима работы на базу транзистора подают напряжение смещения, которое задает положение точки покоя *O* (рис. 5.5, 5.6). Это смещение желательно получить от источника коллекторного напряжения $E_п$, так как при этом для питания всего усилителя потребуется только один источник.

На рис. 5.10 показаны простейшие схемы подачи смещения в цепь базы биполярного транзистора. В обоих каскадах транзистор работает в режиме А (рис. 5.5), то есть в режиме покоя (при отсутствии входного сигнала) в транзисторе протекают постоянные составляющие тока коллектора $I_{к0}$, тока базы $I_{б0}$ и тока эмиттера $I_{э0} = I_{к0} + I_{б0}$. Так как обычно $I_{к0} >> I_{б0}$, то можно полагать, что ток $I_{э0} \approx I_{к0}$. На выводах транзистора образуются постоянные напряжения $U_{кэ0}$ и $U_{бэ0}$ (стрелки, как принято, направлены от плюса к минусу). Разделительные конденсаторы $C_{р1}$ и $C_{р2}$ разделяют источник сигнала, усилительный каскад и нагрузку по постоянному току. Значения емкостей разделительных конденсаторов выбирают большими, чтобы их сопротивления для низшей частоты усиливаемого диапазона было небольшим.

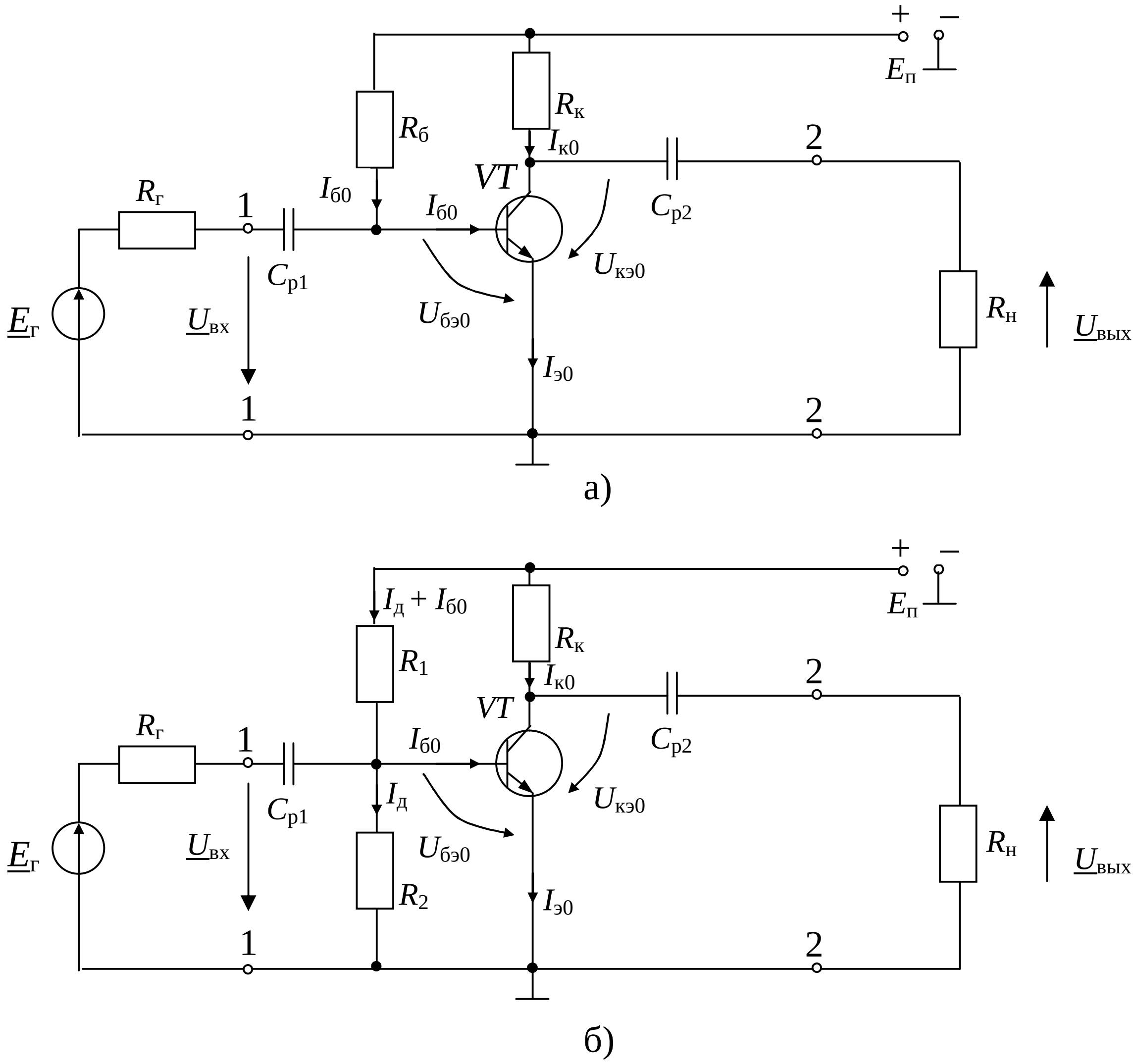


Рисунок 5.10 – Простейшие схемы подачи смещения в цепь базы биполярного транзистора: а) фиксированным током базы; б) фиксированным напряжением база – эмиттер

Схема подачи смещения фиксированным током базы (рис. 5.10,а).

Рассмотрим цепи протекания постоянных токов и согласно второму закону Кирхгофа составим уравнения для этих цепей.

Ток базы $I_{б0}$ протекает от плюса источника питания $E_п$ через сопротивление $R_б$, через переход база – эмиттер и на общий провод (корпус, минус $E_п$). Запишем уравнение для цепи базового тока

$$E_п = I_{б0}R_б + U_{бэ0}. \qquad (5.6)$$

Из уравнения (5.6) найдем ток смещения $I_{б0}$

$$I_{б0} = \frac{E_п - U_{бэ0}}{R_б} \approx \frac{E_п}{R_б}, \qquad (5.7)$$

так как обычно выполняется неравенство $E_п >> U_{бэ0}$.

Из формулы (5.7) следует, что *ток смещения* $I_{б0}$ практически не зависит от параметров транзистора, *имеет фиксированное значение*, определяемое лишь напряжением источника питания $E_п$ и сопротивлением $R_б$. Значения $I_{б0}$ и $U_{бэ0}$ заданы режимом работы транзистора (точка покоя *O*), поэтому для обеспечения заданного режима необходимо определить значение сопротивления $R_б$

$$R_б = \frac{E_п}{I_{б0}}. \qquad (5.8)$$

Ток коллектора протекает от плюса источника питания $E_п$ через сопротивление $R_к$, через переход коллектор – эмиттер и на корпус. Запишем уравнение для цепи коллекторного тока

$$E_п = I_{к0}R_к + U_{кэ0}. \qquad (5.9)$$

Значения $I_{к0}$ и $U_{кэ0}$ заданы режимом работы, тогда сопротивление $R_к$ будет равно

$$R_к = \frac{E_п - U_{кэ0}}{I_{к0}}. \qquad (5.10)$$

Схема подачи смещения фиксированным напряжением база – эмиттер (рис. 5.10,б).

В схеме рис. 5.10,б необходимое напряжение смещения $U_{бэ0}$ обеспечивается с помощью делителя напряжения R_1 и R_2 в цепи базы. Рассмотрим цепи протекания постоянных токов в этой схеме. Ток делителя $I_д$ протекает от плюса источника питания $E_п$ через сопротивления R_1 и R_2 на корпус. Ток базы $I_{б0}$ протекает от плюса $E_п$ через сопротивление R_1, переход база – эмиттер и на корпус. Для этих двух цепей составим уравнения:

$$E_п = (I_д + I_{б0})R_1 + I_дR_2, \qquad (5.11)$$

$$E_п = (I_д + I_{б0})R_1 + U_{бэ0}. \qquad (5.12)$$

Напряжение смещения

$$U_{бэ0}. = I_дR_2, \qquad (5.13)$$

ток делителя найдем из уравнения (5.11)

$$I_д = \frac{E_п - I_{б0}R_1}{R_1 + R_2}.$$

Если выбрать $I_д >> I_{б0}$, то согласно уравнению (5.11) $I_д \approx \dfrac{E_п}{R_1 + R_2}$, а напряжение смещения

$$U_{бэ0} = E_п \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \qquad (5.13)$$

то есть *напряжение смещения* $U_{бэ0}$ *имеет фиксированное значение*, определяемое лишь напряжением источника питания $E_п$ и сопротивлениями делителя R_1 и R_2.

Для коллекторного тока $I_{ко}$ цепь протекания аналогична схеме рис. 5.10,а, уравнение коллекторной цепи – формуле (5.9).

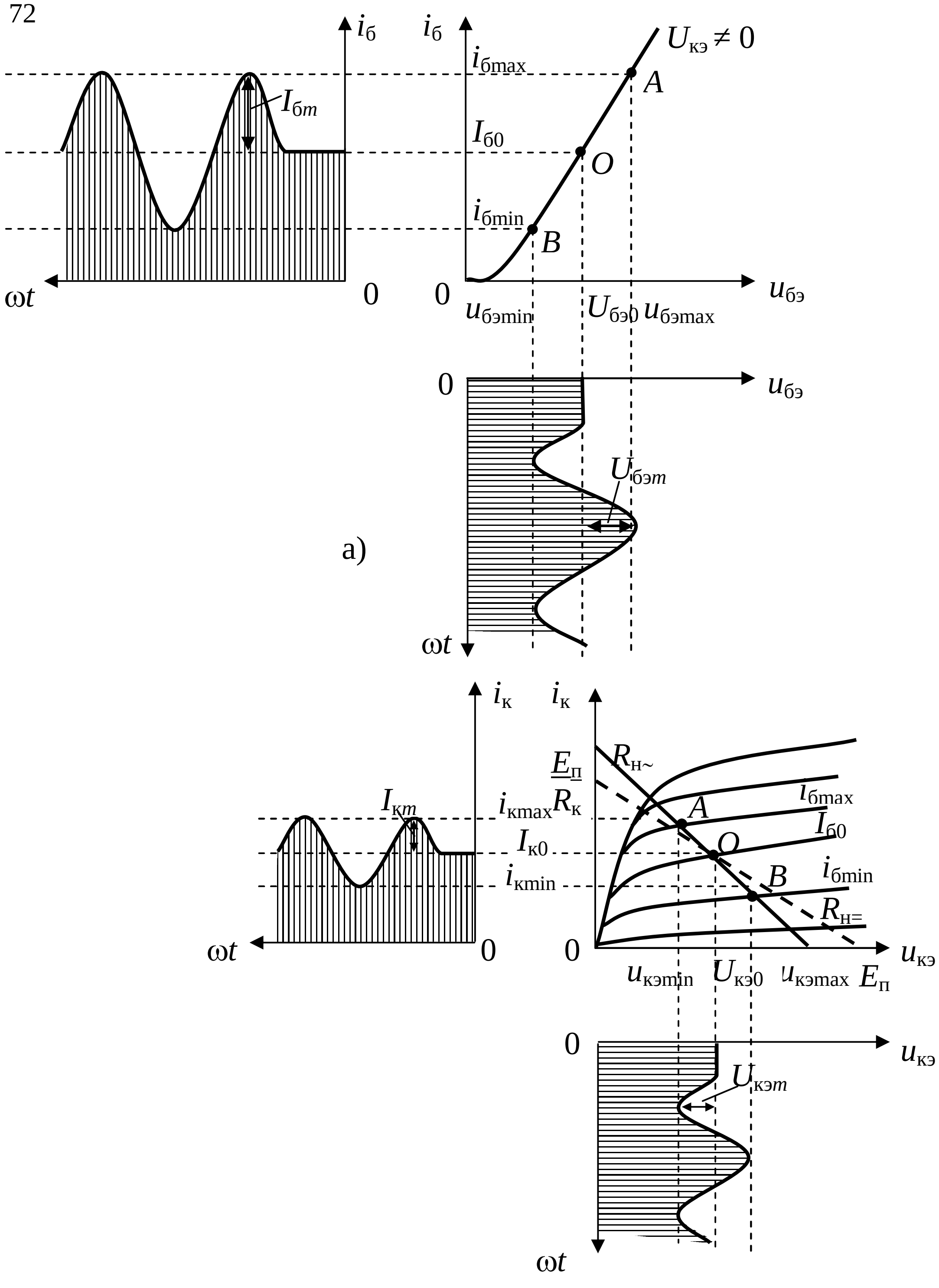
Рассмотрим работу усилительного каскада с общим эмиттером (рис. 5.10,а), когда на его вход подан гармонический сигнал. При наличии ЭДС сигнала на входе усилителя в цепях транзистора появляются переменные составляющие токов и напряжений. Расчет каскада выполним графоаналитическим методом, используя статические вольт-амперные характеристики транзистора, как показано на рис. 5.11. Каскад работает в режиме А. Для получения небольших нелинейных искажений сигнал должен располагаться в пределах линейных участков входной и выходной ВАХ. Для этого необходимо задать режим работы транзистора. Постоянные токи и напряжения в цепях биполярного транзистора (БТ), соответствующие состоянию покоя ($I_{б0}$, $I_{бэ0}$, $I_{к0}$, $U_{кэ0}$), определяют *точку покоя О* на статических характеристиках биполярного транзистора.

Графоаналитический анализ нагляден и позволяет лучше уяснить работу усилителя. Для проведения графического анализа на семействе выходных характеристик транзистора строится *линия нагрузки*, то есть зависимость $i_к(u_{кэ})$ при включенном сопротивлении нагрузки.

Так как сопротивления коллекторной цепи для постоянного и переменного токов различны: $R_{н=} = R_к$, $R_{н\sim} = \dfrac{R_н \cdot R_к}{R_н + R_к}$ (параллельному соединению $R_к$ и $R_н$), строят две нагрузочные прямые: постоянного тока $R_{н=}$ (штриховая линия) и переменного тока $R_{н\sim}$ (непрерывная линия, $\operatorname{tg} \alpha = \dfrac{1}{R_{н\sim}}$). Обе нагрузочные прямые пересекаются в точке покоя *О*. Наибольшую информацию о работе каскада дает нагрузочная прямая переменного тока.

Для построения нагрузочной прямой постоянного тока воспользуемся уравнением (5.9). В координатах $i_к(u_{кэ})$ это уравнение прямой линии, которую построим как линию в отрезках:

1) при $i_к = 0$, $u_{кэ} = E_п$;
2) при $u_{кэ} = 0$, $i_к = E_п/R_к$ – это расчетное значение координаты.



б)

Рисунок 5.11 – Диаграмма работы усилителя с общим эмиттером в режиме А

Откладывая эти точки на соответствующих осях и соединяя их прямой линией, построим нагрузочную прямую постоянного тока (пунктирная линия на рис. 5.11,б). В схеме рис 5.10,а положение точки покоя *О* на входной ВАХ задается фиксированным током базы (током смещения)

$$I_{б0} = \frac{E_п - U_{бэ0}}{R_б} \approx \frac{E_п}{R_б}, \qquad (5.14)$$

так как $E_п >> U_{бэ0}$.

В этом случае положение точки *O* на выходных ВАХ задано точкой пересечения статической выходной характеристики при $i_б = I_{б0}$ и нагрузочной прямой постоянного тока (рис. 5.11,б). Координаты этой точки определяют ток покоя $I_{к0}$ и напряжение покоя $U_{кэ0}$. Между током $I_{к0}$ и напряжением $U_{кэ0}$ имеется однозначная связь:

$$U_{кэ0} = E_п - I_{к0}R_к. \qquad (5.15)$$

Наклон нагрузочной прямой постоянного тока зависит от сопротивления $R_{н=}$.

Как видно из рис. 5.11,а, при подаче на вход каскада гармонического сигнала

$$u_{вх} = U_{вхm} \sin \omega t,$$

мгновенное напряжение между базой и эмиттером транзистора становится равным

$$u_{бэ} = U_{бэ0} + U_{бэm} \sin \omega t, \qquad (5.16)$$

где $U_{бэm} = U_{вхm}$.

При этом положение рабочей точки на входной характеристике начинает периодически изменяться от точки *A* до точки *B*, мгновенное значение тока базы изменяется с амплитудой $I_{бm}$:

$$i_б = I_{б0} + I_{бm} \sin \omega t.$$

Из рис. 5.11,б следует, что при изменении тока базы от величины $i_{бmax}$ до величины $i_{бmin}$ изменяется также положение рабочей точки на выходных характеристиках от точки *A* до точки *B* на нагрузочной прямой $R_{н\sim}$. При этом изменяются ток коллектора с амплитудой $I_{кm}$ и напряжение коллектор – эмиттер с амплитудой $U_{кэm}$; мгновенные значения их равны:

$$i_к = I_{к0} + I_{кm} \sin \omega t; \qquad (5.17)$$

$$u_{кэ} = E_п - I_{к0}R_{к=} - I_{кm} \sin \omega t \cdot R_{к\sim} =$$
$$= U_{кэ0} - I_{кm} \sin \omega t \cdot R_{к\sim} = U_{кэ0} - U_{кэm} \sin \omega t. \qquad (5.18)$$

Ординаты на эпюрах показывают мгновенные значения токов и напряжений (заштрихованные участки на эпюрах рис. 5.11).

По уравнению (5.18) строим нагрузочную прямую переменного тока (сплошная линия), где угол наклона этой линии равен

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{R_{н\sim}}. \qquad (5.19)$$

Обе нагрузочные прямые пересекаются в точке покоя *O*. В схеме рис. 5.10, а $R_{н=} > R_{н\sim}$, поэтому нагрузочные прямые проходят под разными углами.

Изменение напряжения $u_{кэ}$ происходит в противофазе с изменением напряжения $u_{бэ}$. Выходное напряжение каскада равно переменной составляющей напряжения коллектор – эмиттер, следовательно,

$$u_{вых} = U_{кэm} \sin(\omega t - \pi), \qquad (5.20)$$

а

$$u_{вх} = U_{бэm} \sin \omega t.$$

Таким образом, каскад с ОЭ *инвертирует* входной сигнал.

Амплитуда коллекторного тока $I_{\text{к}m}$ во много раз больше амплитуды тока базы $I_{\text{б}m}$, так как коэффициент передачи тока базы в схеме с ОЭ $h_{21\text{э}} = \dfrac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} >> 1$. Амплитуда коллекторного напряжения $U_{\text{кэ}m}$ во много раз больше амплитуды входного сигнала $U_{\text{бэ}m} = U_{\text{вх}m}$, так как коллекторное напряжение во много раз больше управляющего напряжения на базе. Следовательно, каскад с ОЭ усиливает и ток, и напряжение входного сигнала.

Пользуясь графиками, приведенными на рис. 5.11, можно определить основные параметры каскада:

коэффициент усиления тока

$$K_i = \frac{I_{\text{к}m}}{I_{\text{б}m}}; \qquad (5.21)$$

коэффициент усиления напряжения

$$K_u = \frac{U_{\text{кэ}m}}{U_{\text{бэ}m}}; \qquad (5.22)$$

коэффициент усиления мощности

$$K_p = K_u \cdot K_i;$$

выходную мощность

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} I_{\text{к}m} U_{\text{кэ}m} = \frac{1}{2} I_{\text{к}m}^2 R_{\text{н}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{кэ}m}^2}{R_{\text{н}}}; \qquad (5.23)$$

входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{бэ}m}}{I_{\text{б}m}}. \qquad (5.24)$$

Мощность, потребляемая усилительным каскадом от источника питания, равна

$$P_{\text{пот}} = E_{\text{п}} \cdot I_{\text{к ср}} \approx E_{\text{п}} \cdot I_{\text{к}0}, \qquad (5.25)$$

так как в режиме А при малых нелинейных искажениях $I_{\text{к ср}} = I_{\text{к}0}$.

Часть этой мощности, в виде мощности переменного тока, отдается нагрузке, часть тратится на сопротивлении $R_{\text{к}}$, а остаток рассеивается на коллекторе. При отсутствии сигнала $P_{\text{вых}} = 0$, мощность рассеяния на коллекторе максимальна и равна

$$P_{\text{к}0} = U_{\text{кэ}0} \cdot I_{\text{к}0}. \qquad (5.26)$$

Потребленная коллектором энергия переходит в тепло и приводит к нагреванию коллекторного перехода. Для того, чтобы транзистор не вышел из строя, должно выполняться следующее неравенство

$$P_{\text{к}0} \le 0{,}9 P_{\text{к max}}, \qquad (5.27)$$

где $P_{\text{к max}}$ – максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторе. Значение мощности $P_{\text{к max}}$ зависит от типа транзистора, максимальной температуры окружающей среды $t^{\circ}_{\text{C max}}$, максимально допустимой температуры перехода $t^{\circ}_{\text{п max}}$ и теплового сопротивления переход – окружающая среда $R_{\text{пс}}$ град/Вт:

$$P_{\text{к max}} = \frac{t^{\circ}_{\text{п max}} - t^{\circ}_{C\,\text{max}}}{R_{\text{пс}}}. \qquad (5.27)$$

Значения $P_{к\ max}$, $t°_{п\ max}$ и $R_{пс}$ обычно указываются в справочной литературе.

Полный коэффициент полезного действия (КПД) каскада равен отношению полезной мощности (выходной) к потребленной

$$\eta = P_{вых}/P_{пот}. \quad (5.28)$$

Для резисторных каскадов (рис. 5.10) полный КПД $\eta < 0,25$.

5.4.2. Цепи стабилизации режима работы усилителей на биполярных транзисторах

Усилительный каскад на биполярном транзисторе сохраняет работоспособность и имеет расчетные параметры лишь в том случае, если ток покоя $I_{к0}$ изменяется в допустимых пределах. Однако ток покоя $I_{к0}$ может изменяться в широких пределах из-за целого ряда факторов, основными среди которых являются технологический разброс параметров транзистора от одного экземпляра к другому, сильная зависимость параметров от температуры.

Как следует из рис. 5.11,б, при увеличении тока $I_{к0}$ точка покоя *O* сдвигается вверх по нагрузочной прямой постоянного тока (пунктирной линии) в нелинейную область выходных ВАХ транзистора, при этом увеличиваются нелинейные искажения, уменьшается усиление, изменяются другие параметры усилителя. При уменьшении $I_{к0}$ точка покоя *O* сдвигается вниз по нагрузочной прямой постоянного тока в нелинейную область входных ВАХ транзистора, при этом также увеличиваются нелинейные искажения, изменяются все параметры усилителя.

В схемах с трансформаторной нагрузкой в коллекторной цепи $U_{кэ0} \approx E_п$, поэтому при увеличении тока коллектора $I_{к0}$ возрастает мощность рассеяния на коллекторе $P_{к0} \approx E_п \cdot I_{к0}$. Это может привести к тепловому пробою транзистора, то есть к выходу его из строя.

Серийная и массовая аппаратура должна сохранять свои свойства при установке в нее любых исправных экземпляров транзисторов рекомендованного типа и работать в широком диапазоне температур. Поэтому в усилителях на биполярных транзисторах применяют различные способы стабилизации тока покоя $I_{к0}$, при этом стабилизируется положение точки покоя *O*, т.е. режим работы транзистора.

Применяют два метода стабилизации тока $I_{к0}$: 1) при помощи отрицательной обратной связи для приращений постоянных составляющих (обратная связь по постоянному току); 2) температурной компенсации.

Первый метод пригоден для каскадов, у которых среднее значение тока коллектора не зависит от амплитуды сигнала $I_{к\ ср} \approx I_{к0}$ (режим А, рис. 5.11), он стабилизирует режим при воздействии всех дестабилизирующих факторов. Для каскадов, у которых среднее значение тока коллектора $I_{к\ ср}$ увеличивается с увеличением амплитуды сигнала (режим В, рис. 5.6), используют второй метод – схемы термокомпенсации.

В интегральных микросхемах для стабилизации режимов работы транзисторов используются специальные транзисторные структуры – генераторы стабильного тока (ГТС).

Модели биполярного транзистора

Для того, чтобы понять, каким образом дестабилизирующие факторы влияют на нестабильность тока $I_{к0}$ и выполнить анализ схем стабилизации режима, рассмотрим модели биполярного транзистора.

Известны нелинейные модели Молла-Эберса и Логана, используемые для анализа схем на биполярных транзисторах. Общая нелинейная модель биполярного транзистора, справедливая для всех режимов транзистора, приведена на рис. 5.12,а.

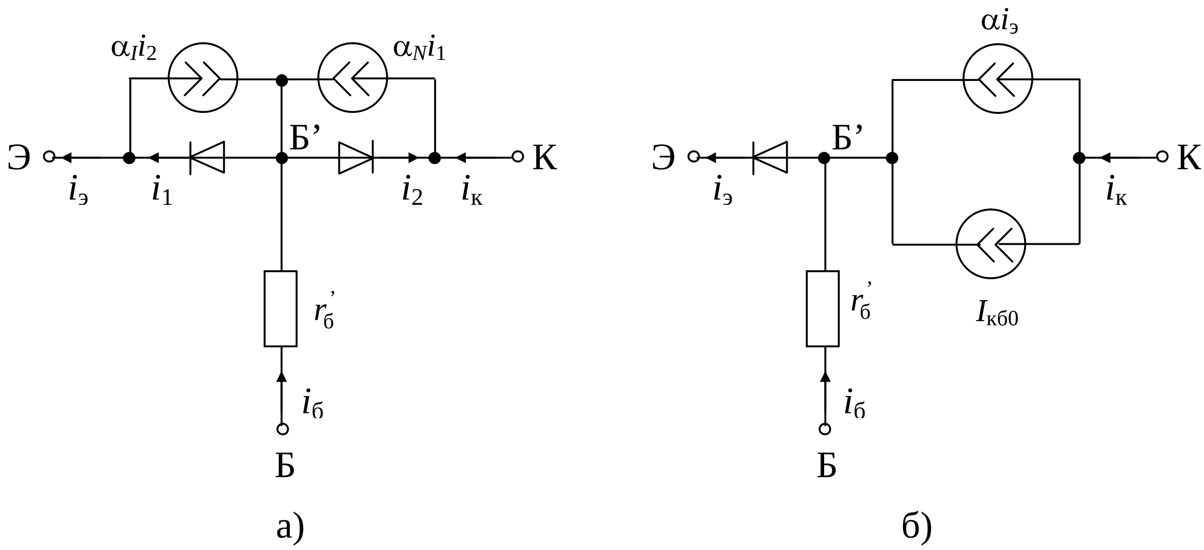


Рисунок 5.12 – Нелинейные модели биполярного транзистора *n-p-n* типа:
а) общая модель; б) для нормального активного режима

В модели рис. 5.12,а указаны следующие параметры:

$\alpha_N = \dfrac{i_к}{i_э}$ – коэффициент передачи эмиттерного тока ($\alpha_N < 1$), индекс N – означает нормальное включение транзистора: переход эмиттер – база открыт, переход коллектор – база закрыт;

$\alpha_I = \dfrac{i_э}{i_к} < 1$ – коэффициент передачи коллекторного тока при инверсном включении транзистора: переход эмиттер – база закрыт, переход коллектор – база открыт;

$r'_б$ – омическое сопротивление тела базы, Б' – внутренняя точка базы.

На практике в аналоговых устройствах чаще всего используется активный (нормальный) режим транзистора, поэтому общую модель можно упростить. Так как в нормальном режиме переход коллектор – база закрыт, то ток i_2 равен обратному току коллекторного перехода ($i_2 = -I_{кб0}$), то есть очень мал, поэтому в эмиттерной цепи током $\alpha_I i_2$ можно пренебречь по сравнению с током открытого эмиттерного перехода. Модель биполярного транзистора для нормального активного режима приведена на рис. 5.12,б. В этой модели индекс *N* опущен, $\alpha = \dfrac{i_к}{i_э}$ – *статический (интегральный) коэффициент передачи тока эмиттера*.

Для транзистора *p-n-p* типа полярность питающих напряжений необходимо изменить на противоположные, поэтому и в моделях рис. 5.12 направления всех токов и диодов необходимо изменить на противоположные.

Таким образом, согласно модели рис. 5.12,б ток коллектора в нормальном активном режиме биполярного транзистора равен

$$i_к = \alpha i_э + I_{к60}. \qquad (5.29)$$

Если используется включение биполярного транзистора с общим эмиттером, то удобнее использовать модели, представленные на рис. 5.13.

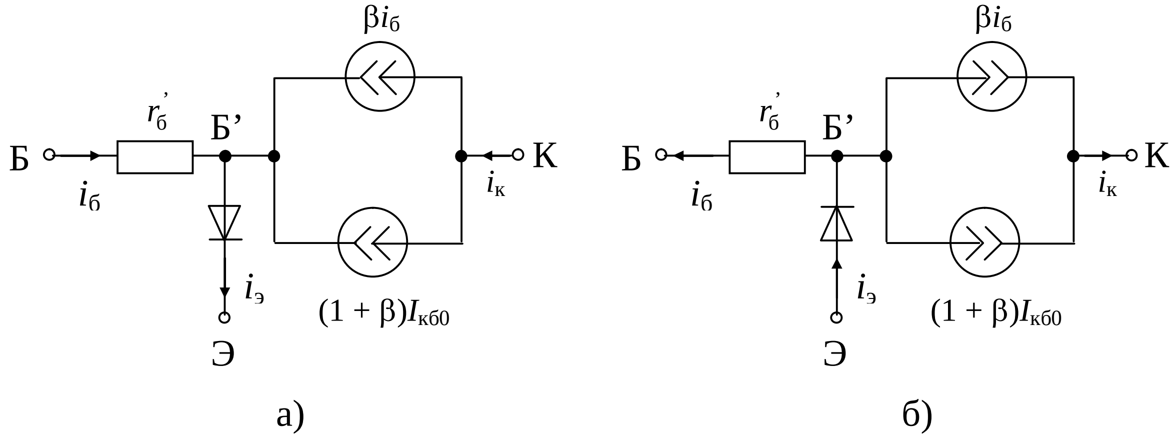


Рисунок 5.13 – Нелинейные модели биполярного транзистора для схемы с общим эмиттером: а) *n-p-n* транзистора; б) *p-n-p* транзистора

В моделях рис. 5.13, подставив $i_э = i_б + i_к$, получим

$$\beta = \frac{i_к}{i_б} = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \qquad (5.30)$$

статический коэффициент передачи тока базы, причем $\beta >> 1$, так как $i_б << i_к$, тогда

$$\alpha = \frac{i_к}{i_э} = \frac{\beta}{1+\beta}. \qquad (5.31)$$

Подставив в выражение (5.29) выражение (5.31), найдем ток коллектора

$$i_к = \beta i_б + (1 + \beta)\, I_{к60}, \qquad (5.32)$$

что отражено в моделях (5.13).

Нелинейные модели биполярного транзистора (рис. 5.12 и 5.13) используются при анализе вопросов, связанных с постоянными составляющими и большим сигналом, так как в этом случае необходимо учитывать нелинейность вольт-амперных характеристик транзистора.

Для анализа схема стабилизации необходимо составить модель биполярного транзистора для приращений постоянных составляющих. Будем полагать, что допустимые отклонения точки покоя *O* от среднего положения невелики. В этом случае можно воспользоваться дифференциальными параметрами транзистора. К числу основных дифференциальных параметров биполярного транзистора относятся:

1) Дифференциальный коэффициент передачи эмиттерного тока, называемый также коэффициентом передачи тока схемы с общей базой,

$$h_{21б} = \left(\frac{di_к}{di_э}\right)_{U_{кб}=\text{const}},$$

можно полагать, что $h_{21б} \approx \alpha$.

2) Дифференциальный коэффициент передачи тока базы, называемый также коэффициентом усиления тока схемы с общим эмиттером,

$$h_{21э} = \left(\frac{di_к}{di_б}\right)_{U_{кэ}=\text{const}},$$

можно полагать, что $h_{21э} \approx \beta$.

Между $h_{21э}$ и $h_{21б}$ существует однозначная связь

$$h_{21э} = \frac{h_{21б}}{1-h_{21б}}, \qquad h_{21б} = \frac{h_{21э}}{1+h_{21э}}, \tag{5.33}$$

$h_{21э} >> 1$, $h_{21б} < 1$, $h_{21б} \approx 0{,}98\ldots0{,}995$ – близко к 1.

Значения $h_{21э}$ с указанием технологического разброса ($h_{21э\ \min}\ldots\ h_{21э\ \max}$) этого параметра приводятся в справочной литературе.

3) Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода

$$r_э = \left(\frac{du_{эб}}{di_э}\right)_{U_{кб}=\text{const}}.$$

Вольт-амперную характеристику идеального эмиттерного перехода можно аппроксимировать следующей функцией

$$i_э = I_{эб0}\left(e^{\frac{u_{эб'}}{\varphi_T}} - 1\right), \tag{5.34}$$

где $I_{эб0}$ – обратный ток эмиттерного перехода,

$u_{эб'}$ – напряжение эмиттер – база,

$\varphi_T = \dfrac{kT}{q}$ – температурный потенциал,

$k = 1{,}37\cdot10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана,

$q = 1{,}6\cdot10^{-19}$ Кл – заряд электрона,

T – абсолютная температура в град. К.

Для температуры $T = 300°$К значение $\varphi_T \approx 0{,}026$ В.

Найдем дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода в точке покоя O, когда для кремниевых транзисторов $U_{эб0} \approx (0{,}5\ldots0{,}7)$ В, для германиевых транзисторов $U_{эб0} \approx (0{,}3\ldots0{,}4)$ В. Таким образом, для обоих типов транзисторов выполняется условие $U_{эб0} >> \varphi_T$. В этом случае выражение (5.34) можно упростить

$$i_э = I_{эб0} e^{\frac{u_{эб'}}{\varphi_T}},$$

а величина

$$\frac{1}{r_э} = \frac{di_э}{du_{эб'}} = \frac{1}{\varphi_T} \cdot I_{эб0} e^{\frac{u_{эб'}}{\varphi_T}}.$$

Дифференциальное сопротивление $r_э$ находим в точке покоя O, поэтому

$$I_{э0} = I_{эб0} e^{\frac{u_{эб'}}{\varphi_T}}, \text{ тогда } \frac{1}{r_э} = \frac{I_{э0}}{\varphi_T}.$$

Так как можно полагать, что $I_{э0} \approx I_{к0}$, то

$$r_э = \frac{\varphi_T}{I_{к0}} = \frac{0{,}026}{I_{к0}}. \qquad (5.35)$$

Формула (5.35) обычно используется для расчета $r_э$ германиевых транзисторов, для кремниевых транзисторов вводится поправочный коэффициент, тогда

$$r_{э\,Si} = \frac{0{,}034}{I_{к0}}. \qquad (5.36)$$

5) Коэффициент внутренней обратной связи по напряжению

$$\mu_{эк} = \left(\frac{du_{эб}}{du_{кб}}\right)_{I_э=\mathrm{const}}.$$

Значение этого коэффициента мало, и в дальнейшем влиянием этого параметра можно пренебречь.

6) Омическое сопротивление тела базы $r'_б$ остается неизменным как для постоянного тока, так и для приращений. Его значение может приводиться в справочниках в виде двух параметров:

– для низкочастотных транзисторов приводится значение $r'_б$;

– для высокочастотных и СВЧ транзисторов приводится значение постоянной времени цепи обратной связи $\tau_к = r'_б C_к$ и значение емкости коллекторного перехода $C_к$, тогда $r'_б \approx \frac{\tau_к}{C_к}$.

Кроме дифференциальных параметров важную роль в работе транзистора играет обратный ток коллекторного перехода $I_{кб0}$, значения которого при различных значениях температуры окружающей среды приводятся в справочной литературе. Ток $I_{кб0}$ мал, у кремниевых транзисторов он, по крайней мере, на (2…3) порядка меньше, чем у германиевых при T = 300°K. Но ток $I_{кб0}$ резко возрастает при увеличении температуры: в 2 раза у германиевых транзисторов и в 3 раза у кремниевых транзисторов при изменении температуры на 10°K, поэтому влияние тока $I_{кб0}$ необходимо учитывать при расчете нестабильности режима.

Модель биполярного транзистора для приращений постоянных составляющих

Как следует из формулы (5.32), ток покоя транзистора $I_{к0}$ равен (полагая $\beta = h_{21э}$)

$$I_{к0} = h_{21э}I_{б0} + (1 + h_{21э})I_{кб0}, \qquad (5.38)$$

то есть ток покоя является функцией трех величин

$$I_{к0} = f(h_{21э}, I_{б0}, I_{кб0}).$$

Все эти величины изменяются при изменении температуры и имеют технологический разброс значений, поэтому ток $I_{к0}$ нестабилен. Из курса математики известно, что если имеется функция нескольких переменных

$$w = f(x, y, \ldots, z),$$

то ее полный дифференциал находится через частные производные

$$dw = \frac{\partial w}{\partial x}dx + \frac{\partial w}{\partial y}dy + \ldots + \frac{\partial w}{\partial z}dz\,. \qquad (5.39)$$

Тогда полный дифференциал постоянной составляющей тока коллектора равен

$$dI_к = \frac{\partial I_к}{\partial I_б}dI_б + \frac{\partial I_к}{\partial h_{21э}}dh_{21э} + \frac{\partial I_к}{\partial I_{кб0}}dI_{кб0}\,. \qquad (5.40)$$

Индекс ноль у $I_{к0}$ и $I_{б0}$ *опущен для упрощения записи.*

Перейдем от бесконечно малых приращений к конечным:

$dI_к \to \Delta I_к$, $dI_б \to \Delta I_б$, $dh_{21э} \to \Delta h_{21э}$, $dI_{кб0} \to \Delta I_{кб0}$.

Из выражения (5.38) найдем частные производные

$$\frac{\partial I_к}{\partial I_б} = h_{21э}\,,\ \frac{\partial I_к}{\partial h_{21э}} = I_{б0} + I_{кб0}\,,\ \frac{\partial I_к}{\partial I_{кб0}} = 1 + h_{21э}$$

и подставим эти величины в формулу (5.40).

В результате получим формулу для расчета приращения постоянной составляющей тока коллектора

$$\Delta I_к = h_{21э}\cdot\Delta I_б + (I_{б0} + I_{кб0})\Delta h_{21э} + (1 + h_{21э})\Delta I_{кб0} = h_{21э}\Delta I_б + (1 + h_{21э})\Delta I_0, \qquad (5.41)$$

где

$$\Delta I_0 \approx \Delta I_{кб0} + \frac{I_{к0}}{h_{21э\,ср}}\cdot\frac{\Delta h_{21э}}{h_{21э\,ср}}\,. \qquad (5.42)$$

Эквивалентный ток ΔI_0 учитывает влияние приращений $\Delta I_{кб0}$ и $\Delta h_{21э}$. Приращение $\Delta h_{21э}$ учитывает как температурные изменения $h_{21э}$, так и технологический разброс относительно среднего значения

$$h_{21э\ ср} = \sqrt{h_{21э\max}\cdot h_{21э\min}}\,,\ \Delta\,h_{21э} = h_{21э\max} - h_{21э\min}.$$

Приращения $\Delta I_{кб0}$ и $\Delta h_{21э}$ можно рассчитать, используя справочные данные, а также эмпирические зависимости.

Рассмотрим переход Б-Э в схеме рис. 5.13,а. Вольт-амперная характеристика открытого перехода имеет вид, приведенный на рис. 5.14.

Из рис. 5.14 видно, что напряжение $u_{б'э}$ является функцией тока эмиттера $i_э$ и температуры T°К:

$$u_{б'э} = f(i_э, T°).$$

Следовательно, приращение напряжения на эмиттерном переходе $\Delta u_{б'э}$ можно представить через частные производные

$$\Delta u_{б'э} = \frac{\partial u_{б'э}}{\partial i_э}\Delta I_э + \frac{\partial u_{б'э}}{\partial T^\circ}\Delta T^\circ = r_э\cdot\Delta I_э + \Delta U_0, \quad (5.43)$$

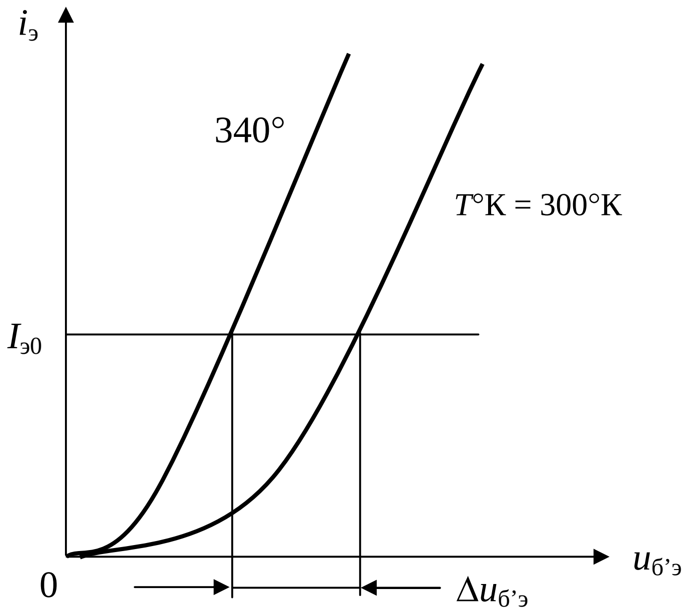


Рисунок 5.14 – Смещение вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода при увеличении температуры

где $\frac{\partial u_{б'э}}{\partial i_э} = r_э$ – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода, которое можно рассчитать по формуле (5.35) или (5.36);

$\Delta U_0 = \frac{\partial u_{б'э}}{\partial T^\circ}\Delta T^\circ$ – смещение вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода при изменении температуры окружающей среды. Напряжение на эмиттерном переходе имеет технологический разброс, который также можно учесть в значении ΔU_0. В результате получим формулу для расчета смещения вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода

$$\Delta U_0 \approx -(0{,}06 + 0{,}002\cdot\Delta T°), \quad (5.44)$$

в котором первое слагаемое в скобках учитывает возможный технологический разброс по напряжению (при неизменном токе эмиттера), а второе слагаемое учитывает температурные изменения напряжения, где

$$\Delta T° = T^\circ_{C\max} - T^\circ_{C\min}, \quad (5.45)$$

$T^\circ_{C\max}$ и $T^\circ_{C\min}$ – максимальная и минимальная температура окружающей среды соответственно.

Найденные параметры позволяют составить модель биполярного транзистора для приращений постоянных составляющих, которая приведена на рис. 5.15, где

$$\Delta I_к = h_{21э}\Delta I_б + (1 + h_{21э})\Delta I_0. \quad (5.41)$$

Приведенное расположение стрелок соответствует увеличению температуры, уменьшению температуры направление стрелок необходимо изменить на обратное.

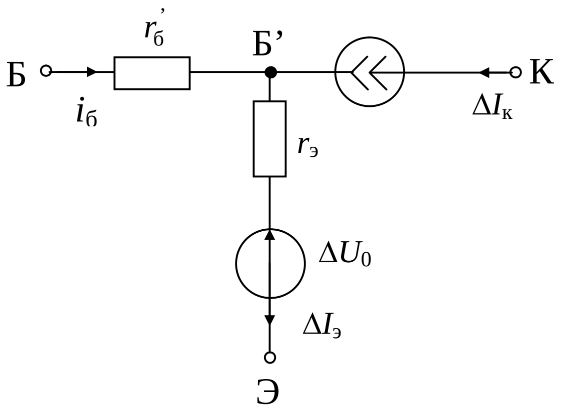


Рисунок 5.15 – Модель биполярного транзистора *n-p-n* типа для приращений постоянных составляющих

Таким образом, четыре параметра определяют нестабильность тока коллектора:

1) смещение вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода ΔU_0;
2) изменение обратного тока коллекторного перехода $\Delta I_{кб0}$;
3) изменение коэффициента усиления транзистора $\Delta h_{21э}$;
4) изменение тока базы $\Delta I_б$.

При увеличении температуры окружающей среды увеличивается обратный ток коллекторного перехода $I_{кб0}$, увеличивается коэффициент усиления $h_{21э}$, смещается вольт-амперная характеристика эмиттерного перехода. Все эти изменения приводят к увеличению приращения тока коллектора $\Delta I_к$, в результате ток покоя $I_{к0}$ увеличивается, нарушается режим работы усилителя, точка покоя O смещается.

Схемы стабилизации режима каскадов на биполярных транзисторах

Для стабилизации режима транзистора используется *отрицательная обратная связь* (ООО) *по постоянному току* (для приращений постоянных составляющих). Общим для схем стабилизации с отрицательной обратной связью является то, что в усилительном каскаде создается специальная цепь ООС по постоянному току. Благодаря этой цепи с *ростом* (или уменьшением) тока $I_{к0}$ смещение на транзисторе *уменьшается* (или увеличивается), что в значительной степени компенсирует изменение тока $I_{к0}$, т.е. *стабилизирует* ток $I_{к0}$. Как следует из формулы (5.15), стабилизация тока $I_{к0}$ приводит к стабилизации напряжения $U_{кэ0}$, то есть к стабилизации точки покоя O на выходных ВАХ.

В зависимости от того, в какую цепь включен элемент ООС по постоянному току, различают следующие схемы стабилизации: коллекторную (рис. 5.16,а), эмиттерную (5.16,б), комбинированную (рис. 5.16,в). *Все схемы стабилизации рис. 5.16 приведены при включении транзистора по схеме с общим эмиттером. Эти же схемы стабилизации можно применять и при включении транзистора по схемам с общим коллектором и общей базой.*

В схеме коллекторной стабилизации (рис. 5.16,а) резистор $R_к$ выполняет две функции: задает режим транзистора и является элементом стабилизации режима. Уравнение для цепи протекания тока $I_{б0}$ в этой схеме можно записать как

$$E_п = R_к(I_{б0} + I_{к0}) + R_б I_{б0} + U_{бэ0}. \quad (5.44)$$

Решая уравнение (5.44) относительно $I_{б0}$, получим

$$I_{б0} = \frac{E_п - U_{бэ0} - I_{к0}R_к}{R_б + R_к}. \quad (5.45)$$

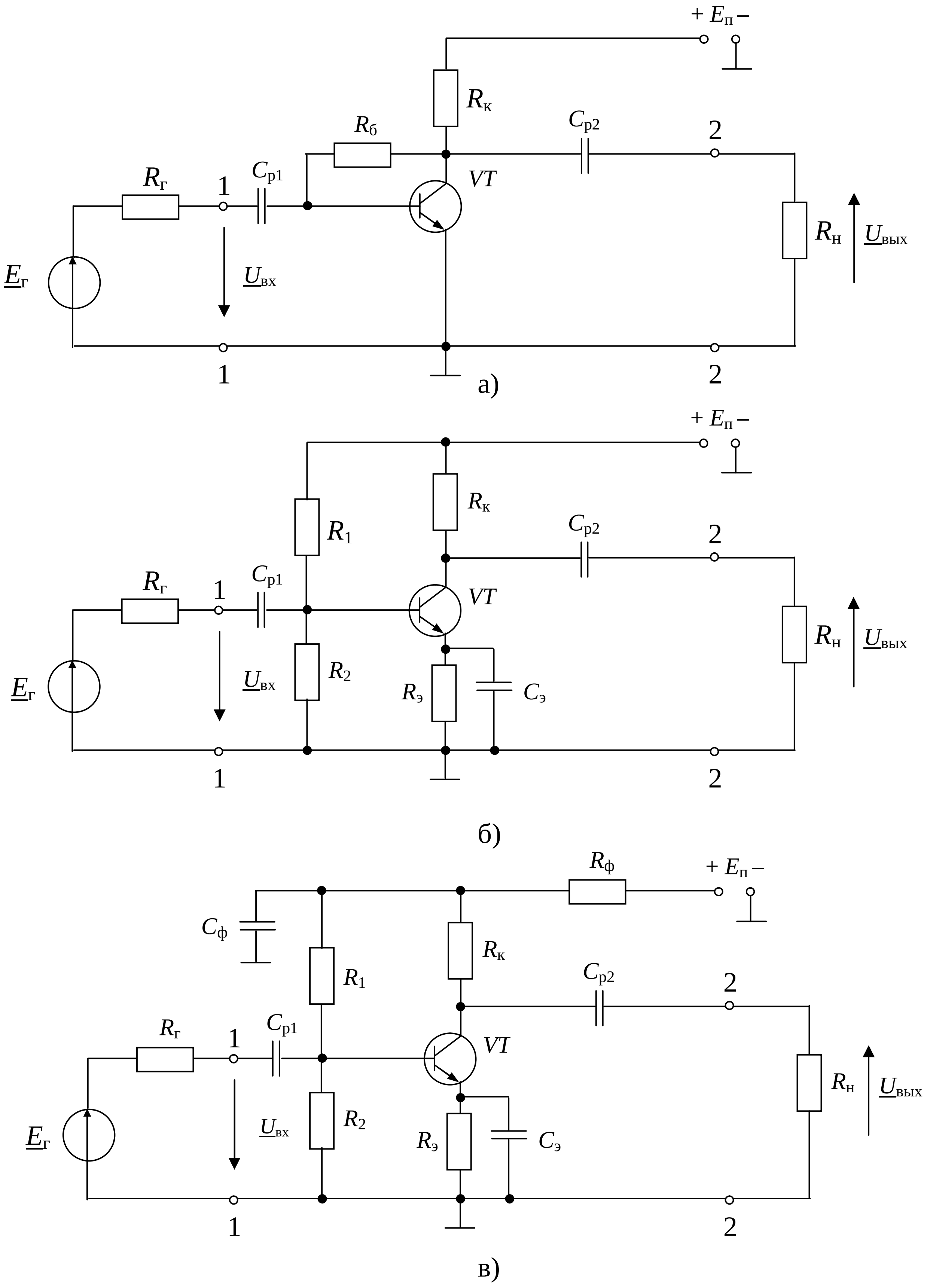


Рисунок 5.16 – Схемы стабилизации: а) коллекторная; б) эмиттерная; в) комбинированная

Из формулы (5.45) следует, что если, например, $I_{к0}$ стремится увеличиться, то падение напряжения на резисторе $R_к$ возрастает: $I_{к0}{\cdot}R_к$. При этом, если напряжение $E_п$ = const, ток базы $I_{б0}$ уменьшается, что препятствует возрастанию тока $I_{к0}$.

Схема коллекторной стабилизации проста и экономична, но имеет ограниченное применение из-за ряда недостатков. Согласно выражению (5.45) эффективность схемы коллекторной стабилизации тем выше, чем больше сопротивление $R_к$. Но поскольку для цепи коллекторного тока уравнение имеет вид

$$E_п = R_к(I_{б0} + I_{к0}) + U_{кэ0},$$

а режим работы задан – точка покоя O с координатами т. $O(I_{к0},\ U_{кэ0})$, то при увеличении сопротивления $R_к$ увеличивается требуемое напряжение источника питания $E_п$.

На резисторе $R_к$ возникает также нежелательная отрицательная обратная связь и по сигналу: параллельная по напряжению. Эта отрицательная обратная связь уменьшает усиление, уменьшает входное и увеличивает выходное сопротивления каскада.

Более высокую стабильность точки покоя обеспечивает *схема эмиттерной стабилизации* (рис. 5.16,б), наиболее широко используемая на практике. В схеме эмиттерной стабилизации (рис. 5,16,б) элементом стабилизации режима является резистор $R_э$. На этом резисторе возникает также отрицательная обратная связь и по сигналу (последовательная по току). Для устранения ООС по сигналу резистор $R_э$ шунтируется конденсатором $C_э$ большой емкости. Напряжение смещения $U_{бэ0}$ образуется за счет базового делителя, образованного резисторами R_1 и R_2, и напряжения на резисторе $R_э$. Напряжение смещения равно

$$U_{бэ0} = I_д R_2 - (I_{к0} + I_{б0})\, R_э. \tag{5.46}$$

Ток делителя выбирают во много раз больше тока базы ($I_д >> I_{б0}$), при этом ток делителя будет равен

$$I_д = \frac{E_п}{R_1 + R_2}$$

и напряжение на резисторе R_2: $U_{R_2} = I_д R_2$, практически не зависит от тока $I_{б0}$. Так как $I_{к0} >> I_{б0}$, то уравнение (5.46) можно записать в следующем виде

$$U_{бэ0} = E_п{\cdot}\frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_{к0}R_э. \tag{5.47}$$

Из формулы (5.47) следует, что если $I_{к0}$ стремится увеличиться, то падение напряжения на резисторе $R_э$ возрастает. При постоянном напряжении $E_п$ напряжение $U_{бэ0}$ уменьшается, уменьшается ток $I_{б0}$, что препятствует возрастанию тока $I_{к0}$.

Если в одном усилительном каскаде применить и коллекторную, и эмиттерную стабилизации одновременно, то получим *схему комбинированной стабилизации* (рис. 5.16,в). В схеме комбинированной стабилизации (рис. 5.16,в) резистор $R_э$ – элемент эмиттерной стабилизации, резистор $R_ф$ – элемент коллекторной стабилизации. Конденсаторы $C_э$ и $C_ф$ большой емкости устраняют отрицательную обратную связь по сигналу. Цепочка $R_ф C_ф$ образует фильтр нижних частот, который кроме стабилизации режима может выполнять еще несколько функций: развязывать каскады по цепи питания, чтобы устранить самовозбуждение усилителя из-за обратной связи через общую цепь питания; сглаживать пульсации питающего напряжения; выполнять роль резистора, гасящего часть питающего напряжения.

Составим уравнение для пути протекания тока делителя

$$E_п = (I_{к0} + I_д + I_{б0})R_ф + (I_д + I_{б0})R_1 + I_д R_2. \quad (5.48)$$

Полагая, $I_д >> I_{б0}$, найдем ток делителя

$$I_д \approx \frac{E_п - I_{к0}R_ф}{R_1 + R_2 + R_ф}, \quad (5.49)$$

Напряжение смещения определим по формуле (5.46).

Таким образом, если ток коллектора стремится увеличиться, то напряжение смещения $U_{бэ0}$ уменьшается по двум причинам: уменьшается ток делителя $I_д$ (формула 5.49) и увеличивается падение напряжения на резисторе $R_э$ (формула 5.46), Уменьшение напряжения $U_{бэ0}$ препятствует увеличению тока $I_{к0}$. Стабильность этой схемы получается более высокой, чем коллекторной и эмиттерной. Комбинированная схема стабилизации автоматически получается при наличии в схеме усилительного каскада развязывающего или сглаживающего фильтра.

Наиболее эффективными являются схемы эмиттерной и комбинированной стабилизаций. Если в схемах рис 5.16 используются *p-n-p* транзисторы, необходимо изменить полярность источника питания $E_п$ на противоположную.

Анализ схем стабилизации

Нестабильность тока $I_{к0}$ является важным техническим показателем работы усилителя.

В качестве примера приведем анализ схемы эмиттерной стабилизации (рис. 5.16,б), используя модель биполярного транзистора для приращений постоянных составляющих (рис. 5.15). Для упрощения анализа в схеме рис. 5.16,б источник питания $E_п$ будем полагать идеальным, то есть $E_п$ = const, а внутреннее сопротивление источника питания равным нулю ($r_п = 0$). Разделительные конденсаторы $C_{р1}$ и $C_{р2}$ не пропускают постоянные составляющие. В этом случае для приращений постоянных составляющих получим эквивалентную схему каскада, которая приведена на рис. 5.17.

В этой схеме, согласно выражению (5.41), приращение тока коллектора равно

$$\Delta I_к = h_{21э}\Delta I_б + (1 + h_{21э})\Delta I_0,$$

сопротивление базового делителя

$$R_{бд} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

так как при идеальном источнике питания ($r_п = 0$), резисторы R_1 и R_2 для приращений оказываются включенными параллельно.

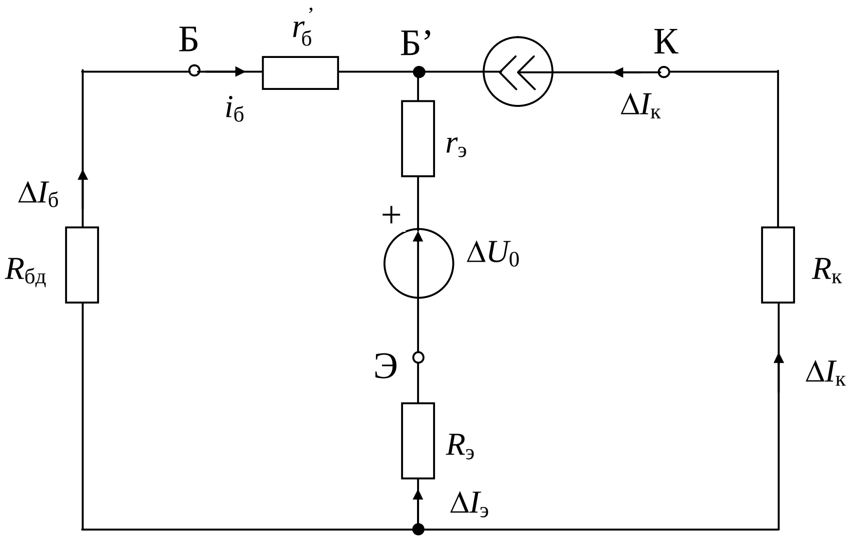


Рисунок 5.17 – Эквивалентная схема для приращений постоянных составляющих каскада с эмиттерной стабилизацией

Стабильность транзисторных схем принято оценивать коэффициентом нестабильности S, равным

$$S = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_0}, \tag{5.50}$$

где ΔI_0 – нестабильность тока коллектора в схеме с идеальной стабилизацией (S = 1), ΔI_0 – неуправляемый ток (формула 5.42). Следовательно, чем S меньше (ближе к единице), тем схема стабильнее.

Согласно формуле (5.42) значение тока ΔI_0 определяется параметрами транзистора, заданным значением $I_{к0}$ и является известным. Таким образом, для расчета коэффициента нестабильности S, необходимо найти приращение тока $\Delta I_к$. Согласно формуле (5.41), для определения $\Delta I_к$ необходимо определить приращение тока базы $\Delta I_б$, которое найдем из входного контура эквивалентной схемы рис. 5.17. Для этого составим уравнение для цепи протекания $\Delta I_б$:

$$\Delta I_б(R_{бд} + r_б') + \Delta I_э(r_э + R_э) + \Delta U_0 = 0, \tag{5.51}$$

$$\Delta I_э = \Delta I_б + \Delta\, I_к.$$

Учтем неравенства: $R_{бд} >> r_б'$, $R_э >> r_э$, тогда

$$\Delta I_б = -\frac{\Delta I_к R_э + \Delta U_0}{R_э + R_{бд}}. \tag{5.52}$$

Подставим выражение (5.52) в формулу (5.41) и после преобразований найдем приращение тока коллектора $\Delta I_к$

$$\Delta I_к = \frac{(1 + h_{21э})(R_э + R_{бд})\Delta I_0 - h_{21э}\Delta U_0}{R_{бд} + (1 + h_{21э})R_э}. \tag{5.53}$$

В схеме рис. 5.17 сопротивление $R_к$ не оказывает влияния на приращение $\Delta I_к$, так как включено последовательно с идеальным генератором тока.

Определим коэффициент нестабильности схемы эмиттерной стабилизации

$$S = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_0} = \frac{(1 + h_{21э})(R_э + R_{бд}) - h_{21э}\dfrac{\Delta U_0}{\Delta I_0}}{R_{бд} + (1 + h_{21э})R_э}. \qquad (5.54)$$

Согласно формуле (5.44) ΔU_0 имеет отрицательный знак, поэтому введем вспомогательный параметр

$$R_0 = -\frac{\Delta U_0}{\Delta I_0}$$

и поделим числитель и знаменатель на величину $R_{бд}(1 + h_{21э})$. В результате получим выражение более удобное для анализа

$$S = \frac{1 + \dfrac{R_{бд}}{R_э} + h_{21б}\dfrac{R_0}{R_{бд}}}{1 - h_{21б} + \dfrac{R_э}{R_{бд}}}. \qquad (5.55)$$

Рассмотрим два случая (полагая $R_0 << R_{бд}$):

1) $R_{бд} >> R_э$, $S \approx \dfrac{1}{1 - h_{21б}} = 1 + h_{21э}$, максимальная нестабильность;

2) $R_э >> R_{бд}$, $S \to 1$, минимальная нестабильность.

Как следует из формулы (5.55), при увеличении сопротивления $R_э$ и уменьшении сопротивления базового делителя $R_{бд}$ значение S уменьшается, стабильность схемы становится лучше.

Увеличение сопротивления $R_э$ требует увеличения питающего напряжения $E_п$, а уменьшение сопротивления базового делителя $R_{бд}$ приводит к уменьшению входного сопротивления усилителя, увеличению тока делителя $I_д$, уменьшению КПД. Поэтому обычно при проектировании задают значение S = 3…5.

Существенным достоинством схемы эмиттерной стабилизации (рис. 5.16,б) является то, что в ней можно получить требуемое значение коэффициента нестабильности S путем изменения сопротивления базового делителя $R_{бд}$, при этом режим работы ($I_{к0}$, $U_{бэ0}$) при нормальной температуре остается неизменным. Поэтому в профессиональной аппаратуре преимущественно используется эта схема стабилизации.

Следует отметить, что анализ схемы справедлив при любом способе включения транзистора по сигналу: с общим эмиттером, с общей базой и с общим коллектором, так как при выводе формулы (5.55) нас не интересовало, какой из электродов транзистора является общим для переменного тока.

Аналогично можно выполнить анализ коллекторной (рис. 5.16,а) и комбинированной (рис. 5.16,в) схем стабилизации. В схеме коллекторной стабилизации значение S зависит от выбора отношения $R_к/R_б$, обычно для этой схемы S = 5…10. Недостатком этой схемы является также трудность одновременного обеспечения требуемой стабильности и требуемого режима: $I_{к0}$, $U_{кэ0}$.

Схемы каскадов на биполярных транзисторах с температурной компенсацией

Схемы с отрицательной обратной связью для приращений постоянных составляющих (по постоянному току) в лучшем случае обеспечивают коэффициент нестабильности $S = 1$, то есть нестабильность тока коллектора $\Delta I_{к0} = I_0$. Для уменьшения значения $\Delta I_{к0}$ применяют схемы с *температурной компенсацией* (с термокомпенсацией). В схемах с термокомпенсацией в цепях смещения используют термокомпенсирующие элементы, например, прямосмещенный полупроводниковый диод *VD* (рис. 5.18).

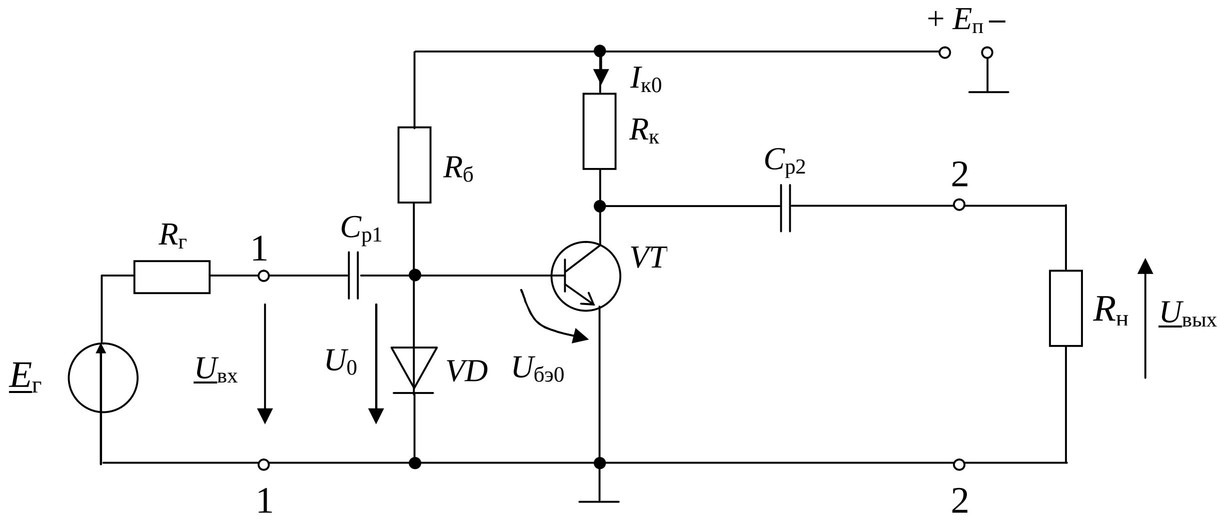


Рисунок 5.18 – Усилительный каскад с температурной компенсацией

Повышение температуры вызывает уменьшение сопротивления диода и прямого напряжения на диоде U_0. Так как $U_{бэ0} = U_0$, напряжение смещения на транзисторе *VT* также уменьшается.

При этом возрастание тока коллектора $I_{к0}$ будет компенсироваться, то есть ток коллектора будет стабилизироваться. Диодная стабилизация (термокомпенсация) применяется в выходных двухтактных каскадах при работе транзисторов в режиме *B*. В таких схемах средняя составляющая тока коллектора $I_{к\ ср}$ зависит от амплитуды входного сигнала, поэтому отрицательная обратная связь для приращений постоянных составляющих будет реагировать не только на изменение небольшого тока $I_{к0}$ (в точке покоя), а также на изменение амплитуды сигнала, что недопустимо. Поэтому отрицательную обратную связь для стабилизации режима *B* не используют.

Преимущество схем термокомпенсации состоит в том, что можно получить полную температурную компенсацию изменения положения точки покоя (тока $I_{к0}$). Но на дискретных элементах получить полную компенсацию невозможно из-за технологического разброса параметров диода и транзистора. Аналогичные схемы широко используются для стабилизации режимов в интегральных микросхемах.

5.4.3. Цепи питания каскадов на полевых транзисторах

Полевым называется транзистор, управляемый электрическим полем, то есть практически без затрат мощности управляющего сигнала. Работа полевого транзистора (ПТ) обусловлена носителями одной полярности, поэтому их называют также *униполярными*. Различают шесть основных типов полевых транзисторов, их условные обозначения и вид сквозных вольт-амперных характеристик приведены в табл. 5.2.

В полевых транзисторах ток стока управляется напряжением затвор-исток $U_{зи}$, при этом ток затвора очень мал (практически равен нулю, $I_з \approx 0$), поэтому входное сопротивление полевого транзистора очень велико (полагаем равным бесконечности). У полевых транзисторов с изолированным затвором затвор отделен от канала сток-исток тонким слоем диэлектрика. Поэтому их называют МДП-транзисторами: металл-диэлектрик-полупроводник, или МОП-транзисторами: металл-окисел-полупроводник, так как затвор отделен от канала диэлектриком – слоем окисла SiO_2. В МДП-транзисторах делают четвертый вывод от *подложки*. Если необходимы два управляющих электрода, используют двухзатворные МДП-транзисторы (МДП-тетроды), имеющие два равноценных затвора.

В табл. 5.2 обозначены электроды полевого транзистора: И – исток, С – сток, З – затвор, П – подложка. Выходные статические вольт-амперные характеристики полевых транзисторов однотипны с выходными характеристиками ПТ с управляющим *p*-*n*-переходом и каналом *n*-типа, представленными на рис. 5.19.

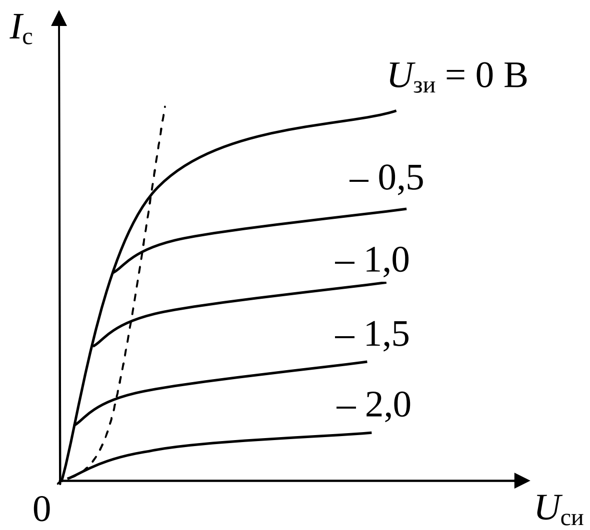


Рисунок 5.19 – Выходные вольт-амперные характеристики полевого транзистора с управляющим *p*-*n*-переходом

Типовая схема питания усилителя на полевом транзисторе с управляющим *p*-*n*-переходом и *n*-каналом при включении с общим истоком (ОИ) приведена на рис. 5.20,а.

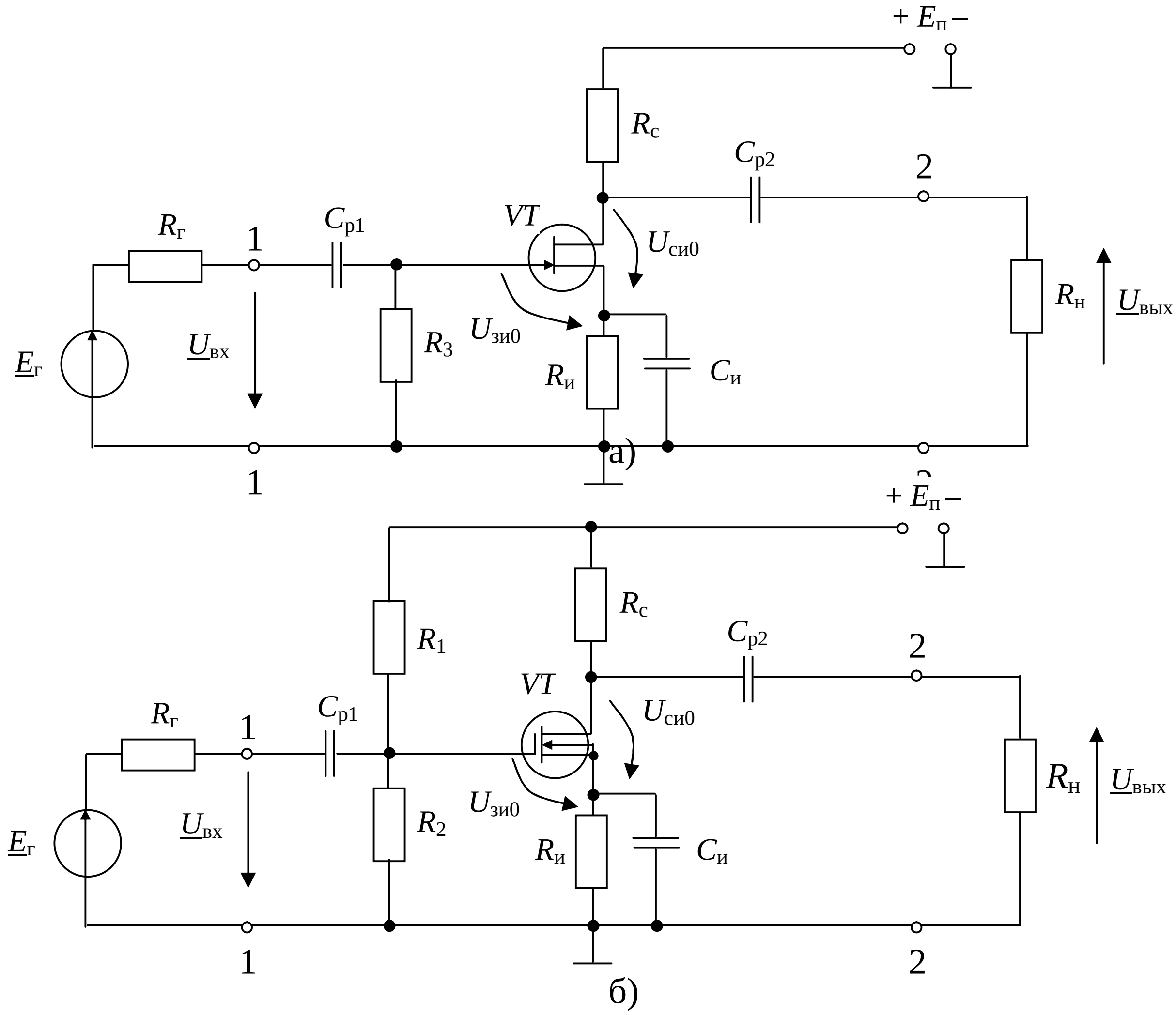


Рисунок 5.20 – Схемы питания усилителей на полевых транзисторах: а – при отрицательном смещении на затворе; б – при положительном смещении на затворе

Как следует из сквозной ВАХ ПТ, приведенной в табл. 5.2, 1, для выбора точки покоя при *n*-канале на затвор транзистора необходимо подать отрицательное напряжение смещения. Резистор $R_З$ соединяет затвор с общим проводом, а так как ток в цепи затвора отсутствует ($I_з = 0$), затвор и корпус эквипотенциальны, поэтому потенциал затвора равен потенциалу общего провода. Потенциал истока относительно общего провода положителен, следовательно, напряжение смещения затвор-исток $U_{зи0}$ отрицательно и равно по модулю

$$|U_{зи0}| = I_{и0} \cdot R_и, \qquad (5.56)$$

где $I_{и0}$ – ток стока в точке покоя *O*.

Таким образом, на резисторе $R_и$ образуется напряжение смещения, которое пропорционально току истока $I_{и0}$. Такое смещение называется *автоматическим*, оно позволяет стабилизировать режим транзистора, так как на резисторе $R_и$ существует отрицательная обратная связь по постоянному току. Напряжение питания на сток подается через резистор $R_с$, напряжение сток-исток в точке покоя *O* равно

$$U_{си0} = E_п - I_{с0} \cdot R_с - I_{с0} \cdot R_и. \qquad (5.57)$$

Для ПТ с изолированным затвором и встроенным *n*-каналом в режиме обеднения используется схема, аналогичная схеме рис. 5.20,а, в режиме обогащения – схема рис. 5.20,б. Для ПТ с индуцированным каналом используется схема, аналогичная схеме рис. 5.20,б.

Для ПТ всех типов с *p*-каналом в схеме рис. 5.20 необходимо изменить полярность источника питания $E_п$ на противоположную.

5.4.4. Цепи питания каскадов на электронных лампах

В усилителях на электронных лампах необходимо обеспечить цепи питания накала, анода, смещения и дополнительных сеток. Схема питания триода при схеме включения с общим катодом (ОКат) приведена на рис. 5.21,а, пентода – на рис. 5.21,б.

На управляющую сетку относительно катода подается отрицательное смещение, которое образуется на резисторе $R_к$

$$|U_{скат0}| = I_{кат0} \cdot R_{кат}, \qquad (5.58)$$

где $I_{кат0} \approx I_{а0}$ – ток анода в точке покоя *O*.

Такое смещение называется автоматическим, оно стабилизирует режим работы лампы.

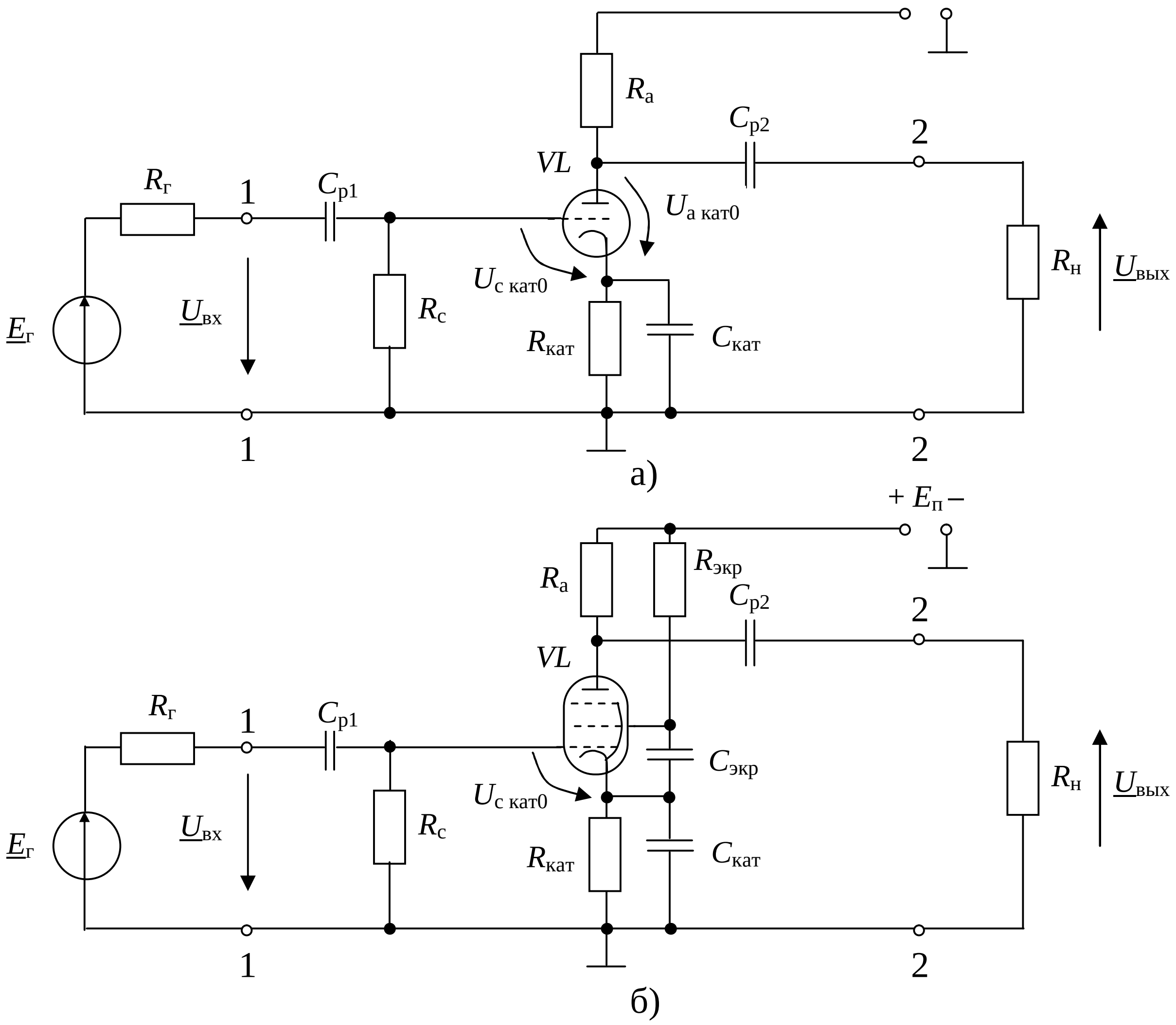


Рисунок 5.21 – Схемы питания усилителей на электронных лампах: а – на триоде; б – на пентоде

Резистор $R_с$ (сопротивление утечки) обеспечивает подачу смещения на управляющую сетку лампы и стекание зарядов, возникающих из-за попадания на сетку электронов и ионов. Напряжение питания на экранирующую сетку подается от источника питания $E_п$ через гасящий резистор $R_{экр}$

$$U_{экр\ к0} = E_п - |U_{с\ кат0}| - I_{экр0} \cdot R_{экр}, \quad (5.59)$$

где $U_{экр\ к0}$ – напряжение экран-катод, $I_{экр0}$ – ток экранирующей сетки в точке покоя O. Для устранения ООС по сигналу, резисторы $R_к$ и $R_{экр}$ шунтированы конденсаторами $C_{кат}$ и $C_{экр}$. Напряжение питания на анод подается через резистор $R_а$, напряжение анод-катод в точке покоя O равно

$$U_{а\ кат0} = E_п - I_{а0} \cdot R_а - (I_{а0} + I_{экр})R_{кат}. \quad (5.60)$$

5.5. Цепи питания интегральных микросхем

Технология изготовления интегральных микросхем обусловила использование в них непосредственной связи между каскадами. Такие усилители работают в диапазоне частот $f_н = 0$ до некоторой частоты $f_в$, то есть они могут усиливать также постоянные и медленно меняющиеся токи и напряжения. Их называют усилителями постоянного тока (УПТ). Амплитудно-частотная характеристика таких усилителей приведена на рис. 5.22.

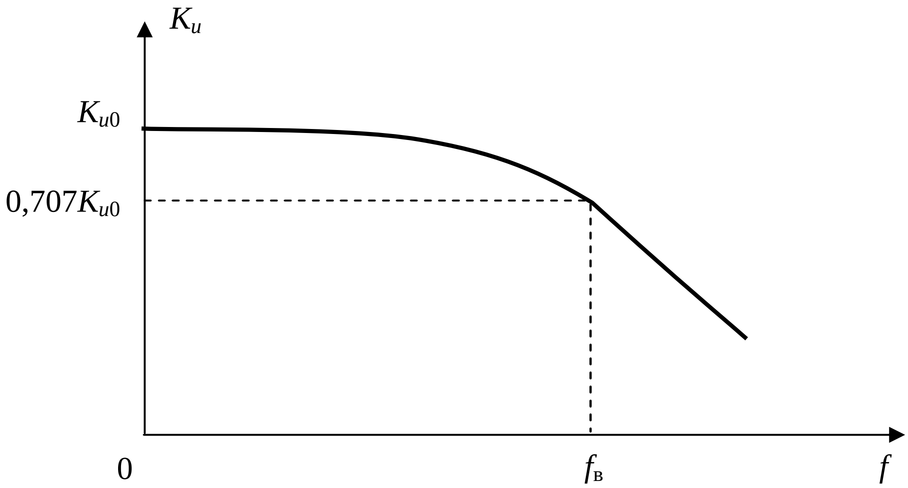


Рисунок 5.22 – Амплитудно-частотная характеристика усилителя постоянного тока

В качестве примера рассмотрим двухкаскадный усилитель с непосредственной межкаскадной связью, схема которого приведена на рис. 5.23. Каскады с непосредственной связью также широко используются в усилителях на дискретных элементах. Отсутствие разделительных и блокировочных конденсаторов позволяет уменьшить частотные искажения в области нижних частот, а также уменьшить массу и габариты усилителя.

Так как выход одного усилительного элемента $VT1$ непосредственно связан со входом последующего $VT2$, то их режимы работы по постоянному току взаимосвязаны. Как видно из рис. 5.23, высокое выходное постоянное напряжение предыдущего каскада непосредственно подается на базу последующего, а нестабильность режимов последующих каскадов (второго каскада в схеме рис. 5.23) будет определяться не только собственной нестабильностью, а и нестабильностью режима предыдущего каскада (то есть первого каскада в схеме рис. 5.23). С увеличением числа каскадов нестабильность коллекторного тока выходного каскада может существенно возрасти, что может вызвать нарушение его режима работы и ухудшение параметров и характеристик всего усилителя.

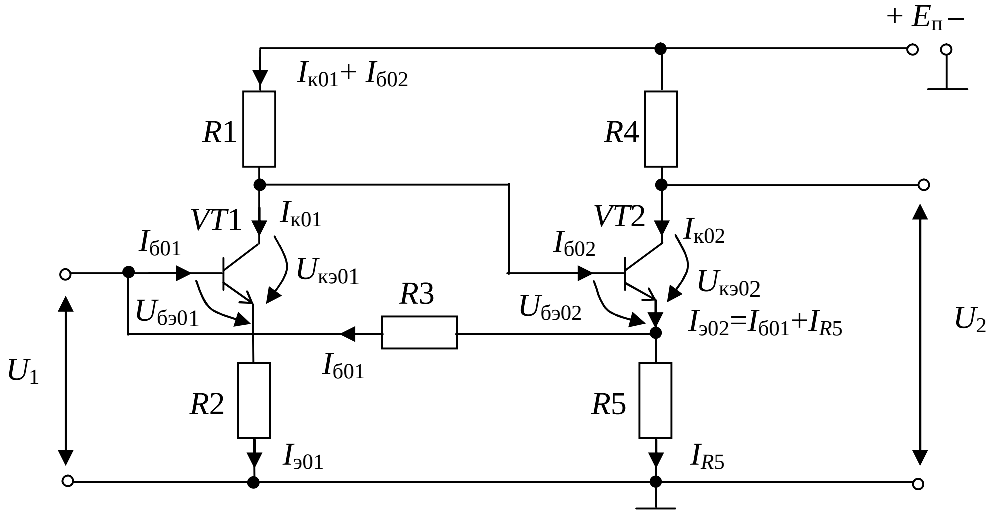


Рисунок 5.23 – Двухкаскадный усилитель с непосредственной межкаскадной связью

Для повышения стабильности в усилителях с непосредственной межкаскадной связью вводят дополнительные цепи отрицательной обратной связи по постоянному току: местные ООС – резисторы R_2 и R_5, а также общая ООС по постоянному току через резистор R_3, охватывающая два каскада. На этих же элементах существуют три петли отрицательной обратной связи по сигналу. Резистор R_3 обеспечивает также необходимое смещение транзистора *VT*1. На схеме рис. 5.23 показаны цепи протекания постоянных токов и указаны постоянные напряжения на транзисторах. Для этих цепей составим уравнения:

$$U_{кэ01} + U_{R2} = U_{бэ02} + U_{R5}, \qquad (5.61)$$

$$U_{R5} = U_{R3} + U_{бэ01} + U_{R2}, \qquad (5.62)$$

$$E_п = U_{R1} + U_{кэ01} + U_{R2}, \qquad (5.63)$$

$$E_п = U_{R4} + U_{кэ02} + U_{R5}, \qquad (5.64)$$

где $U_{R2} = I_{э01} \cdot R_2$,

$U_{R3} = I_{б01} \cdot R_3$,

$U_{R1} = (I_{к01} + I_{б02}) \cdot R_1$,

$U_{R4} = I_{к02} \cdot R_4$,

$U_{R5} = (I_{к02} + I_{б02} - I_{б01}) \cdot R_5$.

Эти уравнения показывают взаимосвязь режимов транзисторов *VT*1 и *VT*2, а также позволяют пояснить стабилизацию этих режимов. Для расчета нестабильности режимов транзисторов *VT*1 и *VT*2 можно составить общую эквивалентную схему для приращений постоянных составляющих всего усилителя, используя модель биполярного транзистора, рис. 5.15.

В общем случае задача расчета режимов усилительных элементов и нестабильности этих режимов в многокаскадных усилителях с непосредственной межкаскадной связью является сложной, так как необходимо решать системы уравнений высокого порядка. При этом необходимо предусмотреть выполнение условий реализации данной схемы: по мощностям, напряжениям и токам. Поэтому эти расчеты обычно выполняют с использованием компьютерных программ.

В многокаскадных усилителях с непосредственной связью на базу транзистора каждого последующего каскада поступает постоянная составляющая напряжения с коллектора транзистора предыдущего каскада (уравнение 5.61). Для выравнивания потенциалов и получения необходимого напряжения смещения $U_{бэ02}$ в схеме рис. 5.23 необходимо увеличить напряжение U_{R5}, выбрав $U_{R5} > U_{R2}$, это в свою очередь требует увеличения напряжения источника питания $E_п$.

Для выравнивания потенциалов между каскадами применяют *схемы сдвига уровня*. Самая простая схема получается, если использовать в разных каскадах транзисторы разного типа проводимости. Примеры таких двухкаскадных усилителей приведены на рис. 5.24, которые могут также использоваться и на дискретных элементах.

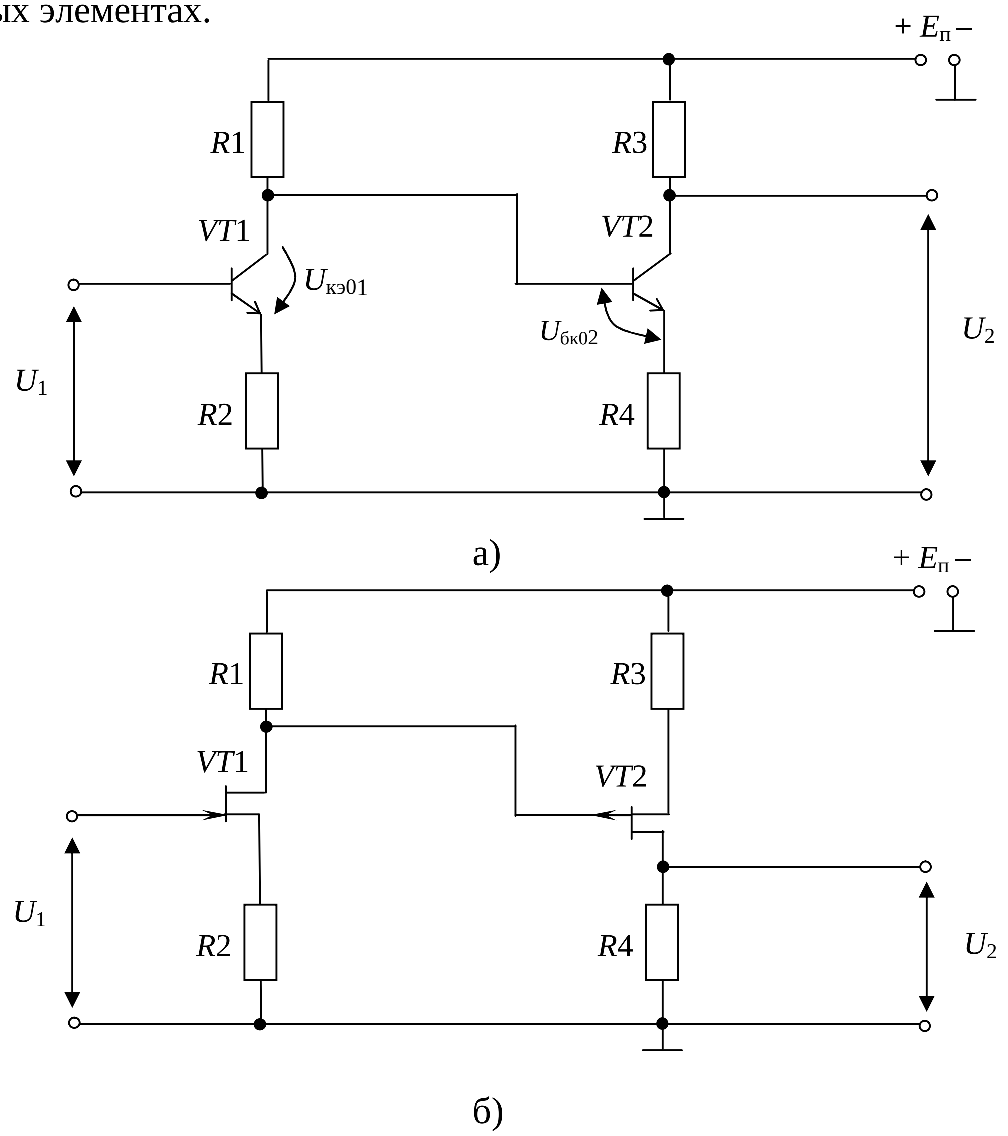


Рисунок 5.24 – Двухкаскадные усилители с непосредственной межкаскадной связью на транзисторах разного типа проводимости: а – на биполярных транзисторах; б – на полевых транзисторах

В интегральных микросхемах (ИМС) важное значение приобретает стабилизация уровней токов и напряжений, определяющих режим работы транзисторов по постоянному току. Это обусловлено тем, что всякое произвольное изменение режима работы транзистора воспринимается на выходе ИМС как полезный сигнал. По этой причине в ИМС используют стабилизаторы напряжения и тока, выполненные на транзисторах.

На рис. 5.25 приведены схемы стабилизаторов напряжения, выполненные на биполярных транзисторах. Предпочтение отдается транзисторам *n-p-n* типа, так как биполярные транзисторы *p-n-p* типа с удовлетворительными параметрами в составе микросхем реализовать трудно.

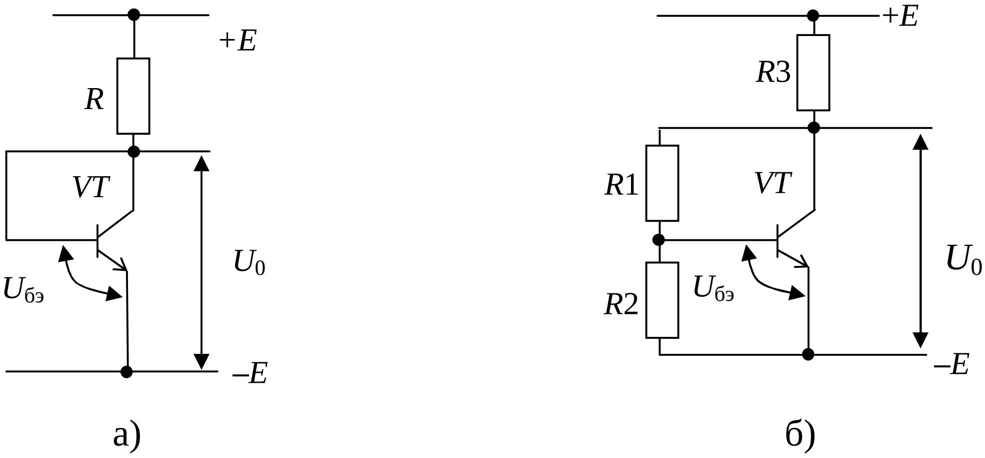


Рисунок 5.25 – Схемы стабилизации напряжения: а – с диодной стабилизацией; б – с диодной стабилизацией и отрицательной обратной связью

На рис. 5.25,а приведена схема стабилизатора напряжения, в котором в качестве стабилизирующего диода используется биполярный транзистор в диодном включении (база соединена с коллектором). В этой схеме напряжение $U_0 = U_{бэ}$. Схема имеет отрицательный температурный коэффициент $\Delta U_0/T^\circ$ = –2 мВ/°С. Можно последовательно соединять n транзисторов в диодном включении, при этом $U_0 = nU_{бэ}$.

Для получения произвольного значения напряжения U_0 можно использовать в схеме параллельную отрицательную обратную связь (рис. 5.25,б), при которой

$$U_0 = U_{бэ}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

и отрицательный температурный коэффициент

$$\frac{\Delta U_0}{T^\circ} = \frac{\Delta U_{бэ}}{T^\circ}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right).$$

Следовательно, изменяя отношение сопротивлений $\frac{R_1}{R_2}$, можно изменять U_0 и $\frac{\Delta U_0}{T^\circ}$. Применяя схемы рис. 5.25, можно обеспечить температурную компенсацию в ИМС, как показано на рис. 5.18.

Для стабилизации тока в ИМС используют специальные схемы, которые называют *генераторами стабильного тока* (ГСТ). Схемы генераторов стабильного тока представлены на рис. 5.26.

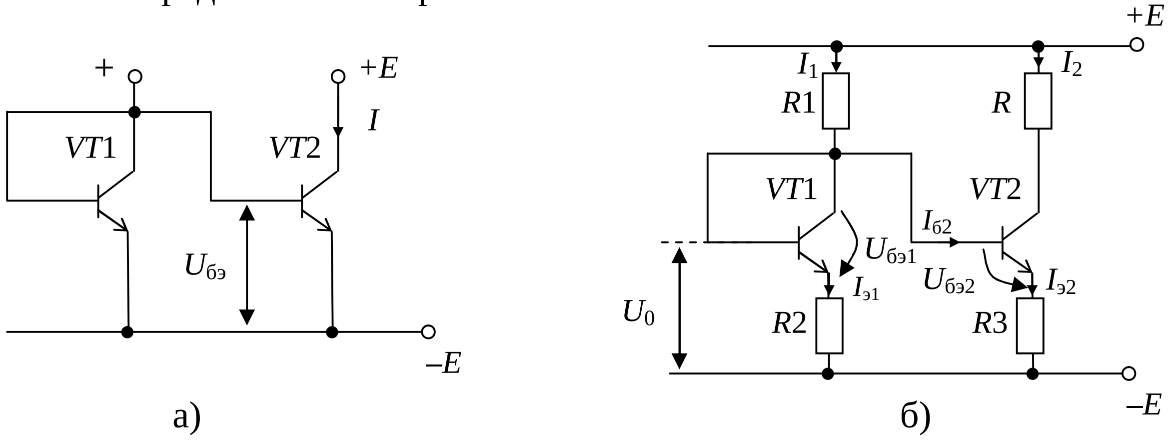
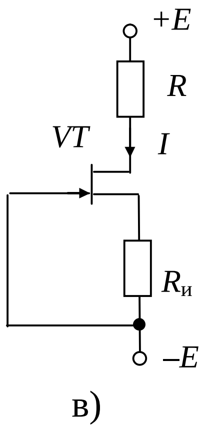


Рисунок 5.26 – Схемы генераторов стабильного тока: а – на биполярных транзисторах; б – отражатель тока; в – на полевом транзисторе



Простейшая схема ГСТ на биполярных транзисторах (рис. 5.26,а) состоит из двух идентичных транзисторов *VT*1 и *VT*2 с непосредственной связью. При этом транзистор *VT*1 имеет диодное включение и аналогичен диоду *VD*, а транзистор *VT*2 – транзистору *VT* в схеме каскада с температурной компенсацией рис. 5.18. Температурная стабилизация осуществляется так же, как и в схеме рис. 5.18.

На рис. 5.26,б приведена схема ГСТ, в литературе она названа *отражателем тока* (токовым зеркалом). Рассмотрим принцип работы этой схемы. Из рис. 5.26,б следует, что

$$U_0 = U_{бэ1} + I_{э1}\cdot R_2 = U_{бэ2} + I_{э2}\cdot R_3. \qquad (5.65)$$

Если пренебречь для простоты малым током $I_{б2}$, то $I_{э1} = I_1$, $I_{э2} = I_2$. Тогда из уравнения (5.65) получим

$$I_2 = I_1 \frac{R_2}{R_3}. \qquad (5.66)$$

Если выполнить сопротивления R_2 и R_3 равными ($R_2 = R_3$), а транзисторы *VT*1 и *VT*2 идентичными (что легко реализовать в ИМС), то из формулы (5.66) следует $I_2 = I_1$. Таким образом, в схеме рис. 5.26,б выходной ток I_2 в нагрузке *R* *повторяет* или *отражает* входной ток I_1, что и определяет название этой схемы.

На рис. 5.26,в приведена схема ГСТ, выполненная на полевом транзисторе с управляющим *p*-*n*-переходом и *n*-каналом. В схеме использовано автоматическое смещение, равное падению напряжения на резисторе $R_и$: $|U_{зи}| = IR_и$. Если по какой-либо причине ток стока увеличивается, напряжение $U_{зи}$ увеличивается (становится более отрицательным) и ток стока уменьшается. Таким образом ток *I* стабилизируется.

Генератор стабильного тока, выполненный по схеме рис. 5.26,б, по своим параметрам близок к идеальному генератору тока, который должен иметь внутреннее сопротивление, равное бесконечности. Динамическое выходное сопротивление ГСТ, выполненного по схеме рис. 5.26,б, получается большим, так как в этой схеме используется высокое выходное сопротивление транзистора *VT*2 и отрицательная обратная связь по току, образующаяся на резисторе R_3, также увеличивающая выходное сопротивление схемы.

В качестве примера использования отражателя тока в ИМС на рис. 5.27 приведена схема дифференциального усилителя постоянного тока.

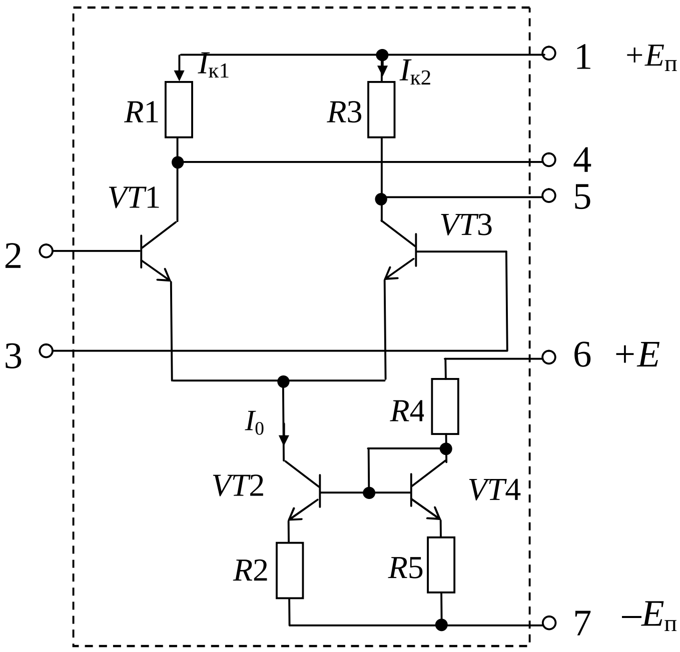


Рисунок 5.27 – Дифференциальный усилитель постоянного тока

Такой усилитель имеет два входа (выводы 2 и 3) и предназначен для получения выходного напряжения (выводы 4 и 5), пропорционального лишь разности потенциалов на входах 2 и 3. Сопротивления R_1 и R_3 выполнены равными ($R_1 = R_3$), транзисторы *VT*1 и *VT*3 – идентичными. При отсутствии входного сигнала или подаче синфазных сигналов на оба входа выходное напряжение равно нулю.

Для стабилизации тока $I_0 = I_{к1} + I_{к2} = \text{const}$ в общий эмиттерный провод транзисторов *VT*1 и *VT*3 включен генератор стабильного тока (ГСТ). ГСТ выполнен по схеме рис. 5.26,б (отражатель тока) и состоит из транзисторов *VT*2, *VT*4 и резисторов R_2, R_4, R_5. Транзистор *VT*4 используется в диодном включении. Режим работы транзистора *VT*2 определяется резистором R_2 и делителем напряжения, состоящим из резисторов R_4, R_5 и транзистора *VT*4. Все транзисторы работают в режиме *A*.

Для термокомпенсации тока I_0 используется транзистор *VT*4 в диодном включении, хорошая термокомпенсация обеспечивается идентичностью параметров транзисторов *VT*2 и *VT*4. Транзистор *VT*2 охвачен последовательной отрицательной обратной связью как для приращений постоянного тока, так и по сигналу, которая образуется на резисторе R_2. Это также позволяет увеличить стабильность тока I_0 и увеличить динамическое (внутреннее) сопротивление ГСТ, то есть приблизить его параметры к идеальному генератору тока.

В ИМС для *выравнивания потенциалов* используют схемы сдвига уровня, представленные на рис. 5.28.

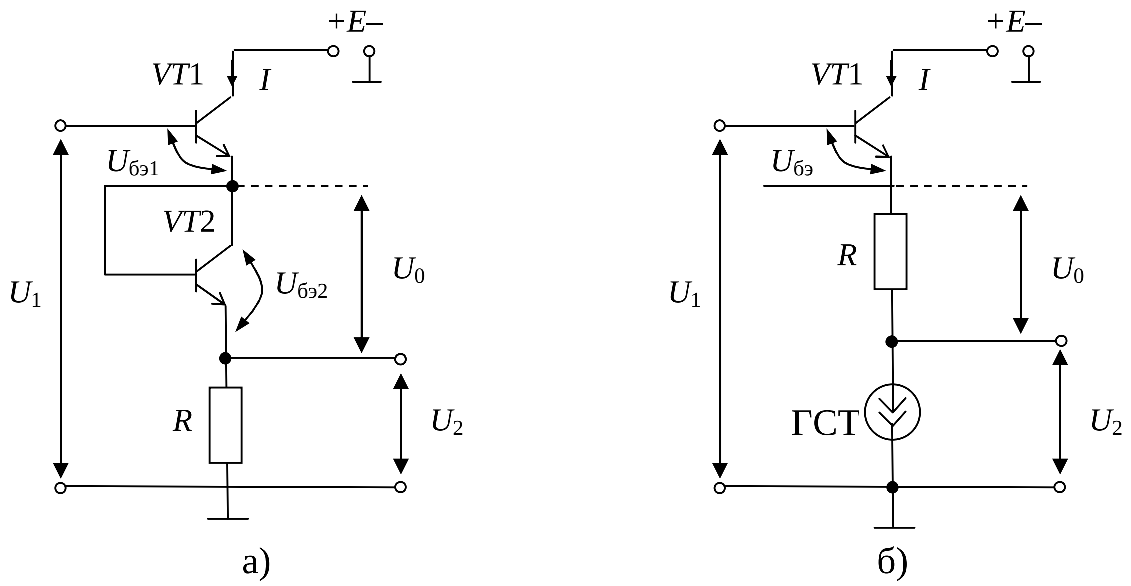


Рисунок 5.28 – Схемы сдвига уровня постоянного потенциала вниз: а – с диодной стабилизацией; б – с генератором стабильного тока

Обе схемы рис. 5.28 представляют собой эмиттерные повторители. Подобные схемы могут быть выполнены и на полевых транзисторах. Эмиттерные и истоковые повторители повторяют полезный сигнал с незначительным ослаблением полезного сигнала.

В схеме рис. 5.28,а использован стабилизатор напряжения U_0, выполненный по схеме рис. 5.25,а. Транзистор *VT*2 используется в диодном включении и имеет маленькое сопротивление для сигнала, а постоянное напряжение на нем $U_0 = U_{бэ2} = 0{,}7$ В. Поэтому напряжение на сопротивлении R будет равно

$$U_2 = U_1 - U_{бэ1} - U_0 = U_1 - 2U_{бэ},$$

если транзисторы *VT*1 и *VT*2 имеют идентичные характеристики. Если необходимо получить меньшее значение U_2, число диодов необходимо увеличить. Однако схема рис. 5.28,а имеет низкую температурную стабильность.

Универсальная схема сдвига уровня, которую чаще используют в ИМС, представлена на рис. 5.28,б. В этой схеме $I = \text{const}$, значение которого задает генератор стабильного тока (ГСТ), тогда соотношение между входным и выходным уровнями задано уравнением

$$U_2 = U_1 - U_{бэ} - IR.$$

Задавая значения I и R, можно обеспечить любой сдвиг уровня.

Коэффициент передачи переменной составляющей в схеме рис. 5.28,б зависит, в первую очередь, от внутреннего сопротивления источника тока (ГСТ) R_i. Если $R_i \to \infty$, то $K = 1$ независимо от структуры эмиттерной и базовой цепей. В реальных схемах R_i велико, поэтому K близок к единице. При наличии сопротивления нагрузки $R_н$ коэффициент передачи соответственно уменьшается.

5.6. Цепи межкаскадой связи и виды усилительных каскадов

Цепи межкаскадной связи предназначены для передачи сигнала от его источника ко входу первого усилительного элемента, от одного усилительного элемента к другому и от последнего усилительного элемента к нагрузке. Эти цепи одновременно служат для подачи питающих напряжений на электроды усилительных элементов, должны обеспечить максимальный коэффициент передачи, а также допустимые искажения сигнала.

Название каскада определяется применяемой в нем цепью межкаскадной связи.

Усилительные каскады могут быть однотактными и двухтактными, несимметричными и симметричными. В зависимости от типа каскадов используются различные цепи межкаскадной связи. Все однотактные каскады несимметричные: один из входных зажимов соединен с одним из выходных зажимов и корпусом, как показано на рис. 5.1, 5.2 и 5.3. Рассмотрим наиболее распространенные цепи межкаскадной связи. Для однотактных каскадов наибольшее применение получили три вида цепей межкаскадной связи: непосредственная (гальваническая), резистивно-емкостная и трансформаторная.

Каскады с непосредственной связью. Простейшая связь между каскадами – *непосредственная (гальваническая)* – выходного электрода предыдущего усилительного элемента с входным электродом последующего (рис. 5.23, 5.24).

При изготовлении усилителя по интегральной технологии в основном применяют непосредственную связь между усилительными элементами. В качестве усилительных элементов в микросхемах применяют как биполярные, так и полевые транзисторы разных проводимостей.

Основным достоинством усилителей с непосредственной межкаскадной связью является его способность усиливать не только переменные составляющие тока и напряжения сигнала, но и его постоянные составляющие. Такие усилители называют *усилителями постоянного тока (УПТ)*.

Недостатками усилителей с непосредственной связью являются необходимость введения компенсирующих напряжений (рис. 5.28), а также *дрейф нуля*.

Дрейфом нуля называют хаотическое изменение постоянной составляющей выходного сигнала при отсутствии входного сигнала. Причины дрейфа нуля: колебания напряжений источников питания, изменение параметров усилительных элементов и деталей вследствие изменения температуры, давления, влажности окружающей среды и их старения. Кроме того сказываются мерцательные ($1/f$) шумы усилительных элементов.

Для удобства сравнения различных усилителей по дрейфу используют его уровень, приведенный ко входу. Под *уровнем дрейфа*, отнесенного ко входу усилителя, понимают эквивалентное напряжение $U_{др}$ в цепи источника сигнала, которое создает такое же изменение напряжения (или тока) на его входе, которое в действительности вызывает воздействие дестабилизирующих факторов. Указанное напряжение $U_{др}$ обычно находят, поделив напряжение дрейфа на выходе усилителя на коэффициент усиления. Для неискаженного усиления сигнала напряжение дрейфа $U_{др}$, приведенное ко входу усилителя, не должно превышать определенной доли от минимального расчетного напряжения входного сигнала, например,

$$U_{др} \leq 0{,}05 \cdot U_{вх\ min}.$$

Для уменьшения дрейфа нуля используют специальные схемы, например, дифференциальный каскад.

Каскады с резистивно-емкостной связью. Резистивно-емкостная связь, обычно называемая сокращенно *резисторной* связью, состоит из разделительного конденсатора и нескольких резисторов. Она получила широкое применение в усилителях переменного тока, выполненных по дискретной технологии. Поскольку конденсаторы занимают на кристалле интегральной микросхемы значительную площадь, появляются трудности в реализации таких усилителей в интегральном исполнении. В интегральных микросхемах резистивно-емкостная связь в основном применяется как цепь связи между отдельными микросхемами.

Поясним свойства резистивно-емкостной связи на примере двухкаскадного усилителя, схема которого приведена на рис. 5.29.

В схеме рис. 5.29 резистивно-емкостная связь (R_3, C_3) использована между каскадами, выполненными на транзисторах *VT*1 и *VT*2. Разделительный конденсатор C_3 не пропускает постоянную составляющую тока транзистора *VT*1 на вход транзистора *VT*2, но пропускает усиливаемый переменный сигнал. Таким образом, разделительный конденсатор C_3 обеспечивает развязку по постоянному току коллектора транзистора *VT*1 и базы транзистора *VT*2. Поэтому устраняется влияние изменения режима работы по постоянному току одного усилительного элемента на другой, каждый каскад можно настраивать по постоянному току отдельно и независимо друг от друга. Коэффициент передачи межкаскадной цепи зависит от значений сопротивления резистора R_3, емкости конденсатора C_3 и входного сопротивления второго каскада на транзисторе *VT*2. Емкость C_3 выбирается такой, чтобы пропустить с допустимыми искажениями низшую частоту усиливаемого сигнала. Резистор R_3 в цепи коллектора служит для выделения усиленного сигнала и подачи на коллектор транзистора *VT*1 питающего напряжения. Аналогичные функции выполняют конденсаторы C_1 и C_5.

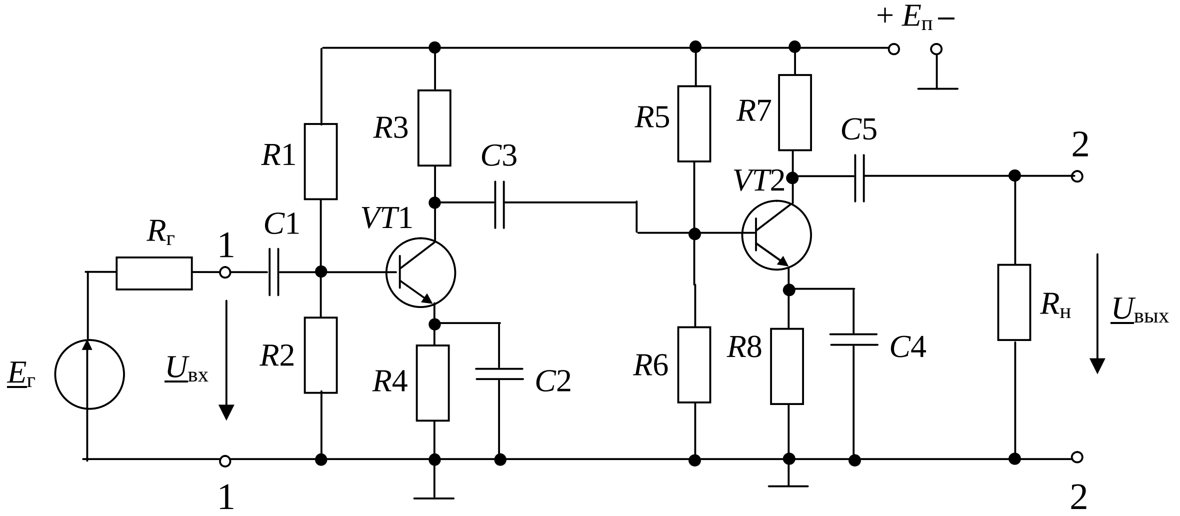


Рисунок 5.29 – Двухкаскадный усилитель с резистивно-емкостной межкаскадной связью

Резисторный каскад имеет небольшую массу, объем и стоимость, вследствие малых размеров и стоимости применяемых в нем деталей, не чувствителен к внешним магнитным полям, требует меньшего напряжения источника питания по сравнению с усилителем с непосредственной связью, экономичен. Однако включение разделительных конденсаторов увеличивает частотные искажения усилителя в области нижних частот. Резисторный каскад непригоден для мощного усиления, так как на резисторе R_3 выделяется полезная мощность сигнала, КПД резисторного каскада в режиме *А* меньше 25%. Резисторный каскад является основным типом каскада предварительного усиления.

Каскады с трансформаторной связью. Трансформаторным называют каскад, в котором для связи с последующим каскадом или нагрузкой используется трансформатор (рис. 5.30).

Первичную обмотку трансформатора включают в выходную цепь усилительного элемента, ко вторичной обмотке подключают нагрузку или входную цепь следующего каскада. Питание на транзистор *VT* подается через первичную обмотку трансформатора *TV*. Трансформатор позволяет осуществить развязку по постоянному току между цепями (в схеме рис. 5.30 между коллектором транзистора *VT* и нагрузкой).

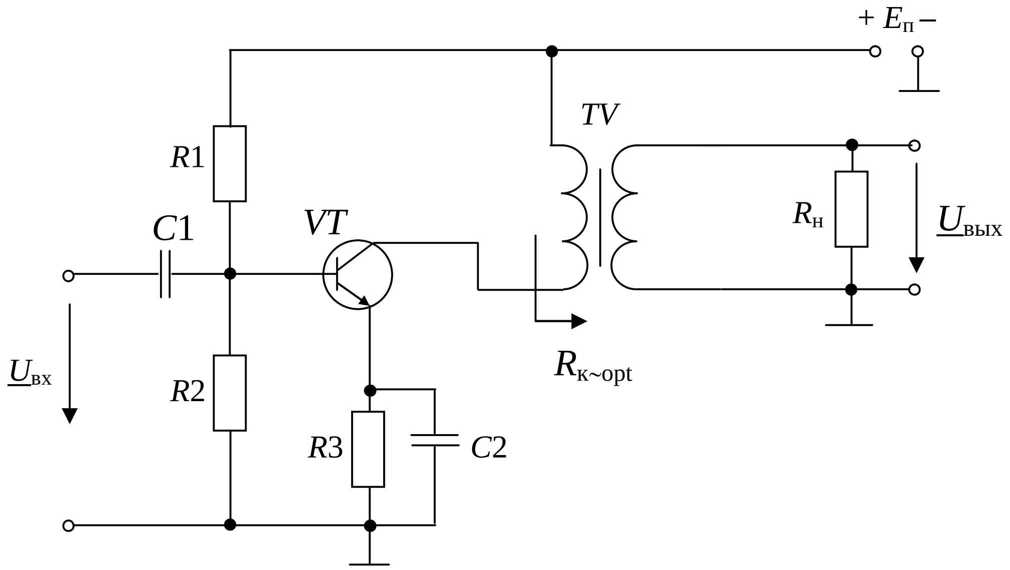


Рисунок 5.30 – Однокаскадный усилитель с трансформаторной связью с нагрузкой

Применение трансформаторной связи при выборе соответствующего коэффициента трансформации позволяет создать для выходной цепи усилительного элемента оптимальное сопротивление нагрузки по переменному току ($R_{к\sim opt}$), при котором обеспечится максимальная мощность сигнала и высокий КПД. Поэтому трансформаторная связь наиболее широко используется в каскадах мощного усиления.

Недостатки трансформаторных каскадов: большая стоимость, большие масса и габариты, необходима защита от внешних магнитных полей, механических и климатических воздействий. Трансформатор имеет большие линейные искажения, а также при большом сигнале вносит нелинейные искажения. Трансформатор практически невозможно в настоящее время изготовить по интегральной технологии.

Тесты для проверки знаний и умений модуля 1

1. Укажите номера правильных, по Вашему мнению, ответов.

Обратную связь называют отрицательной, если:

1) $K_{е\ св} > K_е$;
2) $\varphi = \pi$;
3) $K_{е\ св} < K_е$;
4) $\gamma = 1 - BK_е < 1$;
5) $\varphi = 0, 2\pi, \ldots$;
6) $\gamma = 1 + BK_е > 1$.

2. Дополните утверждение, написав пропущенное слово.

Отрицательная обратная связь искажения сигнала ……, если фазовые искажения в петле обратной связи небольшие.

3. Укажите номер правильного, по вашему мнению, ответа.

Отрицательная последовательная обратная связь входное сопротивление усилителя:

1) уменьшает;
2) увеличивает;
3) не изменяет.

4. Укажите номер правильного, по Вашему мнению, ответа.

Отрицательная обратная связь по току выходное сопротивление усилителя:

1) уменьшает;
2) увеличивает;
3) не изменяет.

5. Укажите номера правильных, по Вашему мнению, ответов.

Обратную связь называют положительной, если:

1) $K_{е\ св} > K_е$;
2) $\varphi = \pi$;
3) $K_{е\ св} < K_е$;
4) $\gamma = 1 - BK_е < 1$;
5) $\varphi = 0, 2\pi, \ldots$;
6) $\gamma = 1 + BK_е > 1$.

6. Укажите номер правильного, по Вашему мнению, ответа.

Отрицательная параллельная обратная связь входное сопротивление усилителя:

1) уменьшает;
2) увеличивает;
3) не изменяет.

7. Укажите номер правильного, по Вашему мнению, ответа.

Отрицательная обратная связь по напряжению выходное сопротивление усилителя:

1) уменьшает;
2) увеличивает;
3) не изменяет.

8. Укажите номер правильного, по Вашему мнению, ответа.

Отрицательная обратная связь, если фазовые искажения невелики, полосу пропускания усилителя:

1) уменьшает;
2) увеличивает;
3) не изменяет.

9. Укажите номер правильного, по Вашему мнению, ответа.

Отрицательную обратную связь называют глубокой, если глубина обратной связи γ:

1) равна единице ($\gamma = 1$);
2) много меньше единицы ($\gamma << 1$);
3) много больше единицы ($\gamma >> 1$).

10. Укажите номер правильного, по Вашему мнению, ответа.

Положительная обратная связь, если петлевое усиление меньше единицы, полосу пропускания усилителя:

1) уменьшает;
2) увеличивает;
3) не изменяет.

11. Укажите номер правильного, по Вашему мнению, ответа.

Для токов транзистора: базы $I_б$, эмиттера $I_э$ и коллектора $I_к$, справедливо равенство:

1) $I_б = I_э + I_к$;
2) $I_э = I_б + I_к$;
3) $I_к = I_э + I_б$.

12. Дополните утверждение, вписав опущенные значения.

Условия самовозбуждения усилителя с обратной связью:

1) условие амплитуд: $BK_e = \ldots$;
2) условие фаз: $\varphi = \ldots$.

13. Укажите номер правильного, по Вашему мнению, ответа.

Точка покоя транзистора в схеме усилителя выбирается в режиме:

1) активном;
2) отсечки;
3) насыщения.

14. Укажите номер правильного, по Вашему мнению, ответа.

Транзисторный каскад с общим эмиттером обеспечивает усиление:

1) только тока;
2) только напряжения;
3) тока и напряжения.

15. Дополните утверждение, вписав пропущенное слово.

Для стабилизации режима работы биполярного транзисторного используется …… обратная связь для приращений постоянных составляющих (по постоянному току).

16. Укажите номер правильного, по Вашему мнению, ответа.

Усилительный каскад с общим эмиттером входной сигнал:

1) инвертирует;
2) не инвертирует.

17. Укажите номер правильного, по Вашему мнению, ответа.

В резисторном каскаде с общим истоком на полевом МОП-транзисторе с индуцированным каналом *p*-типа необходимо подать на затвор напряжение смещения:

1) отрицательное;
2) положительное.

ЛИТЕРАТУРА

1. Савицька М.П., Гаврилюк М.С. Аналогові електронні пристрої: Навч. посіб. – Одеса: ОНАЗ, 2003. – 52 с.
2. Савицкая М.П., Гаврилюк М.С. Аналоговые электронные устройства: Учебн. пособие. – Одесса: ОНАС, 2006. – 48 с.
3. М.П. Савицька, А.І. Палагін. Основи електротехніки та електроніки: Навчальний посібник. – Одеса: ОНАЗ, 2003. – 230 с.
4. Воробйова О.М., Іванченко В.Д. Основи схемотехніки: Навчальний посібник. – Ч. 1. – Одеса: ОНАЗ, 2004. – 180 с.
5. Малахов В.П. Схемотехника аналоговых устройств: Учебник. – Одесса: АстроПринт, 2000. – 212 с.
6. Остапенко Г.С. Усилительные устройства: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1989. – 400 с.
7. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства: Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1983. – 264 с.
8. Головин О.В., Кубицкий А.А. Электронные усилители: Учебник для техникумов связи. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
9. Степаненко И.П. Основы теории транзистров и транзисторних схем. – М.: Энергия, 1977. – 672 с.
10. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. – М.: Сов. радио, 1980. – 424 с.

Учебное издание

Савицкая Маргарита Павловна
Ботнарь Лариса Борисовна

АНАЛОГОВЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

Учебное пособие

Редактор – Кодрул Л.Г.
Компьютерное макетирование – Гардыман Ж.А.