

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МИРЭА – РОССИЙСКИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

А. П. ТЕПЛЯКОВ, В. К. БИТЮКОВ

СХЕМОТЕХНИКА ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Москва – 2021

УДК 621.375(075.8)
ББК 32.846я73
Т34

Печатается по решению редакционно-издательского совета РТУ МИРЭА

Рецензенты:

д-р техн. наук проф. А.Г. Самойлов;
канд. техн. наук, доц. Е.Ю. Савенко.

Т34 Тепляков, Алексей Павлович.
Схемотехника электронных устройств: учебное пособие / А. П. Тепляков, В. К. Битюков. – Москва: МИРЭА – Российский технологический университет, 2021. – 187 с.
ISBN 978-5-7339-1410-7.

В учебном пособии изложены вопросы построения и работы базовых схемных конфигураций на биполярных и полевых транзисторах, используемых при формировании трактов усиления, обработки и преобразования аналоговых сигналов. Рассмотрены низкочастотные и высокочастотные параметры транзисторов в малосигнальном режиме, свойства усилителей, охваченных отрицательной обратной связью. Проведено сравнение усилителей постоянного тока небалансного типа и усилителей, выполненных на основе дифференциальных каскадов.

Учебное пособие является существенным дополнением к имеющимся учебникам и учебным пособиям, а также к методическим указаниям по выполнению лабораторных работ, справочным руководством для практических занятий, курсового и дипломного проектирования по тематике схемотехники аналоговых электронных устройств.

Пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлениям: 11.03.01 Радиотехника, 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи, 11.03.03 Конструирование и технология электронных средств, а также по специальности 11.05.01 Радиоэлектронные системы и комплексы.

УДК 621.375(075.8)
ББК 32.846я73

ISBN 978-5-7339-1410-7

© Тепляков А.П., Битюков В.К., 2021

© МИРЭА – Российский технологический университет, 2021

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВАХ.....	7
1.1. Основные определения, принцип усиления сигнала и структура электронного усилителя.....	7
1.2. Классификация аналоговых усилительных устройств.....	10
2. ТЕХНИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ	14
2.1. Входные и выходные данные усилителя.....	14
2.2. Коэффициенты передачи усилителя.....	17
2.3. Коэффициент полезного действия усилителя.....	20
2.4. Частотные характеристики усилителя. Оценка линейных искажений усилителя в частотной области.....	21
2.4.1. Оценка искажений по амплитудно-частотным характеристикам	22
2.4.2. Оценка искажений по фазочастотным характеристикам.....	25
2.5. Переходная характеристика усилителя. Оценка линейных искажений во временной области.....	30
2.5.1. Оценка переходных искажений в области малых времен.....	30
2.5.2. Оценка переходных искажений в области больших времен.....	33
2.6. Нелинейные искажения в усилителях.....	35
2.6.1. Оценка нелинейных искажений при гармоническом сигнале.....	35
2.6.2. Оценка нелинейных искажений при импульсном сигнале.....	37
2.7. Шумовые характеристики электронного усилителя.....	39
2.7.1. Общая характеристика шумов и помех в усилителе.....	39
2.7.2. Шумовые показатели усилительного устройства.....	41
2.8. Амплитудная характеристика усилителя.....	47
3. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ТРАНЗИСТОРНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ.....	50
3.1. Классификация и принцип работы усилительных приборов.....	50
3.2. Структура биполярного транзистора и анализ его работы в режиме усиления сигналов.....	55
3.3. Статические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора.....	59
3.3.1. Статические ВАХ <i>n-p-n</i> транзистора в схеме включения с ОБ... ..	60
3.3.2. Статические ВАХ <i>n-p-n</i> транзистора в схеме включения с ОЭ ...	63

3.4. Структуры и статические характеристики полевых транзисторов.....	68
3.4.1. Полевые транзисторы с управляющим p-n переходом.....	68
3.4.2. Полевые транзисторы с встроенным каналом.....	71
3.4.3. Полевые транзисторы с индуцированным каналом.....	73
4. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ	
НА ТРАНЗИСТОРАХ.....	76
4.1. Задание исходного режима транзистора по постоянному току. Уравнение нагрузочной прямой и координаты рабочей точки.....	76
4.2. Задание начального смещения в усилительных каскадах на биполярных и полевых транзисторах.....	81
4.2.1. Смещение фиксированным током базы в каскаде с ОЭ.....	81
4.2.2. Смещение фиксированным напряжением в каскаде с ОЭ.....	82
4.2.3. Эмиттерное смещение в каскаде усиления с ОЭ.....	84
4.2.4. Коллекторное смещения в усилительном каскаде с ОЭ.....	85
4.2.5. Автоматическое смещение в каскаде усиления на полевом транзисторе с управляющим p-n переходом.....	87
4.2.6. Схема автоматического смещения с делителем напряжения.....	90
4.3. Анализ усиления переменного напряжения в резисторном каскаде на биполярном транзисторе.....	92
4.4. Обеспечение стабильности режима работы транзисторных схем...	99
4.4.1. Факторы неустойчивости положения рабочей точки.....	99
4.4.2. Эмиттерная стабилизация положения рабочей точки.....	104
4.4.3. Коллекторная стабилизация положения рабочей точки.....	106
4.4.4. Термокомпенсация смещения рабочей точки.....	108
5. ТЕОРИЯ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА ДЛЯ РЕЖИМА	
МАЛЫХ СИГНАЛОВ.....	111
5.1. Представление усилительного прибора активным четырёхполюсником с формальными Y , Z и H параметрами.....	111
5.1.1. Y - параметры активного четырёхполюсника.....	112
5.1.2. Z - параметры активного четырёхполюсника.....	116
5.1.3. H - параметры активного четырёхполюсника.....	116
5.2. Физические эквивалентные схемы замещения усилительного прибора при малых сигналах.....	118
5.2.1. Параметры T -образной физической эквивалентной схемы замещения биполярного транзистора на низких частотах.....	120
5.2.2. Свойства Π -образной физической эквивалентной схемы замещения биполярного транзистора на высоких частотах.....	122

5.3. Параметры физических эквивалентных схем замещения полевого транзистора на низких и высоких частотах.....	126
5.4. Определение основных показателей усилительного каскада с помощью формальных Y-параметров усилительного прибора, проводимостей источника сигнала и нагрузки.....	129
6. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ.....	132
6.1. Основные определения и виды обратной связи.....	132
6.2. Коэффициент передачи усилителя с обратной связью.....	135
6.3. Свойства усилителей с обратной связью.....	136
6.3.1. Влияние ОС на входное сопротивление усилителя.....	136
6.3.2. Влияние ОС на выходное сопротивление усилителя.....	137
6.3.3. Влияние отрицательной ОС на неустойчивость коэффициента усиления.....	140
6.3.4. Влияние отрицательной ОС на линейные частотные искажения.....	141
6.3.5. Влияние обратной связи на устойчивость усилителя.....	145
6.3.6. Влияние отрицательной ОС на нелинейные искажения и помехи в усилителе.....	147
6.3.7. Влияние отрицательной ОС на амплитудную характеристику усилителя.....	149
6.4. Схемы реализации видов отрицательной ОС в усилителях.....	151
6.4.1. Последовательная отрицательная ОС по напряжению.....	151
6.4.2. Последовательная отрицательная ОС по току.....	153
6.4.3. Параллельная отрицательная ОС по напряжению.....	154
6.4.4. Параллельная отрицательная ОС по току.....	155
6.5. Паразитные обратные связи в усилителях.....	156
7. КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА	158
7.1. Основные определения и характеристики усилителей.....	158
7.2. Небалансные усилители постоянного тока.....	161
7.3. Балансные усилители постоянного тока. Дифференциальный каскад...	163
7.3.1. Свойства ДУ при усилении синфазных сигналов.....	166
7.3.2. Свойства ДУ при усилении противофазных сигналов.....	170
7.3.3. Свойства ДУ при несимметричном включении.....	175
7.3.4. Повышение эффективности дифференциального усилителя...	177
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	185
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	186

ВВЕДЕНИЕ

Дисциплина "Схемотехника электронных устройств" является первой дисциплиной, в которой студенты изучают схемотехнику и ее язык. Она располагается в учебных планах многих радиотехнических специальностей на стыке дисциплин, обеспечивающих базовую и специальную подготовку инженеров. Изучая эту дисциплину, студенты впервые знакомятся с принципами функционирования электронных схем, схемотехникой аналоговых электронных устройств и с методами их анализа, решением задач, связанных с обеспечением стабильности работы при изменении температурных режимов; получают знания, которые будут необходимы как при разработке устройств по настоящей дисциплине, так и устройств, изучаемых в других дисциплинах и связанных с формированием, приемом и обработкой аналоговых сигналов.

Представляемое учебное пособие по данной дисциплине отличается от имеющихся учебных пособий тем, что в нем, наряду с подробным изложением принципов работы полупроводниковых усилительных приборов – транзисторов, также подробно рассмотрены вопросы построения на их основе основных схемных конфигураций, используемых при организации трактов приема и усиления аналоговых электрических сигналов.

В предлагаемом учебном пособии приводятся основные определения, классификация, параметры и характеристики аналоговых электронных устройств. Подробно рассмотрены характеристики современной транзисторной элементной базы, режимы работы усилительных приборов: биполярных и полевых транзисторов, их статические вольт-амперные характеристики.

Описываются принципы построения усилителей: задание положения рабочей точки с помощью различных цепей смещения, виды стабилизации режима работы каскадов на биполярных и полевых транзисторах. Рассмотрены формальные и физические схемы замещения усилительных приборов в малосигнальном режиме на низких и высоких частотах, графо-аналитические методы расчета параметров каскадов.

Исследовано влияние отрицательной обратной связи на изменение характеристик и параметров усилительных каскадов: входных и выходных сопротивлений, коэффициентов передачи, линейных и нелинейных искажений, на устойчивость усилителей и стабильность их параметров. Рассмотрены особенности построения небалансных и мостовых схем усилителей постоянного тока. Описаны свойства дифференциальных каскадов усиления при синфазных и парафазных входных сигналах, рассмотрены пути улучшения их характеристик.

Материал данного пособия поможет студентам закрепить знания, полученные на лекциях, подготовиться к выполнению и защите лабораторных работ, научит решать задачи, связанные с разработкой электронных устройств.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВАХ

1.1. Основные определения, принцип усиления сигнала и структура электронного усилителя

Электронные устройства (ЭУ) – это устройства, выполненные на основе активных электронных приборов, в которых осуществляется обработка аналоговых сигналов, представленных токами и напряжениями. Под обработкой аналоговых сигналов подразумеваются следующие операции: усиление, преобразование формы, фильтрация по частоте, суммирование, вычитание, умножение, деление, детектирование, интегрирование, дифференцирование, логарифмирование, экспоненцирование [3] и т.д.

Аналоговые сигналы, в отличие от цифровых сигналов, представляются напряжением или током и являются непрерывными функциями времени. **Дискретный сигнал** — это временная выборка аналогового сигнала, производимая с определенной тактовой частотой. Как правило, дискретный сигнал является промежуточным этапом перед преобразованием аналогового сигнала в цифровую форму. **Цифровой сигнал** — это число, отображающее величину аналогового сигнала в определенный момент времени. Обработка цифрового сигнала производится по заданному алгоритму (программе) с помощью вычислительных устройств на основе микропроцессоров. В настоящем пособии цифровые сигналы и их обработка не рассматриваются.

Устройства обработки аналогового сигнала можно условно разделить на две большие группы: усилители и остальные устройства, выполненные на их основе. Таким образом усилитель аналоговых электрических сигналов является самым важным элементом во всех электронных устройствах. Это отчасти объясняется тем, что уровни сигналов, вырабатываемых первичными источниками: антенной, микрофоном, фотоэлементом, датчиками давления и температуры – являются не достаточными для нормальной работы исполнительных устройств, для принятия решения и оценки информации, т. е. требуется усиление электрического сигнала.

Усилитель электрических сигналов — это электронное устройство, предназначенное для увеличения мощности, напряжения или тока сигнала, подведенного к его входу, без существенного искажения его формы [1, 3]. В состав усилителя обязательно входит активный элемент – усилительный прибор (УП), в качестве которого в настоящее время используются полевые и биполярные транзисторы, интегральные микросхемы, представленные операционным усилителем, и, в отдельных случаях, электронные лампы.

Простейший усилитель содержит один усилительный прибор – активный элемент, который вместе с присоединенными к нему пассивными эле-

ментами: резисторами, конденсаторами, диодами, индуктивностями и т.д. образует **усилительный каскад**. К входу каскада подключается источник сигнала, к выходу – нагрузка. Поскольку мощность сигнала на выходе усилителя больше, чем на входе, то усилительное устройство должно включать в себя источник питания, за счёт энергии которого происходит усиление сигнала. С помощью источника питания также задаётся необходимое для усиления сигнала состояние (режим) УП. Передача мощностей в усилительном каскаде показана на рис. 1.1.



Рис. 1.1. Схема движения потоков энергии при усилении сигнала:

$P_{ВХ}$ – мощность сигнала, поступающая на вход усилителя от источника;

$P_{ВЫХ}$ – мощность усиленного сигнала, поступающая в нагрузку;

P_0 – полная мощность, потребляемая усилителем от источника питания

Из схемы на рис. 1.1 следует, что при усилении сигнала в усилителе соблюдается соотношение мощностей:

$$P_{ВХ} < P_{ВЫХ} < P_0. \quad (1.1)$$

Это означает, что мощность сигнала на выходе усилителя может увеличиться только за счет энергии источника питания. Таким образом, **усилитель электрических сигналов** это управляемый входным сигналом малой мощности преобразователь энергии источника питания в энергию выходного сигнала без существенного искажения его формы [2].

Рассмотрим процесс получения усиленного сигнала на примере простейшей электрической цепи, представленной на рис. 1.2,а [1, 7]. Будем считать, что движок управляемого резистора R_y перемещается пропорционально слабому переменному входному сигналу E_c мощностью $P_{ВХ}$ таким образом, что уменьшение мощности сигнала $P_{ВХ}$ увеличивает значение сопротивления R_y и, наоборот, R_y уменьшается при увеличении $P_{ВХ}$. В результате изменения сопротивления резистора R_y ток I_H в цепи может изменяться от минимального значения $I_H = 0$ при $R_y \rightarrow \infty$ до максимального $I_H = E_{\Pi}/R_H$ при $R_y = 0$, что

соответствует изменению мощности, выделяемой на нагрузочном резисторе R_H от $P_{\text{вых}} = 0$ до $P_{\text{вых}} = I_H^2 \cdot R_H = E_{\text{п}}^2 / R_H$.

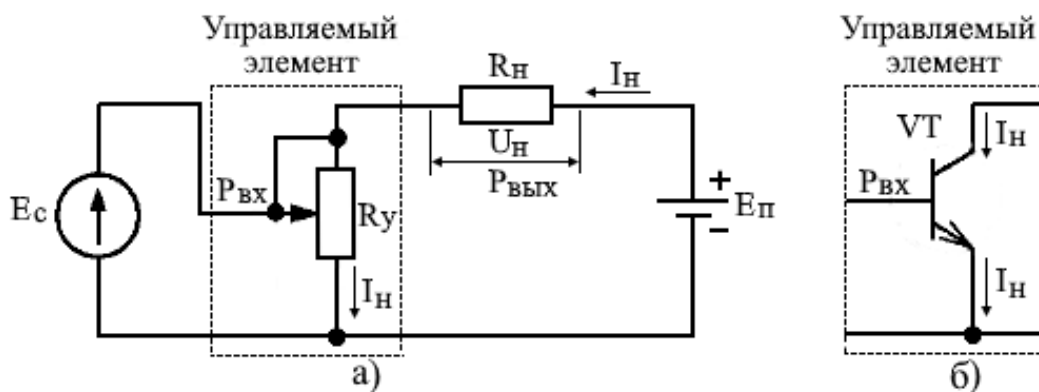


Рис. 1.2. а) Иллюстрация усиления сигнала с помощью резисторной цепи;
 б) условное графическое обозначение транзистора – активного управляемого элемента в электронных усилителях

Таким образом, на нагрузочном резисторе R_H при больших пределах изменения сопротивления управляемого резистора R_y за счёт больших изменений тока I_H , обеспечиваемых источником питания $E_{\text{п}}$, т.е. за счёт отбора от него энергии, могут происходить значительные изменения мощности $P_{\text{вых}}$, пропорциональные мощности входного сигнала $P_{\text{вх}}$.

Поскольку функции сигнала E_c сводятся лишь к изменению сопротивления R_y , на что принципиально не требуется больших затрат мощности сигнала $P_{\text{вх}}$, и при этом на нагрузочном резисторе R_H можно получить уровни мощности $P_{\text{вых}}$, значительно превышающие уровни мощности входного сигнала, то можно говорить об усилении сигнала E_c за счёт передачи в него энергии источника питания $E_{\text{п}}$. В электронном усилителе роль управляемого сопротивления R_y играет активный элемент – транзистор VT, условное обозначение которого в схемах показано на рис. 1.2,б. В данном биполярном транзисторе мощность слабого входного сигнала используется для изменения малого тока, протекающего через управляющий электрод с названием «база». Этой мощности оказывается достаточно для изменения в значительно большей степени тока, протекающего через транзистор между двумя остальными электродами с названиями «коллектор» и «эмиттер», что эквивалентно изменению сопротивления области транзистора между ними, играющей роль управляемого резистора R_y в электрической схеме на рис. 1.2,а.

В случае, если усиление одного каскада недостаточно для достижения заданного уровня сигнала на выходе, используются многокаскадные усилители с последовательным соединением каскадов, как показано на рис. 1.3.



Рис. 1.3. Структурная схема многокаскадного усилителя с подключенными источником сигнала, источником питания и нагрузкой

Как правило, усилитель сигнала источника E_r , работающий на нагрузку Z_n , будет состоять из нескольких каскадов, отличающихся своим назначением. Типовая структурная схема усилителя с подключенным к нему источником сигнала E_r и нагрузкой Z_n имеет следующий вид:

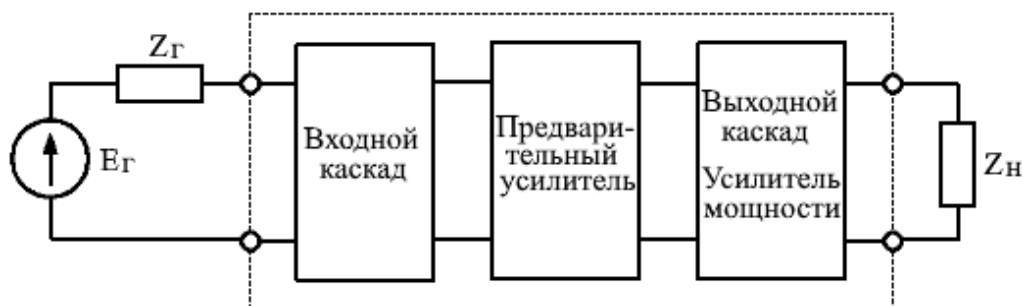


Рис. 1.4. Типовая структурная схема электронного усилителя сигнала

Входной каскад используется для согласования входного сопротивления усилителя с сопротивлением Z_r источника сигнала E_r и является усилителем напряжения. **Предварительный усилитель**, состоящий из нескольких каскадов, усиливает напряжение сигнала до величины, достаточной для работы выходного каскада, являющегося усилителем мощности (тока). **Усилитель мощности** предназначен для отдачи в нагрузку заданной мощности сигнала при минимальном искажении его формы и максимальном КПД (коэффициенте полезного действия). В усилителе мощности также обеспечивается согласование выходного сопротивления усилителя с сопротивлением нагрузки Z_n .

1.2. Классификация аналоговых усилительных устройств

Электронные усилительные устройства можно классифицировать по следующим признакам [1, 3].

По виду усиливаемого сигнала:

- **Усилители аналоговых сигналов**, мгновенные значения которых непрерывно изменяются во времени. К ним относятся сигналы, которые можно представить суммой гармонических колебаний. Сюда также можно отнести случайные узкополосные шумы и медленные переходные процессы в схеме.

- **Усилители импульсных сигналов**, мгновенные значения которых и скорость изменения мгновенных значений изменяются во времени весьма резко. К ним относятся сигналы, имеющие форму прямоугольных, треугольных импульсов различной длительности. Основное требование к таким усилителям состоит в том, что усиленный импульсный сигнал не должен искажаться переходными процессами в схеме.

По частотному диапазону и полосе усиливаемых частот:

- **Усилители постоянного тока (УПТ)** используются для усиления сигналов в диапазоне от нижней рабочей частоты $f_H = 0$ Гц (постоянный ток) до верхней рабочей частоты $f_B > f_H$. УПТ усиливает одновременно как переменную, так и постоянную составляющие сигнала. Характеристика усиления УПТ в частотной области имеет следующий вид:

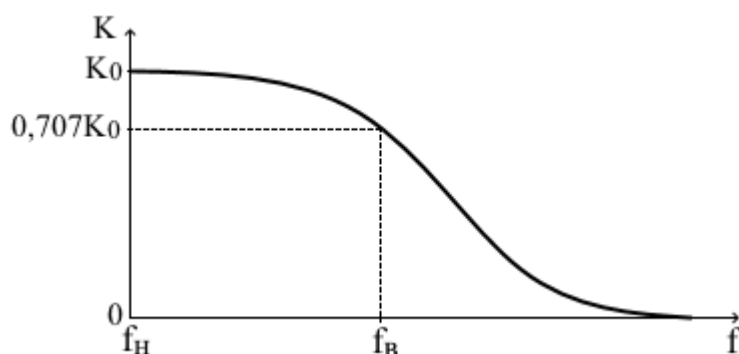


Рис. 1.5. Характеристика усиления УПТ в частотной области

К усилителям постоянного тока относятся усилители с непосредственной связью между каскадами (с гальванической связью), дифференциальные каскады, операционные усилители.

- **Усилители переменного тока** предназначены для усиления только переменной составляющей сигнала. Нижняя рабочая частота таких усилителей $f_H > 0$ Гц. Верхняя рабочая частота $f_B > f_H$. Характеристика усиления усилителя переменного тока в частотной области имеет вид, показанный на рис. 1.6:

По **абсолютным значениям частот** усилители переменного тока подразделяются на:

- **усилители высокой частоты (УВЧ)**, предназначенные для усиления принимаемых антенной радиосигналов с амплитудной, частотной или фазовой модуляцией;

- **усилители промежуточной частоты (УПЧ)**, предназначенные для усиления модулированных сигналов преобразованной частоты, которая меньше частоты радиосигнала;

- **усилители низкой частоты (УНЧ)**, которые предназначены для усиления колебаний звуковой частоты.

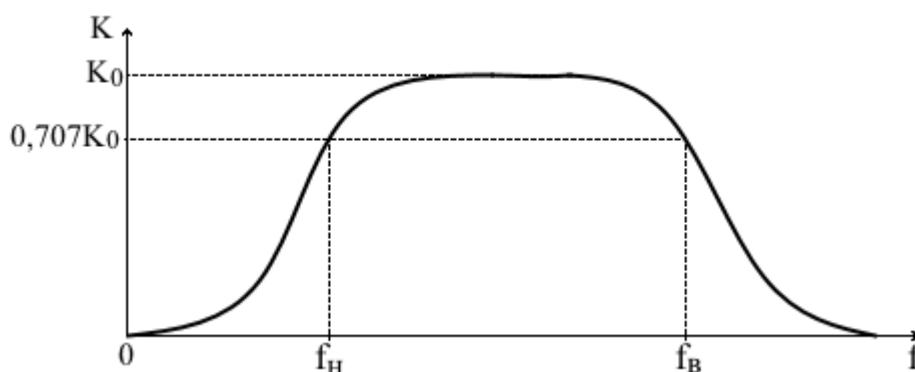


Рис. 1.6. Характеристика усиления усилителя переменного тока в частотной области

По ширине полосы пропускания усилителя переменного тока можно разделить на следующие подвиды:

- **широкополосные усилители**, к числу которых относятся усилители, имеющие отношение верхней рабочей частоты к нижней: $f_B/f_H = 10^2 \dots 10^6$, что $\gg 1$. К таким усилителям относятся УНЧ и усилители импульсных сигналов. В импульсных телевизионных усилителях, которые называют видеоусилителями, верхняя граничная частота доходит до 6...7 МГц. Если нагрузка таких усилителей является резистивной и не зависит от частоты в широком диапазоне частот, то эти усилители называют **апериодическими**. Отметим, что к числу широкополосных усилителей относятся не только усилители переменного тока, но и усилители постоянного тока (УПТ), характеристики усиления которых рассматривались выше.

- **избирательные (резонансные) усилители**, нагрузкой которых являются колебательные контуры или фильтры. Для усилителей данного типа справедливо отношение $f_B/f_H \leq 1,1$. Характеристика усиления избирательных усилителей в частотной области выглядит следующим образом:

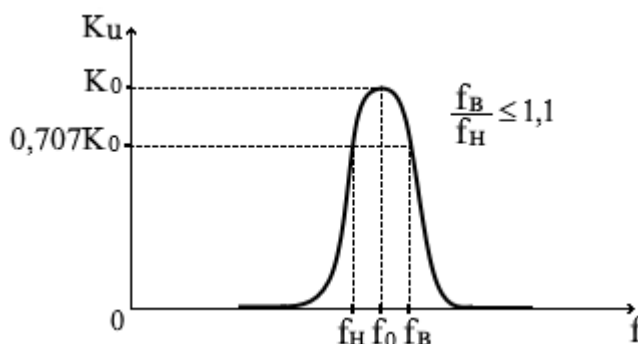


Рис. 1.7. Характеристика усиления по напряжению избирательного усилителя в частотной области

К избирательным усилителям относятся усилители высокой частоты (УВЧ), которые используются во входных каскадах радиоприемников, включая телевизионные приемники, для селекции сигналов радиостанций, принимаемых антенной, а также для выделения и усиления сигнала нужной частоты из смеси частот на выходе смесителя (перемножителя) сигналов в усилителе промежуточной частоты (УПЧ), что показано на структурной схеме радиоприемного тракта на рис. 1.8:

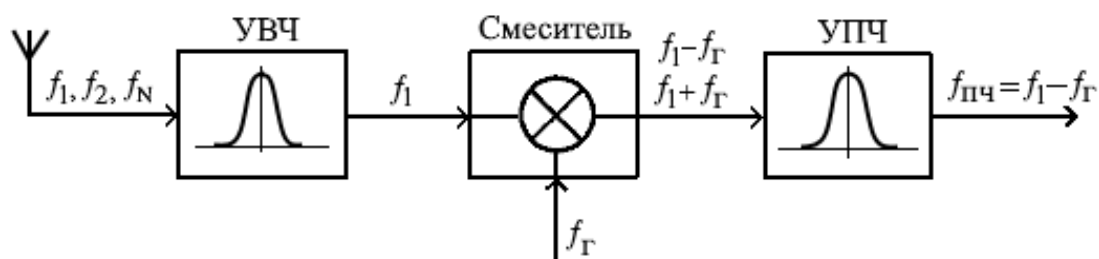


Рис. 1.8. Применение избирательного усилителя для селекции и усиления сигналов в радиоприемном тракте

По типу используемого усилительного прибора:

устройства разделяются на транзисторные, ламповые, параметрические (в них используются варикапы), квантовые и магнитные усилители. В настоящее время в качестве усилительного прибора также используются аналоговые интегральные микросхемы, а именно – операционные усилители (ОУ).

По конструктивному исполнению различают:

- усилители, выполненные **по дискретной технологии** путем навесного или печатного монтажа;
- усилители, выполненные с помощью **интегральной технологии**, например, путем напыления компонентов на подложку.

2. ТЕХНИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

При прохождении сигнала через усилитель должна быть увеличена только амплитуда сигнала, форма же сигнала должна остаться такой же, как и на входе усилителя. Однако при прохождении сигнала через реальный усилитель форма сигнала искажается, что обусловлено наличием в схеме усилителя как элементов с нелинейной вольт-амперной характеристикой, присущей усилительным приборам, так и элементов с частотно-зависимыми характеристиками, например: конденсаторов, индуктивностей.

Совокупность данных, характеризующих свойства усилителя и искажения, вносимые усилителем, называют **техническими показателями** усилителя. К основным техническим показателям относятся: входные и выходные данные усилителя, комплексный коэффициент передачи, амплитудно-частотная, фазочастотная и переходная характеристики, амплитудная характеристика и динамический диапазон, коэффициент нелинейных искажений и коэффициент полезного действия (КПД).

2.1. Входные и выходные данные усилителя

Рассмотрим структурную схему усилителя в следующем виде:

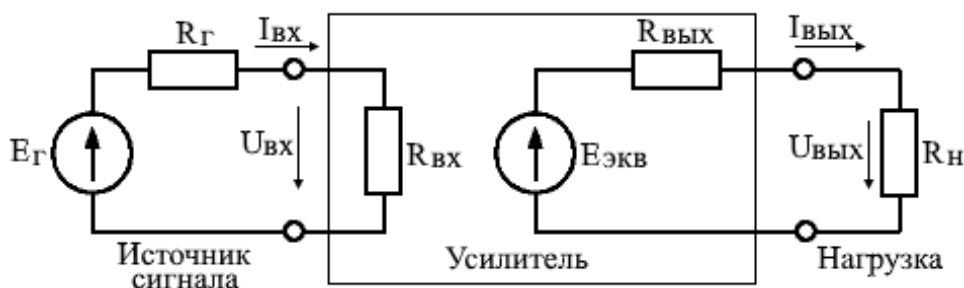


Рис. 2.1. Структурная схема усилителя для определения его входных и выходных показателей

Входными данными усилителя являются [6]: входное сопротивление $R_{ВХ}$, которое может быть и комплексным $Z_{ВХ}$, входное действующее значение напряжения $U_{ВХ}$ и действующее значение тока $I_{ВХ}$, входная мощность $P_{ВХ}$ на входных зажимах усилителя. В случае гармонического входного сигнала действующие значения напряжения и тока ($U_{ВХ}$ и $I_{ВХ}$) связаны с амплитудными значениями ($U_{mВХ}$ и $I_{mВХ}$) соотношениями:

$$U_{ВХ} = \frac{U_{mВХ}}{\sqrt{2}} \text{ и } I_{ВХ} = \frac{I_{mВХ}}{\sqrt{2}}. \quad (2.1)$$

Входную мощность через входной ток и входное напряжение можно выразить следующим образом:

$$P_{\text{BX}} = U_{\text{BX}} \cdot I_{\text{BX}} = 0,5 \cdot U_{m\text{BX}} \cdot I_{m\text{BX}}. \quad (2.2)$$

Учитывая, что $R_{\text{BX}} = U_{\text{BX}}/I_{\text{BX}}$, можно записать:

$$P_{\text{BX}} = \frac{U_{\text{BX}}^2}{R_{\text{BX}}} = I_{\text{BX}}^2 \cdot R_{\text{BX}}. \quad (2.3)$$

На рис. 2.1 E_{Γ} – это ЭДС источника сигнала, резистор R_{Γ} – сопротивление источника сигнала. Резисторы R_{Γ} и R_{BX} образуют делитель напряжения во входной цепи. Поэтому на вход усилителя поступает только часть напряжения от E_{Γ} :

$$U_{\text{BX}} = \frac{E_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{BX}}} \cdot R_{\text{BX}}. \quad (2.4)$$

В формуле (2.4) коэффициентом передачи входной цепи $K_{\text{BX ц}}$ является соотношение:

$$K_{\text{BX ц}} = \frac{R_{\text{BX}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{BX}}}. \quad (2.5)$$

Отсюда следует, что для получения максимального напряжения U_{BX} на входе усилителя необходимо, чтобы выполнялось условие $R_{\text{BX}} \gg R_{\Gamma}$. В этом случае $K_{\text{BX ц}} \approx 1$ и $U_{\text{BX}} \approx E_{\Gamma}$. Однако, для получения максимального коэффициента передачи по мощности следует обеспечить уже другой режим согласования, а именно: $R_{\text{BX}} = R_{\Gamma}$. Например, входное сопротивление телевизионного приемника 75 Ом должно быть равно волновому сопротивлению коаксиального кабеля 75 Ом, соединяющего вход приемника с антенной.

Выходными данными усилителя являются: номинальные (заданные техническими условиями) действующие значения напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ на нагрузке R_{H} или протекающего через неё тока $I_{\text{ВЫХ}}$, выходная номинальная мощность $P_{\text{ВЫХ}}$, отдаваемая усилителем в нагрузку, и выходное сопротивление усилителя $R_{\text{ВЫХ}}$.

Согласно теореме об эквивалентном генераторе выходную цепь усилителя можно представить в виде эквивалентного генератора ЭДС усиленного сигнала $E_{\text{ЭКВ}}$, величина которой соответствует напряжению на выходе усилителя в режиме холостого хода, и выходного сопротивления $R_{\text{ВЫХ}}$, определяемого как

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ ХХ}}}{I_{\text{ВЫХ КЗ}}}, \quad (2.6)$$

где $I_{\text{вых КЗ}}$ – выходной ток, определяемый в режиме короткого замыкания по переменному току на выходе усилителя, когда напряжение на нагрузке $U_{\text{н}} = 0$; $U_{\text{вых ХХ}} = E_{\text{ЭКВ}}$ – напряжение на выходных зажимах усилителя в режиме холостого хода, т.е. когда через нагрузку не протекает переменный ток: $I_{\text{н}} = 0$.

В общем случае выходное сопротивление усилителя является комплексной величиной $Z_{\text{вых}}$, но его принято определять в области средних частот, где оно имеет чисто активную составляющую, т.е. $Z_{\text{вых}} = R_{\text{вых}}$.

Отметим, что в усилителях переменного сигнала режим короткого замыкания (КЗ) по выходу достигается путем подключения параллельно к зажимам нагрузки конденсатора C большой емкости, реактивное сопротивление X_c которого будет шунтировать нагрузку во всём диапазоне усиливаемых частот сигнала f_c .

$$X_c = \frac{1}{2\pi f_c C} \approx 0 \ll R_{\text{н}}. \quad (2.7)$$

Режим холостого хода (ХХ) достигается путем включения индуктивности L большой величины (дресселя) последовательно с зажимами нагрузки в разрыв цепи. Большое реактивное сопротивление этого дросселя будет препятствовать протеканию через нагрузку токов сигнала во всём диапазоне усиливаемых частот.

$$X_L = 2\pi \cdot f_c \cdot L \rightarrow \infty. \quad (2.8)$$

Действующее значение напряжения $U_{\text{вых}}$ на нагрузке $R_{\text{н}}$ находится как

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{вых}} \cdot R_{\text{н}}, \quad (2.9)$$

где, выражая ток через нагрузку в виде: $I_{\text{вых}} = E_{\text{ЭКВ}} / (R_{\text{вых}} + R_{\text{н}})$, получаем

$$U_{\text{вых}} = \frac{E_{\text{ЭКВ}} R_{\text{н}}}{R_{\text{вых}} + R_{\text{н}}}. \quad (2.10)$$

Из анализа последней формулы следует, что для получения максимального напряжения на нагрузке $U_{\text{вых}} \approx E_{\text{ЭКВ}}$ должно выполняться условие:

$$R_{\text{вых}} \ll R_{\text{н}}. \quad (2.11)$$

Мощность $P_{\text{вых}}$, выделяемая на активной нагрузке, определяется как

$$P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}} = 0,5 U_{m \text{ вых}} \cdot I_{m \text{ вых}} = \frac{U_{\text{вых}}^2}{R_{\text{н}}} = I_{\text{вых}}^2 \cdot R_{\text{н}}. \quad (2.12)$$

Для обеспечения согласования по мощности, когда в нагрузку передается максимальная мощность, необходимо выполнение условия:

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{н}}. \quad (2.13)$$

2.2. Коэффициенты передачи усилителя

На вход усилителя в общем случае могут поступать сигналы различной формы от простейших одиночных гармонических колебаний, описываемых выражением $U(t) = U_m \cos(\omega t)$, до самых сложных, которые для периодического сигнала могут быть представлены совокупностью гармонических колебаний:

$$U(t) = \sum_{k=1}^m U_k \cos(\omega_k t),$$

заклученных в диапазоне частот от ω_1 до ω_m . Так как в усилителе присутствуют компоненты с частотно-зависимыми характеристиками: конденсаторы, индуктивности, трансформаторы и активные элементы: транзисторы, микросхемы, у которых сопротивления и другие параметры меняются от частоты к частоте, то очевидно, что усиление сигнала не может быть одинаковым для различных гармонических составляющих.

Для количественной оценки прохождения через усилитель сложного сигнала используются передаточные функции или комплексные коэффициенты передачи, с помощью которых описываются усилительные свойства усилителя в диапазоне частот. В усилительной технике используются коэффициенты передачи по напряжению, току и мощности.

а) **Коэффициент усиления по напряжению** определяется отношением комплексных амплитуд напряжений на входе и выходе усилителя:

$$K_u(j\omega) = \frac{U_{\text{вых}}(j\omega)}{U_{\text{вх}}(j\omega)} = K_u(\omega) \cdot e^{j\varphi_u(\omega)}, \quad (2.14)$$

где $K_u(\omega) = |K_u(j\omega)|$ – модуль коэффициента передачи по напряжению. Он определяет амплитудно-частотную характеристику усилителя;

$\varphi_u(\omega) = \arg K_u(j\omega)$ – аргумент (фазовый сдвиг) коэффициента передачи. Он определяет фазочастотную характеристику усилителя.

Для нахождения модуля и аргумента коэффициента передачи $K(j\omega)$ воспользуемся его векторным представлением на комплексной плоскости в виде суммы вещественной и мнимой частей: $K(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega)$, как показано на рис. 2.2. В соответствии с рис. 2.2 модуль $K(\omega)$ и аргумент $\varphi(\omega)$ комплексного коэффициента передачи $K(j\omega)$ находятся соответственно как

$$K(\omega) = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)} \text{ и } \varphi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)}. \quad (2.15)$$

В этих формулах круговая частота $\omega = 2\pi f$ имеет размерность [рад/с]; f – циклическая частота, имеющая размерность [Гц]; число $\pi = 3,14\dots$

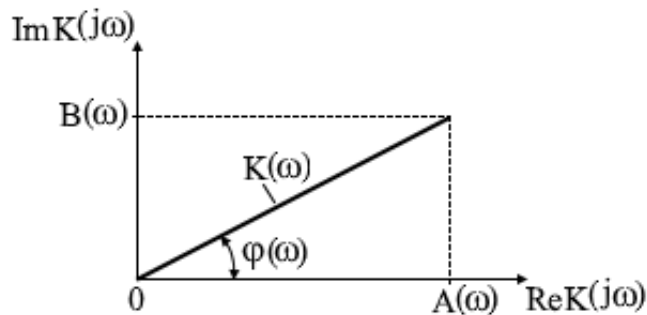


Рис. 2.2. Векторное представление коэффициента передачи усилителя на комплексной плоскости

Считая модуль $K(\omega)$ коэффициента передачи $K(j\omega)$ длиной вектора, а аргумент (фазу) $\varphi(\omega)$ – его направлением на комплексной плоскости, комплексный коэффициент передачи $K(j\omega)$ может быть представлен в виде очерчиваемой концом вектора кривой линии, называемой годографом или амплитудно-фазовой характеристикой (АФХ) усилителя (рис. 2.3).

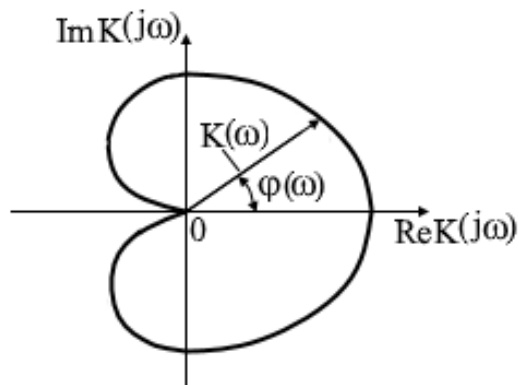


Рис. 2.3. Амплитудно-фазовая характеристика усилителя

б) Коэффициент передачи по току определяется отношением комплексных амплитуд токов на входе и выходе усилителя:

$$K_i(j\omega) = \frac{I_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{I_{\text{ВХ}}(j\omega)} = K_i(\omega) \cdot e^{j\varphi_i(\omega)}, \quad (2.16)$$

где $K_i(\omega)$ – модуль коэффициента передачи по току;

$\varphi_i(\omega)$ – аргумент (фазовый сдвиг) коэффициента передачи по току.

в) Сквозной коэффициент передачи по напряжению (коэффициент усиления напряжения источника ЭДС) определяется отношением комплексной амплитуды напряжения на выходе к комплексной амплитуде напряжения источника ЭДС:

$$K_e(j\omega) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{E_{\Gamma}(j\omega)} = K_e(\omega) \cdot e^{j\varphi_e(\omega)}, \quad (2.17)$$

где $K_e(\omega)$ – модуль сквозного коэффициента передачи по напряжению;
 $\varphi_e(\omega)$ – аргумент (фазовый сдвиг) сквозного коэффициента передачи по напряжению.

Фазовый сдвиг сквозного коэффициента передачи равен разности фаз выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ и ЭДС источника входного сигнала E_{Γ} :

$$\varphi_e = \varphi_{\text{ВЫХ}} - \varphi_{\Gamma}. \quad (2.18)$$

г) **Коэффициент передачи (усиления) по мощности** определяется отношением активных мощностей на входе $P_{\text{ВХ}}$ и выходе $P_{\text{ВЫХ}}$ усилителя:

$$K_p = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}. \quad (2.19)$$

Отметим, что в отличие от ранее рассмотренных коэффициентов передачи коэффициент передачи (усиления) по мощности K_p является действительной величиной, понятие фазы для мощности отсутствует.

Для области средних частот, где величины в формулах можно считать действительными, говорят не о передаточных функциях, а о коэффициентах усиления по напряжению, току и мощности. Связь между ними определяется соотношением:

$$K_p = K_u \cdot K_i = K_i^2 \cdot \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВХ}}} = K_u^2 \cdot \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Н}}}. \quad (2.20)$$

Из этой формулы следует, что если $K_p \gg 1$ и оно известно, то получить необходимое усиление по напряжению и току можно, меняя соотношение между $R_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{Н}}$.

Модули коэффициентов усиления являются безразмерными величинами. Поэтому их можно выразить в логарифмических единицах – децибелах [дБ]:

$$\begin{aligned} K_{u \text{ дБ}} &= 20 \lg K_u, \\ K_{e \text{ дБ}} &= 20 \lg K_e, \\ K_{i \text{ дБ}} &= 20 \lg K_i. \end{aligned} \quad (2.21)$$

Коэффициент усиления по мощности в логарифмических единицах определяется по несколько другой формуле:

$$K_{p \text{ дБ}} = 10 \lg K_p. \quad (2.22)$$

Если коэффициенты усиления заданы в децибелах, то обратный переход к безразмерным относительным единицам выполняется по следующим формулам:

$$\begin{aligned} K_u &= 10^{\frac{K_{u\text{ дБ}}}{20}}, \\ K_e &= 10^{\frac{K_{e\text{ дБ}}}{20}}, \\ K_p &= 10^{\frac{K_{p\text{ дБ}}}{10}}. \end{aligned} \quad (2.23)$$

Если усилитель напряжения является многокаскадным и состоит из N каскадов, то общий коэффициент усиления будет равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов, если они выражены в относительных единицах:

$$K_{\text{общ}} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot \dots \cdot K_N. \quad (2.24)$$

Если коэффициент передачи каждого каскада в усилителе тока или напряжения выражается комплексной величиной, то при вычислении общего коэффициента передачи модули коэффициентов передачи каскадов будут перемножаться, как показано выше, а их фазы складываться с учетом знака:

$$\varphi_{\text{общ}} = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_N = \sum_{n=1}^N \varphi_n. \quad (2.25)$$

Если коэффициент усиления каждого каскада определяется в децибелах, то при вычислении общего коэффициента передачи они будут складываться:

$$K_{\text{дБ общ}} = K_{1\text{ дБ}} + K_{2\text{ дБ}} + \dots + K_{N\text{ дБ}} = \sum_{n=1}^N K_{n\text{ дБ}}. \quad (2.26)$$

Формула (2.26) будет также справедлива при определении коэффициента усиления по мощности многокаскадного усилителя.

2.3. Коэффициент полезного действия усилителя

Для своей работы усилитель потребляет от источника питания мощность P_0 . Чтобы оценить эффективность преобразования в усилителе этой мощности в мощность усиливаемого сигнала $P_{\text{вых}}$, вводят понятие коэффициента полезного действия (КПД). Полный КПД усилителя определяют как отношение мощности сигнала $P_{\text{вых}}$, выделяющейся на активной нагрузке, к суммарной мощности P_0 , потребляемой всеми цепями усилителя от одного или более источников питания. КПД обычно выражают в процентах:

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0} \cdot 100 \%. \quad (2.27)$$

Основная часть мощности источника питания расходуется в оконечном каскаде усилителя, являющемся каскадом усиления мощности. Остальная часть энергии источника питания расходуется в предварительных каскадах усиления. По КПД оценивают экономичность работы усилительного устройства. Полная потребляемая мощность

$$P_0 = P_{\text{пред}} + P_{\text{вых}} + P_{\text{тепл}}, \quad (2.28)$$

где $P_{\text{тепл}}$ — мощность источника питания, выделяющаяся в усилителе в виде тепла; $P_{\text{пред}}$ — мощность источника питания, расходуемая на усиление сигнала в предварительных каскадах; $P_{\text{вых}}$ — полезная мощность на выходе усилителя.

2.4. Частотные характеристики усилителя.

Оценка линейных искажений усилителя в частотной области

Частотные характеристики показывают изменение усиления и фазового сдвига сигнала в усилителе в зависимости от его частоты. Они также нужны для оценки искажений усиливаемого сигнала в частотной области. Эти оценки выполняются с помощью модуля и аргумента комплексного коэффициента передачи по напряжению, являющимися функциями частоты усиливаемого сигнала.

В выражении для комплексного коэффициента передачи усилителя по напряжению

$$K_u(j\omega) = K_u(\omega) \cdot e^{j\varphi_u(\omega)} \quad (2.29)$$

зависимость модуля $K_u(\omega)$ коэффициента передачи $K_u(j\omega)$ усилителя от частоты называется **амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ)** усилителя, а зависимость аргумента (фазы) $\varphi_u(\omega)$ коэффициента передачи $K_u(j\omega)$ от частоты называется **фазочастотной характеристикой (ФЧХ)**. В качестве АЧХ может использоваться зависимость от частоты модуля любого другого из упомянутых выше коэффициентов передачи.

Частотные характеристики усилителей по своему виду могут существенно отличаться друг от друга в зависимости от их назначения, как это было показано раньше при рассмотрении классификации усилителей. При построении графиков АЧХ для усилителей, у которых отношение верхней частоты f_v усиливаемого диапазона к нижней частоте f_n велико $\lg(f_v/f_n) > 2$, по оси частот для удобства отображения графика используется не линейный, а логарифмический масштаб.

2.4.1. Оценка искажений по амплитудно-частотным характеристикам

Рассмотрим показатели АЧХ и параметры частотных искажений на примере амплитудно-частотной характеристики апериодического (неизбирательного) усилителя, изображенной на рис. 2.4 [3, 6].



Рис. 2.4. Амплитудно-частотная характеристика апериодического усилителя (усилителя звуковой частоты)

Идеальная АЧХ усилителя, соответствующая отсутствию искажений у выходного сигнала, представлена на рисунке пунктирной горизонтальной линией, для которой $K(f) = K_0 - \text{const}$ при любой частоте от нуля до ∞ . АЧХ реального усилителя всегда будет отличаться идеальной. Различие между ними показывает величину вносимых усилителем **линейных амплитудных искажений** сигнала, которые обусловлены тем, что параметры усилительных приборов (транзисторов, ламп) и сопротивления присутствующих в схеме реактивных элементов: конденсаторов и индуктивностей — зависят от частоты.

Линейные искажения присущи сигналам малого уровня, когда могут не учитываться нелинейности вольт-амперных характеристик усилительных приборов и других присутствующих в схеме нелинейных элементов. Линейные искажения изменяют форму выходного сигнала из-за того, что различные гармонические составляющие, входящие в состав сигнала, усиливаются по-разному, но состав спектра выходного сигнала не изменяется (дополнительные гармоники не появляются), как показано на рис. 2.5.

На данном рисунке: $S_{\text{вх}}$ и $S_{\text{вых}}$ — соответственно спектры входного и выходного сигналов, $K(f)$ — АЧХ усилителя, вызывающая показанное на рис. 2.5 изменение амплитуд спектральных составляющих усиленного сигнала на выходе.

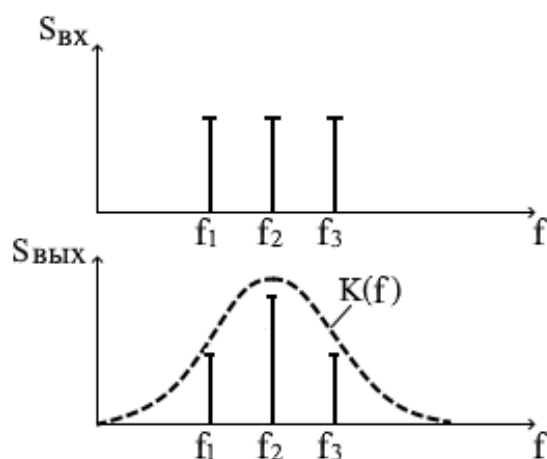


Рис. 2.5. Спектры входного и выходного сигналов усилителя при наличии линейных частотных искажений

При усилении чисто гармонического сигнала линейные частотные искажения не изменяют его форму: выходной сигнал останется чисто гармоническим. Однако амплитуда его изменится в зависимости от формы АЧХ (коэффициента усиления усилителя для частоты данной гармоники).

Отметим, что при снятии АЧХ усилительного устройства с помощью измерительных приборов по схеме, показанной на рис. 2.6, амплитуда переменного напряжения на его входе поддерживается постоянной. Изменяется лишь частота гармонического сигнала при переходе от одной точки графика к другой.

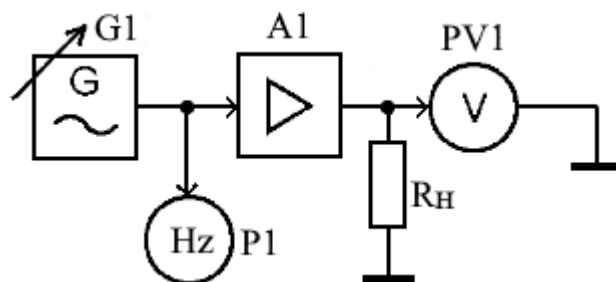


Рис. 2.6. Схема подключения измерительных приборов для снятия АЧХ усилителя. На схеме: А1 – исследуемый усилитель, G1 – перестраиваемый генератор синусоидального сигнала, PV1 – вольтметр для измерения действующего значения напряжения, P1 – частотомер

После получения таким способом графика АЧХ усилителя количественная оценка вносимых им линейных частотных искажений производится по отклонению реальной АЧХ усилителя от идеальной отдельно для области нижних и верхних частот.

Отличие реальной АЧХ от идеальной характеризуется коэффициентом частотных искажений M на частоте f . Для области нижних частот (НЧ) коэффициент частотных искажений M_n определяется как

$$M_H = K_0 / K_H(f), \quad M_{H, \text{дБ}} = 20 \lg (K_0 / K_H(f)), \quad [\text{дБ}], \quad (2.30)$$

где K_0 – модуль коэффициента усиления в области средних частот, где реальная АЧХ совпадает с идеальной; $K_H(f)$ – модуль коэффициента усиления на заданной частоте f в области НЧ. В области верхних частот (ВЧ) коэффициент частотных искажений M_B определяется аналогичным образом:

$$M_B = K_0 / K_B(f), \quad M_{B, \text{дБ}} = 20 \lg (K_0 / K_B(f)), \quad [\text{дБ}]. \quad (2.31)$$

В радиотехнике принято, что граничные частоты усиления усилителя $f_{H \text{ гр}}$ и $f_{B \text{ гр}}$ соответственно для области нижних и верхних частот определяются на уровне $K_0 / \sqrt{2} = 0,707 K_0$. На этих частотах коэффициенты частотных искажений $M_H = M_B = 1,41$ или $M_{H, \text{дБ}} = M_{B, \text{дБ}} = 20 \lg \sqrt{2} = 3 \text{ дБ}$.

В отдельных случаях частотные искажения могут определяться на другом выбранном уровне неравномерности АЧХ.

Область частот, которая расположена ниже частоты $f_{H \text{ гр}}$, называется областью нижних частот, а которая расположена выше частоты $f_{B \text{ гр}}$ – областью верхних частот. Полосой пропускания усилителя называют область частот, в пределах которой частотные искажения не превышают заданных значений M_H и M_B . В данном случае на рис. 2.4 полосой пропускания усилителя является область частот между $f_{H \text{ гр}}$ и $f_{B \text{ гр}}$. В широкополосных усилителях частотой $f_{H \text{ гр}}$, не превышающей нескольких десятков герц, можно пренебречь и считать, что полоса пропускания $\Pi_{0,7} = f_{B \text{ гр}}$. Например, в радиовещании в усилителе канала звука полоса пропускания простирается от частоты $f_{H \text{ гр}} = 50 \dots 100 \text{ Гц}$ до $f_{B \text{ гр}} = 5 \dots 7 \text{ кГц}$, а в телевидении полоса пропускания усилителя канала изображения лежит в диапазоне от частоты $f_{H \text{ гр}} = 25 \text{ Гц}$ до частоты $f_{B \text{ гр}} = 5 \dots 8 \text{ МГц}$.

Частотные искажения многокаскадного усилителя равны сумме частотных искажений отдельных каскадов, соответственно для области верхних и нижних частот, если они выражены в дБ:

$$M_{\text{дБ}} = M_{1 \text{ дБ}} + M_{2 \text{ дБ}} + \dots + M_{N \text{ дБ}} = \sum_{k=1}^N M_{k \text{ дБ}}. \quad (2.32)$$

Частотные искажения могут также оцениваться модулем относительного усиления на заданной частоте f :

$$Y(f) = K(f) / K_0 \leq 1. \quad (2.33)$$

Модуль относительного усиления $K(f)$ и коэффициент частотных искажений M являются взаимно обратными величинами:

$$Y(f) = 1/M ; M_{дБ} = -Y_{дБ}. \quad (2.34)$$

Оценка частотных искажений с помощью модуля относительного усиления может быть произведена как на нижних, так и на верхних частотах:

$$Y_H = K_H/K_0 = 1/M_H ; Y_B = K_B/K_0 = 1/M_B. \quad (2.35)$$

2.4.2. Оценка искажений по фазочастотным характеристикам

Фазочастотная характеристика усилителя (ФЧХ) $\varphi(\omega)$ определяется аргументом комплексного коэффициента усиления $\varphi(\omega) = \arg K(j\omega)$. Она показывает зависимость сдвига фаз между входным и выходным напряжениями усилителя при гармоническом входном сигнале в зависимости от его частоты ω :

$$\varphi(\omega) = \Delta\varphi(\omega) = \varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega), \quad (2.36)$$

где φ_1 и φ_2 – фазы гармонического сигнала на входе и выходе усилителя, измеряемые на какой-либо одной частоте ω_i в диапазоне частот, для которого требуется получить график ФЧХ. Для получения фазочастотной характеристики усилителя может быть предложена измерительная схема, приведенная на рис. 2.7. На вход усилителя А1 с выхода генератора G1 подается гармонический сигнал с частотой $f = \omega/2\pi$ и такой малой амплитуды U_m , чтобы усиленный сигнал на выходе усилителя оставался таким же гармоническим, не искаженным.

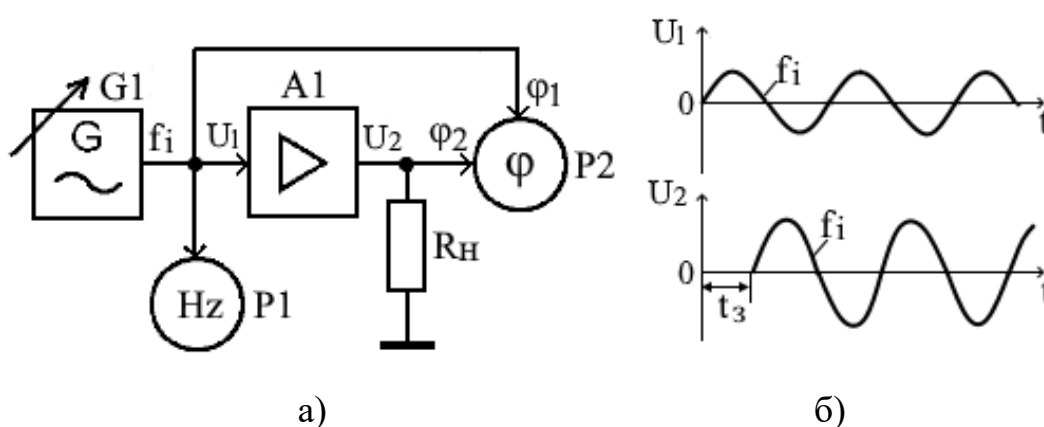


Рис. 2.7. а) Схема подключения измерительных приборов для снятия ФЧХ усилителя; б) эюры сигналов на входе и выходе исследуемого усилителя. На схеме показаны: А1 – исследуемый усилитель, G1 – перестраиваемый генератор синусоидального сигнала, P1 – частотомер, P2 – фазометр

На фиксированной контролируемой частотомером P_1 частоте f_i гармонического сигнала, поступающего от генератора G1, с помощью фазометра P_2 по задержке t_3 между сигналами на входе U_1 и выходе U_2 исследуемого усилителя A1 измеряется фазовый сдвиг $\Delta\varphi(f_i) = 2\pi f_i \cdot t_3$. Далее путем перестройки по частоте генератора синусоидальных сигналов G1 с некоторым шагом Δf производится измерение фазового сдвига $\Delta\varphi$ в ряде точек на частотной оси в требуемом диапазоне частот. По полученным точкам строится график фазочастотной характеристики $\varphi(f)$.

Рассмотренной выше на рис. 2.4 АЧХ апериодического усилителя будет соответствовать следующая реальная фазочастотная характеристика, представленная на рис. 2.8.

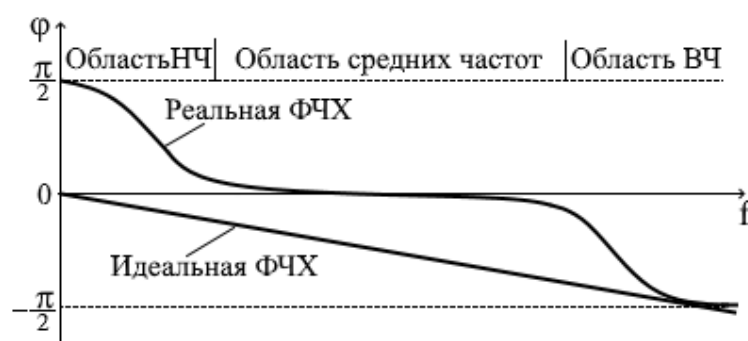


Рис. 2.8. Фазочастотная характеристика апериодического усилителя

При отсутствии фазовых искажений произойдет лишь запаздывание усиленного сигнала относительно входного на некоторое время t_3 при сохранении его формы. Следовательно, это запаздывание t_3 будет одинаково для любых гармонических составляющих сложного сигнала.

Фазовыми искажениями называются искажения формы выходного сигнала, вызванные неодинаковым временем запаздывания t_3 отдельных гармонических составляющих f_i сложного сигнала, когда $t_3 \neq const$ для разных частот. Фазовые искажения количественно можно оценивать по отклонению реальной ФЧХ от идеальной. Дадим определение идеальной ФЧХ, при которой фазовые искажения будут отсутствовать. **Идеальная фазочастотная характеристика** представляет собой прямую линию, выходящую из начала координат и проведенную по касательной к реальной ФЧХ, как показано на рис. 2.8. Для идеальной ФЧХ фазовый сдвиг прямо пропорционален частоте сигнала:

$$\varphi(\omega) = -t_3 \cdot \omega = -t_3 \cdot 2\pi f. \quad (2.37)$$

Угол наклона идеальной ФЧХ относительно частотной оси определяет групповое время задержки t_3 сигнала на выходе усилителя. Групповое время задержки на заданной частоте определяют через производную ФЧХ:

$$t_3 = \frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi}{df}, \quad (2.38)$$

где фазовый сдвиг φ измеряется в радианах.

В случае идеальной ФЧХ групповое время задержки $t_3 = \text{const}$ для всех спектральных гармонических составляющих сигнала, что следует из формулы:

$$\begin{aligned} U_{i \text{ Вых}}(t) &= U_{mi \text{ Вых}} \cos[\omega_i t + \varphi_i(\omega_i)] = \\ &= U_{mi \text{ Вых}} \cos[\omega_i(t - t_3)]. \end{aligned} \quad (2.39)$$

Это означает, что при прохождении через усилитель все спектральные составляющие входного сигнала смещаются по времени на одинаковую величину t_3 . Поэтому искажения формы сигнала на выходе усилителя не произойдет. Выходной сигнал усилителя будет только задерживаться относительно входного на постоянную величину t_3 и изменит свою амплитуду с коэффициентом усиления K_0 .

Однако, как видно из рис. 2.8, реальная ФЧХ усилителя является нелинейной функцией, из-за чего различные спектральные составляющие входного сигнала на выходе будут задерживаться на различное время. Поэтому форма сигнала на выходе усилителя будет отличаться от формы входного сигнала, т.е. будет искажаться. Следовательно, фазовые искажения также можно оценивать по неравномерности группового времени задержки относительно задержки на средних частотах f_0 :

$$\Delta t_3 = t_3(f) - t_{30}, \quad (2.40)$$

где $t_3(f)$ – групповое время задержки на заданной частоте f или ω ;

$t_{30} = t_3(f_0)$ – групповое время задержки на средних частотах f_0 .

Считается, что в области средних частот (СЧ) фазовые искажения отсутствуют, что объясняется пренебрежимо малым влиянием реактивных элементов и инерционных свойств активных усилительных приборов. Поэтому в области средних частот реальная ФЧХ имеет постоянный наклон, как показано на рис. 2.8.

Линейная зависимость ФЧХ усилителей важна в измерительной технике при экспериментальных исследованиях, когда регистрируется именно форма сигнала, несущая информацию об исследуемом физическом процессе.

Обычно ФЧХ усилителя рассматривается отдельно для области нижних и верхних частот. Поэтому для удобства оценки величины фазовых искажений в этих областях фазочастотная характеристика, в отличие от АЧХ, строится в линейном масштабе по оси частот.

В качестве примера рассмотрим ФЧХ следующей пассивной резисторно-емкостной цепи на рис. 2.9, частотные характеристики которой совпадают по форме с характеристиками апериодического усилителя, показанными на рис. 2.4 и 2.8.

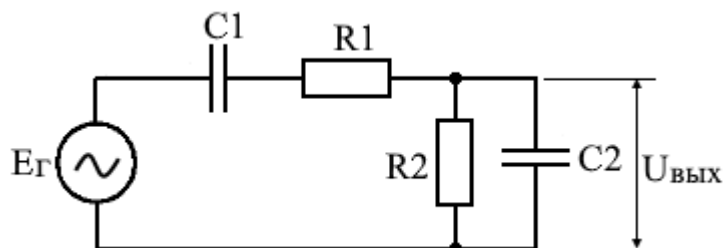


Рис. 2.9. Эквивалентная резисторно-емкостная цепь для моделирования АЧХ и ФЧХ апериодического усилителя

Рассмотрим фрагмент ФЧХ из рис. 2.8 для области низких частот.



Рис. 2.10. Определение фазовых искажений усилителя в области низких частот

В области низких частот (НЧ) на формирование ФЧХ в основном влияет емкость конденсатора $C1$, имеющего возрастающее с уменьшением частоты реактивное сопротивление $X_c = 1/j\omega C_1$, из-за чего напряжение на выходе схемы $U_{\text{вых}}$ опережает напряжение источника сигнала $E_{\text{Г}}$. Конденсатор $C2$ на НЧ имеет большое сопротивление по сравнению с сопротивлением резистора $R2$ и поэтому влияния на ФЧХ не оказывает.

Согласно определению идеальной ФЧХ здесь является пунктирная линия, совпадающая с осью частот. Она выходит из начала координат и проходит по касательной к реальной ФЧХ. Фазовые искажения $\varphi_{\text{н}}$ в данном случае определяются по величине отклонения реальной ФЧХ от идеальной на выбранной граничной частоте $f_{\text{н гр}}$.

Перейдем к рассмотрению фрагмента ФЧХ из рис. 2.8 в области верхних частот (ВЧ).

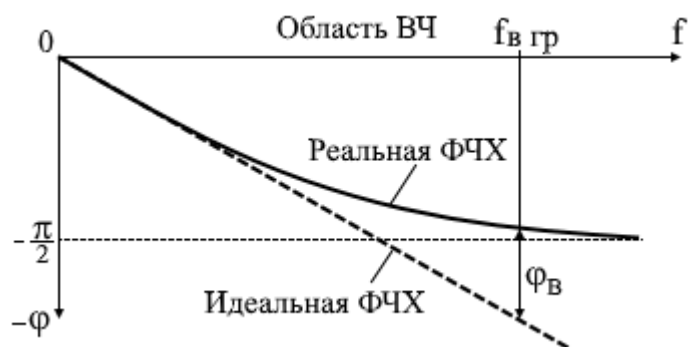


Рис. 2.11. Определение фазовых искажений усилителя в области высоких частот

На рис. 2.11 при линейном масштабе оси частот области НЧ и СЧ графика окажутся практически целиком сосредоточены в окрестности точки **0** начала координат. Поэтому на рисунке идеальная и реальная ФЧХ будут представлены выходящими из одной точки **0** начала координат графиками, и идеальная ФЧХ в этой точке, согласно определению, является касательной к реальной. В эквивалентной схеме на рис. 2.9 реактивное сопротивление разделительного конденсатора $C1$ в ВЧ области является пренебрежимо малым по сравнению с сопротивлением $R1$. Поэтому конденсатор $C1$ можно закоротить.

На формирование ФЧХ цепи в области ВЧ будет в основном влиять реактивное сопротивление X_{C2} конденсатора $C2$, из-за которого напряжение на выходе схемы $U_{\text{вых}}$ будет отставать по фазе от напряжения источника сигнала E_r . Фазовые искажения φ_v в данном случае определяются величиной расхождения реальной и идеальной ФЧХ на выбранной граничной частоте $f_{в гр}$.

В многокаскадном усилителе фазовые искажения от отдельных каскадов на выходе устройства накапливаются алгебраически соответственно для нижних и верхних частот:

$$\Delta\varphi_{\text{общ}} = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_N = \sum_{i=1}^N \varphi_i. \quad (2.41)$$

В усилительных каскадах может существовать постоянный фазовый сдвиг на 180° , не зависящий от частоты входного сигнала. Он обусловлен схемой включения усилительного прибора, при которой происходит инвертирование входного сигнала. Такой фазовый сдвиг происходит при включении транзистора по схеме с общим эмиттером, общим истоком и в инвертирующих схемах на операционном усилителе. При построении ФЧХ и определении фазовых искажений постоянный фазовый сдвиг 180° не учитывается.

2.5. Переходная характеристика усилителя.

Оценка линейных искажений во временной области

Переходная характеристика (ПХ) применяется для описания свойств усилителей импульсных сигналов и оценки линейных искажений сигнала во временной области. Переходная характеристика представляет собой зависимость от времени выходного напряжения усилителя $U_{\text{вых}}(t)$ при подаче на вход схемы ЭДС источника сигнала в виде единичной функции (мгновенного скачка): $E_r(t) = E_{r0} \cdot 1(t)$, где E_{r0} – постоянный уровень напряжения, а $1(t)$ – единичная функция, определяемая следующими условиями:

$$1(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \geq 0, \\ 0 & \text{при } t < 0. \end{cases} \quad (2.42)$$

Вид единичной испытательной функции в виде ступенчатого перепада напряжения представлен на рис. 2.12. В качестве единичной функции также может быть использован перепад тока.

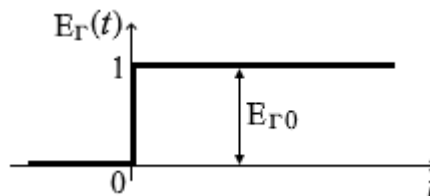


Рис. 2.12. Функция единичного скачка напряжения (тока), используемая при построении переходных характеристик усилителя

Переходные процессы в схеме усилителя обусловлены цепями, содержащими реактивные элементы, причем постоянные времени этих цепей могут различаться на несколько порядков. Так цепи с малыми постоянными времени вызывают быстро протекающие переходные процессы, а медленно протекающие переходные процессы определяются электрическими цепями с большими постоянными времени. При отсутствии в схеме реактивных элементов напряжение на выходе усилителя также изменялось бы по закону единичной функции с умножением на постоянный коэффициент усиления K_0 .

Поскольку быстро и медленно протекающие переходные процессы занимают по длительности разные отрезки времени, отличающиеся на порядки, что делает невозможным показать их на одном рисунке без искажений масштаба, то указанные переходные процессы и их показатели будем рассматривать по-отдельности.

2.5.1. Оценка переходных искажений в области малых времен

Для оценки быстро протекающих переходных процессов пользуются **переходной характеристикой в области малых времен**. Временная ось для

данной характеристики сильно растянута, что позволяет показать начальный участок или фронт переходной характеристики. После завершения переходного процесса напряжение на выходе усилителя $U_{\text{вых}}(t)$ достигает установившегося значения U_0 , как показано на рис. 2.13.



Рис. 2.13. Переходная характеристика усилителя в области малых времен как реакция на единичный скачок напряжения на входе устройства

В зависимости от соотношения реактивных и пассивных элементов в схеме переходный процесс может быть либо колебательным, либо апериодическим. Обычно пользуются не характеристикой переходного процесса с абсолютными значениями напряжений, а нормированной переходной характеристикой $h(t)$:

$$h(t) = \frac{U_{\text{вых}}(t)}{U_0}. \quad (2.43)$$

Нормированная переходная характеристика имеет следующий вид:



Рис. 2.14. Определение показателей переходных искажений по нормированной переходной характеристике усилителя

С помощью переходной характеристики в области малых времен производится оценка линейных искажений сигналов в импульсных усилителях. Для количественной оценки искажений используется ряд показателей переходного процесса. Запаздывание выходного импульсного сигнала по отношению к входному характеризуется **временем запаздывания t_3** , за которое

переходный процесс $h(t)$ достигает уровня 0,5 от установившегося значения. **Временем установления** фронта импульса называется интервал времени $t_y = t_2 - t_1$, за который переходная характеристика $h(t)$ возрастает от 0,1 до 0,9 от установившегося значения. Если процесс установления носит колебательный характер, то возникающий **выброс** δ определяется как разность между максимальным значением переходной характеристики h_{max} и установившимся значением, равным единице. Величина выброса указывается в относительных единицах или процентах.

$$\delta = h_{max} - 1 \quad \text{или} \quad \delta, \% = (h_{max} - 1) \cdot 100 \%. \quad (2.44)$$

Время установления t_y связано с верхней граничной частотой на АЧХ усилителя соотношением:

$$t_y = 0,35 / f_{в\,гр} \quad \text{или} \quad t_y = 2,2 \cdot \tau_{в}, \quad (2.45)$$

где $\tau_{в}$ – постоянная времени цепи в области малых времен.

В многокаскадном усилителе, состоящем из N каскадов, при небольшом выбросе $\delta \leq 10 \%$ результирующее время установления с большой точностью рассчитывается по формуле:

$$t_{y\,\Sigma} = \sqrt{t_{y1}^2 + t_{y2}^2 + \dots + t_{yN}^2}. \quad (2.46)$$

Приведем графическую иллюстрацию влияния значения верхней граничной частоты $f_{в\,гр}$ усилителя на длительность времени установления t_y фронта импульса в переходной характеристике. Из анализа графиков на рис. 2.15 следует, что в усилителе, где $f_{в\,гр}$ больше, время установления фронта t_y меньше.

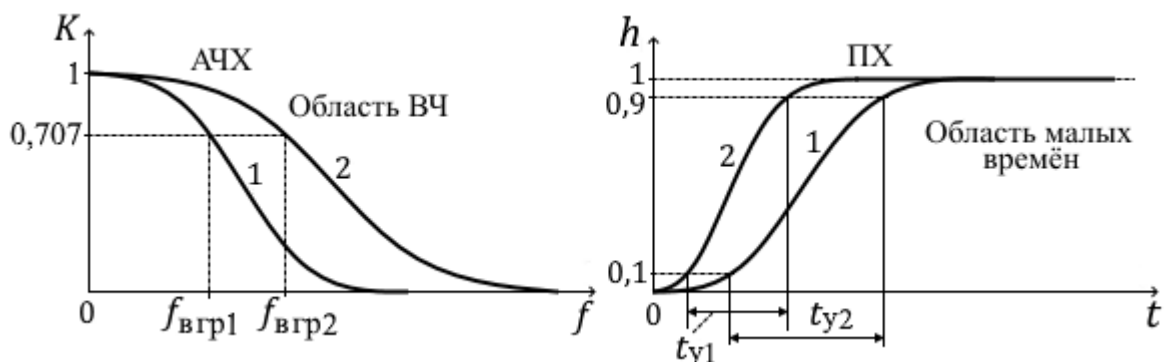


Рис. 2.15. Связь искажений АЧХ усилителя в области высоких частот с переходными искажениями импульса в области малых времен

2.5.2. Оценка переходных искажений в области больших времен

Медленно протекающие процессы в усилителях оценивают по показанной на рис. 2.16 **переходной характеристике в области больших времен** при сильно сжатом масштабе по временной оси. Масштаб сжат настолько, что при этом ПХ в области малых времен (ОМВ) сжимается в вертикальный отрезок в начале координатной оси, соответствующий $t \approx 0$.

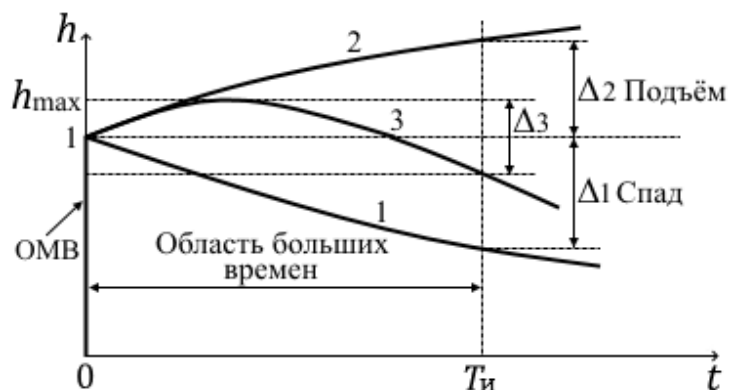


Рис. 2.16. Определение показателей переходных искажений по нормированной переходной характеристике усилителя в области больших времен

Представленные на рис. 2.16 переходные характеристики для трёх возможных случаев показывают реакцию схемы при подаче на вход усилителя единичного скачка напряжения (тока) большой длительности или импульса, длительность которого $T_{и}$, намного превышает протяженность области малых времен (ОМВ). Возникающая при этом неравномерность в виде спада Δ_1 обусловлена наличием в схеме усилителя разделительных конденсаторов, а неравномерность в виде подъёмов Δ_2 и Δ_3 – наличием в схеме усилителя ещё и специальных корректирующих RC-цепей.

Принято, что неравномерность Δ_i переходной характеристики в области больших времен определяют в конце действия импульса длительностью $T_{и}$ на входе усилителя как разность максимального и минимального значений переходной характеристики на интервале $T_{и}$. В случае показанной на рис. 2.16 переходной характеристики **1** неравномерность Δ_1 называется спадом, определяемым по формуле:

$$\Delta_1 = [1 - h(T_{и})] \cdot 100 \% = \left| \frac{U_{t=T_{и}} - U_0}{U_0} \right| \cdot 100 \% . \quad (2.47)$$

Установившейся величине напряжения U_0 в формуле (2.47) соответствует уровень напряжения в начале координатной оси в момент окончания ОМВ ($t \approx 0$). На нормированной переходной характеристике на рис. 2.16 этому уровню соответствует значение $h(t) = 1$.

Для графика переходной характеристики **2** неравномерность Δ_2 называется подъёмом, определяемым по формуле:

$$\Delta_2 = [h(T_{\text{и}}) - 1] \cdot 100 \% = \frac{U_{t=T_{\text{и}}} - U_0}{U_0} \cdot 100 \% . \quad (2.48)$$

Для переходной характеристики **3**, претерпевающей за время длительности импульса $T_{\text{и}}$ сначала подъём, а потом спад, неравномерность Δ_3 находится по формуле:

$$\Delta_3 = [h_{\text{max}} - h(T_{\text{и}})] \cdot 100 \% = \left| \frac{U_{t=T_{\text{и}}} - U_{\text{max}}}{U_0} \right| \cdot 100 \% . \quad (2.49)$$

Если величина спада Δ_1 не превышает 10 %, то её количественно можно приближенно рассчитать по формуле:

$$\Delta_{1,\%} = \frac{T_{\text{и}}}{\tau_{\text{н}}} \cdot 100 \% , \quad (2.50)$$

где $\tau_{\text{н}}$ — постоянная времени переходной цепи, из-за которой происходит спад вершины импульса, или постоянная времени в области больших времен, которая обратно пропорциональна нижней граничной частоте $\omega_{\text{н гр}}$ или $f_{\text{н гр}}$:

$$\tau_{\text{н}} = 1/\omega_{\text{н гр}} = 1/2\pi f_{\text{н гр}} . \quad (2.51)$$

На основании формул (2.50) и (2.51) получим связь между величиной спада вершины импульса Δ_1 и нижней граничной частотой усилителя $f_{\text{н гр}}$:

$$\Delta_1 = 2\pi f_{\text{н гр}} T_{\text{и}} , \quad (2.52)$$

где спад Δ_1 выражен в относительных единицах.

Приведем графическую иллюстрацию влияния значения нижней граничной частоты $f_{\text{н гр}}$ усилителя на величину спада Δ вершины импульса в переходной характеристике при фиксированной длительности импульса $T_{\text{и}}$. Из анализа графиков на рис. 2.17 следует, что усилитель с меньшей частотой $f_{\text{н гр}}$ имеет меньший спад Δ переходной характеристики к концу действия импульса.

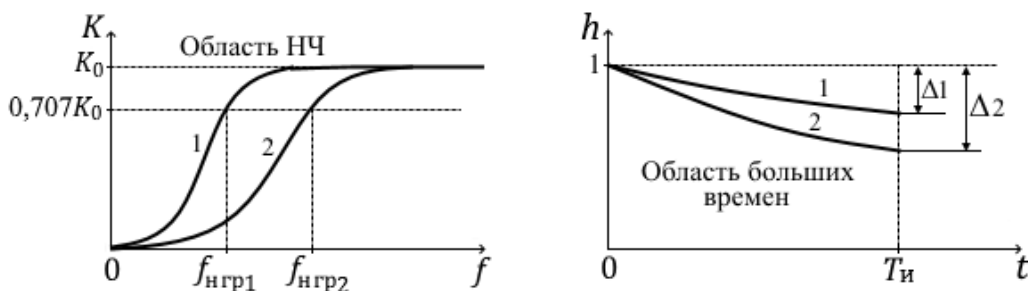


Рис. 2.17. Связь искажений АЧХ усилителя в области низких частот с переходными искажениями импульса в области больших времен

Результирующее искажение вершины импульса $\Delta_{\Sigma N}$ в многокаскадном усилителе, состоящем из N каскадов, определяется суммой спадов во всех каскадах:

$$\Delta_{\Sigma N} = \Delta_1 + \Delta_2 + \dots + \Delta_N. \quad (2.53)$$

2.6. Нелинейные искажения в усилителях

Нелинейные искажения – это изменение формы усиливаемого сигнала, обусловленное нелинейностью вольт-амперных характеристик (ВАХ) элементов усилителей: биполярных и полевых транзисторов, диодов, аналоговых микросхем, трансформаторов и дросселей. Нелинейность ВАХ проявляется при усилении сигналов большой величины, т.е. в выходных каскадах усилителя, где токи и напряжения изменяются в пределах всего раствора ВАХ, где различные её участки имеют разную крутизну. Нелинейность ВАХ не одинаково сказывается для разного вида входных сигналов. Поэтому существуют особенности оценки нелинейных искажений в усилителях гармонических и импульсных сигналов.

2.6.1. Оценка нелинейных искажений при гармоническом сигнале

Возникновение в усилительном каскаде **нелинейных искажений при гармонических сигналах** рассмотрим на примере, когда на вход усилительного прибора (полевого транзистора) с нелинейной ВАХ $I_c = F(U_z)$ подается изменяющееся по гармоническому закону напряжение одной частоты, описываемое формулой: $U_1 = U_{m1} \cos 2\pi f_1 t$. На рис. 2.18 показаны формы сигналов в входной и в выходной цепях полевого транзистора с управляющим р-п переходом при типовой нелинейной форме его сток-затворной характеристики, отображающей зависимость тока стока от напряжения между затвором и истоком при $U_{си} = const$.

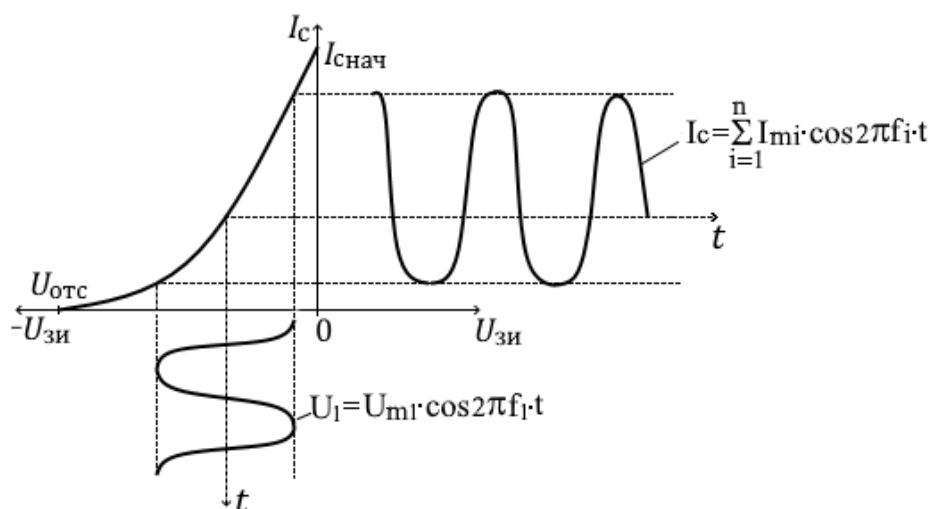


Рис. 2.18. Возникновение искажения формы гармонического сигнала из-за нелинейности ВАХ усилительного прибора

Из-за нелинейности ВАХ полевого транзистора форма напряжения $U_H = I_C R_H$ на нагрузке R_H в выходной цепи каскада становится не синусоидальной, поскольку в токе стока I_C появляются гармоники основной частоты сигнала: $2f_1, 3f_1, 4f_1$ и т.д., которых в спектре входного сигнала не было:

$$I_C = \sum_{i=1}^n I_{mi} \cos 2\pi f_i t \quad (2.54)$$

Эти появившиеся на выходе усилителя новые гармоники, суммируясь с сигналом основной частоты f_1 , приводят к искажению формы выходного сигнала. В полученном обогащении спектра выходного сигнала новыми гармониками и состоит принципиальное отличие нелинейных искажений от линейных, при которых состав спектра выходного сигнала относительно входного не изменяется. Амплитудные спектры сигналов на входе и выходе усилителя при возникновении нелинейных искажений в качестве примера приведены на рис. 2.19.

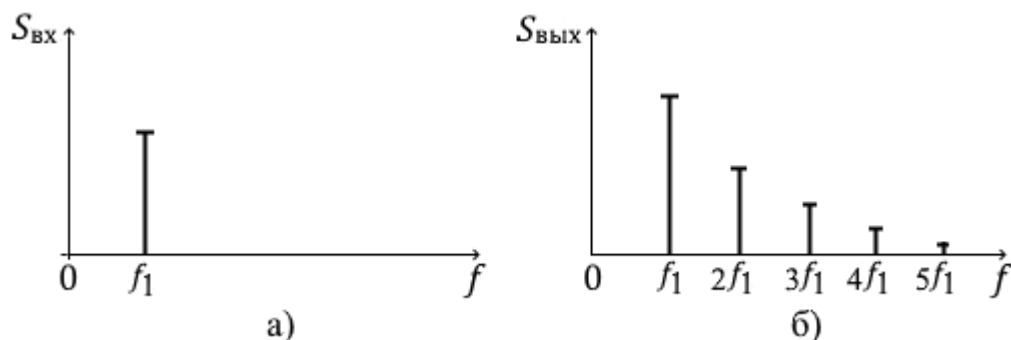


Рис. 2.19. Обогащение спектра выходного сигнала новыми гармоническими составляющими из-за нелинейных искажений в усилителе:
а) амплитудный спектр входного сигнала, б) спектр выходного сигнала

Чем сильнее искажается форма сигнала, тем больше амплитуды высших гармоник относительно амплитуды первой гармоники.

Количественно нелинейные искажения усилителей гармонических сигналов оценивают коэффициентом гармоник k_r , который вычисляется при синусоидальном входном сигнале как корень квадратный из отношения суммы мощностей всех новых гармоник, появившихся из-за нелинейных элементов, к мощности первой гармоники:

$$k_r = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_N}{P_1}} = \sqrt{\sum_{j=2}^N P_j / P_1} \quad (2.55)$$

Если нагрузка усилителя является активной, то P_j можно выразить как

$$P_j = I_j^2 R_n = U_j^2 / R_n, \quad (2.56)$$

где I_j, U_j – действующие значения гармоник токов и напряжений.

Тогда отношение мощностей в формуле (2.55) можно заменить отношением квадратов амплитудных или действующих значений напряжений (токов). При этом получаем

$$k_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_N^2}}{U_1} = \sqrt{\sum_{j=2}^N U_j^2} / U_1 = \sqrt{\sum_{j=2}^N I_j^2} / I_1, \quad (2.57)$$

где U_j, I_j – действующие значения напряжений, токов высших гармоник частоты сигнала; U_1, I_1 – действующие значения напряжения и тока первой гармоники сигнала на выходе усилителя.

Возможно использование коэффициентов гармоник отдельно по второй, третьей и т.д. гармоникам: $k_{r2} = U_2/U_1 = I_2/I_1$; $k_{r3} = U_3/U_1 = I_3/I_1$. Тогда полный коэффициент гармоник k_r выражается через них следующим образом:

$$k_r = \sqrt{k_{r2}^2 + k_{r3}^2 + \dots + k_{rN}^2}. \quad (2.58)$$

Требование к коэффициенту гармоник усилителя определяется его назначением. Для усилителя звуковых частот высокого качества $k_r < 0,2 \%$.

Высшие гармоники, возникающие при одном входном синусоидальном сигнале, характеризуют только степень нелинейности. Наиболее заметны нелинейные искажения, которые образуются при попадании на вход усилителя двух и более синусоидальных сигналов. При этом на выходе из-за нелинейности ВАХ появляются комбинационные разностные частоты, наибольший вклад из которых вносят следующие: $|f_1 - f_2|$, $|2f_1 - f_2|$, $|f_1 - 2f_2|$, Для оценки нелинейности из-за появления комбинационных частот используют коэффициент интермодуляционных искажений $k_{рим}$, допустимое значение которого не должно превышать 0,5 %.

2.6.2. Оценка нелинейных искажений при импульсном сигнале

Для оценки нелинейных свойств импульсных усилителей приведенная оценка в виде k_r не применяется, поскольку влияние нелинейности ВАХ по-разному сказывается на сигналах прямоугольной и пилообразных форм, что иллюстрируется на рис. 2.20.

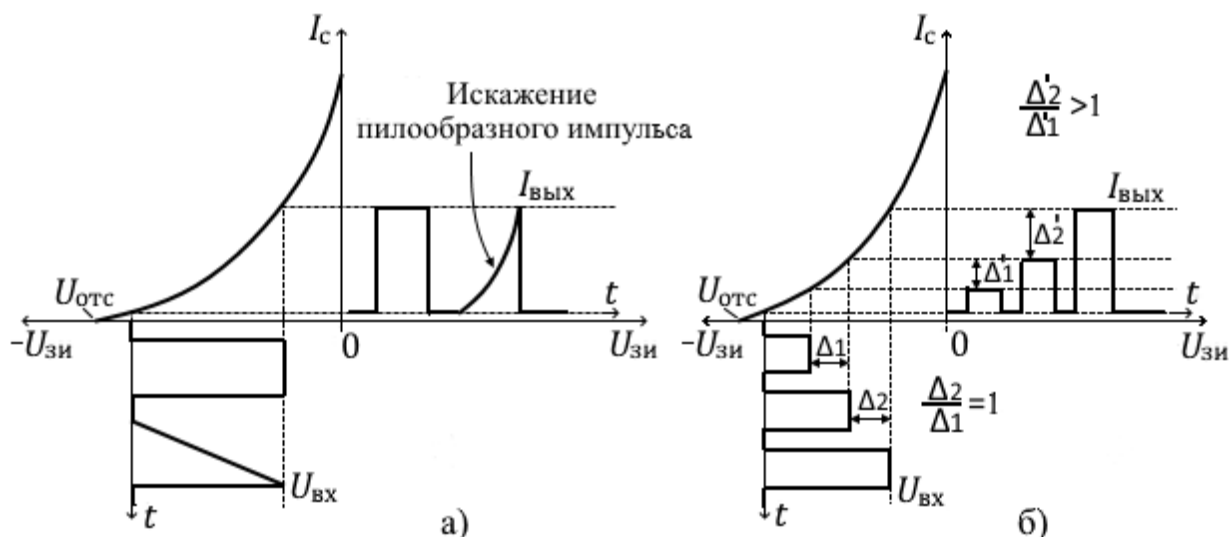


Рис. 2.20. Проявление нелинейных искажений при разных видах импульсных сигналов: а) искажается форма пилообразного импульса, б) изменяется соотношение между амплитудами импульсов на выходе

На рис. 2.20,а показано, что нелинейность ВАХ совершенно не влияет на форму прямоугольного импульса, в то время как пилообразный импульс искажается существенно. На рис. 2.20,б видно, что нелинейность ВАХ нарушает пропорции между импульсами различной амплитуды, что плохо для сигналов с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ), где информация заключена в амплитуде. Однако нелинейность ВАХ не искажает сигналы, в которых информация заключена не в амплитуде, а в длительности импульсов, например, при широтно-импульсной модуляции (ШИМ) импульсного сигнала.

Поэтому искажения пилообразных импульсов оценивают с помощью осциллограммы сигнала на выходе усилителя путем измерения относительного изменения крутизны пилы в начале и конце импульса, как показано на рис. 2.21.



Рис. 2.21. Оценка нелинейных искажений выходного импульса методом касательных при пилообразном входном сигнале

Оценка искажения в процентах возрастающего по линейному закону (пилообразного) напряжения производится по следующей формуле:

$$U_H = \frac{tg \varphi_K - tg \varphi_H}{tg \varphi_K} \cdot 100\%, \quad (2.59)$$

где φ_K и φ_H – углы наклона касательных к искаженной вершине соответственно в конце и в начале выходного импульса; U_H – коэффициент нелинейности импульса.

2.7. Шумовые характеристики электронного усилителя

2.7.1. Общая характеристика шумов и помех в усилителе

Современные усилители могут обеспечить усиление сигналов, мощность которых на входе составляет порядка $P_{c\ min} = 10^{-20}$ Вт, что эквивалентно мощности излучения горящей спички на расстоянии 1000 км, до величины, при которой начинается нормальное функционирование подключенных к выходу усилителя устройств: реле, индикаторов, АЦП и т.д. Усилению менее мощных сигналов препятствуют собственные шумы усилителя и тепловой шум самого источника сигнала. Из-за этих шумов, даже при отсутствии сигнала на входе усилителя, на его выходе образуется некоторое переменное напряжение, маскирующее полезный сигнал.

К собственным шумам усилителя относятся: наводки, фон, микрофонный эффект, дрейф, тепловой шум. Шумами принято называть флуктуационные помехи. Приведём краткое описание собственных помех [3, 6, 18].

- **Наводки** – это возникающие в усилителе посторонние напряжения из-за паразитных электрических, магнитных, гальванических и других связей цепей усилителя с внешними источниками помех. Влияние наводок снижается путем применения магнитного и электростатического экранирования.

- **Фоном** называют напряжение на выходе усилителя, обусловленное недостаточной фильтрацией пульсирующего напряжения источника питания, работающего от сети переменного тока. Данную помеху снижают путем улучшения фильтрации пульсаций питающего напряжения.

- **Микрофонный эффект** представляет собой электрические колебания, возникающие при механических воздействиях на элементы усилителя. Для устранения микрофонного эффекта используются амортизирующие устройства, рациональная конструкция и надежное крепление элементов схемы.

- **Дрейфом** называется внутренняя помеха, в которую входят составляющие токов и напряжений очень низких частот. Причинами возникновения дрейфа являются колебания температуры и напряжений источников питания, старение усилительных элементов. Для уменьшения дрейфа, к которому наиболее чувствительны усилители постоянного тока (УПТ), применяются схемные решения в виде переноса усиливаемых сигналов на несущую частоту.

ту с последующей демодуляцией после усиления, а также применение дифференциальных каскадов в входных каскадах УПТ.

- **Тепловые шумы** обусловлены тепловым беспорядочным (случайным) движением носителей заряда в резисторах и элементах с активными потерями. С движением зарядов связан случайный ток в проводнике, который из-за наличия у проводника активного сопротивления R создаёт случайную (флюктуационную) разность потенциалов или ЭДС шума $E_{ш}$ на его концах.

Если рассмотренные первые четыре вида помех тем или иным способом могут быть снижены до пренебрежимо малых величин, то **тепловые шумы**, возникающие в резисторах, усилительных элементах (транзисторах), а также шумы от источника усиливаемого сигнала, обладающего некоторым выходным сопротивлением R_c , являются принципиально неустранимыми.

Поскольку ЭДС шума $E_{ш}$ представляет собой непериодическую функцию времени, то её спектр является сплошным и практически равномерным от нуля до тысяч гигагерц. Шум с подобным равномерным спектром называется **белым**. Наибольшее напряжение шумов на выходе усилителя создает сопротивление источника сигнала R_c , так как его шумы будут усиливаться в наибольшей степени. Среднеквадратическое значение ЭДС шума от источника сигнала $E_{ш\text{ вх}}$ вычисляется по формуле Найквиста:

$$E_{ш\text{ вх}} = \sqrt{4kT \int_{f_1}^{f_2} R_c(f) df}, \quad (2.60)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{град}}$ – постоянная Больцмана; T – температура в градусах по Кельвину; f_1, f_2 – частоты, определяющие шумовую полосу усилителя, вычисляемую как $\Pi_{ш} = f_2 - f_1 = 1,1\Pi_{0,7}$, где $\Pi_{0,7}$ – полоса пропускания усилителя по уровню 0,707.

Если в пределах шумовой полосы $\Pi_{ш}$ сопротивление R_c источника сигнала не меняется, то для стандартной температуры $T = T_0 = 293 \text{ K}$ (20°C) из выражения (2.60) можно получить формулу для ЭДС шума, удобную для практических расчетов.

$$E_{ш\text{ вх}} = \sqrt{4kT_0 R_c \Pi_{ш}} = 0,13 \sqrt{R_c \Pi_{ш}} \text{ [мкВ]}, \quad (2.61)$$

если размерности $R_c = [\text{кОм}]$, а $\Pi_{ш} = [\text{кГц}]$.

В самом усилителе источниками флюктуационных шумов являются резисторы, колебательные контура и транзисторы. В транзисторах шумы складываются в основном из следующих составляющих: дробовые шумы, шумы токораспределения, тепловые шумы, мерцательные шумы.

Дробовые шумы обусловлены случайным характером инжекции носителей заряда через р-п переход и генерации носителей в области базы. У полевых транзисторов эти шумы практически отсутствуют. С ростом частоты спектральные составляющие этих шумов возрастают.

Шумы токораспределения связаны с неравномерным распределением тока между электродами усилительного элемента. Они почти отсутствуют у полевых транзисторов из-за малого тока затвора. Спектр этих шумов равномерный.

Тепловые шумы у биполярных транзисторов связаны с объемным сопротивлением базы r'_B . У полевых транзисторов тепловые шумы являются основными, и они обусловлены наличием сопротивления у токопроводящего канала. Спектр этих шумов равномерный.

Мерцательные шумы в транзисторах связаны с вероятностными изменениями структуры полупроводника, а именно: локальной перестройки в нем проводящих каналов при прохождении через него тока. При этом происходит хаотическая модуляция сопротивления, приводящая к флуктуациям тока. Спектральная плотность этих шумов растет с уменьшением частоты по закону $1/f$ в диапазоне частот от 10^{-4} до 10^4 Гц.

Наименьшим уровнем шумов обладают полевые транзисторы.

2.7.2. Шумовые показатели усилительного устройства

Для определения шумовых показателей усилителя изобразим схематично усилитель с подключенным к нему источником сигнала E_c и нагрузкой R_H в виде, показанном на рис. 2.22.

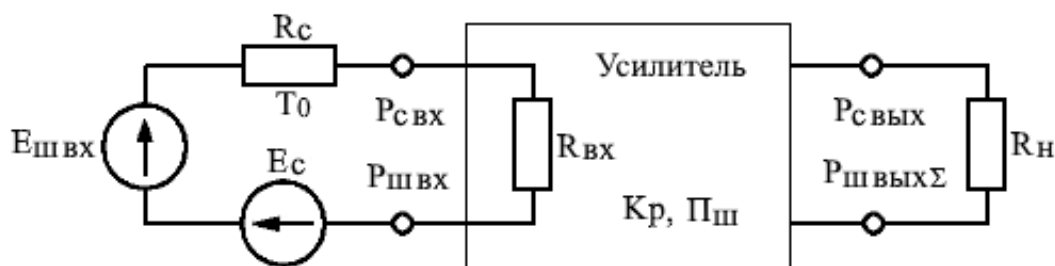


Рис. 2.22. Структурная схема усилителя, учитывающая влияние его собственных шумов и шума источника сигнала

Мощность тепловых шумов $P_{швх}$ создается на входе усилителя источником сигнала E_c из-за наличия у него выходного сопротивления R_c , имеющего стандартную температуру $T_0 = 293$ К. Источник этих тепловых шумов, представим в виде отдельного генератора шумов с ЭДС $E_{швх}$, определяемую формулой (2.61). ЭДС источника полезного сигнала E_c создает на входе усилителя мощность $P_{свх}$.

Результирующий выходной шум на выходе усилителя мощностью $P_{\text{ш вых } \Sigma}$ представляет собой сумму усиленного входного шума $P_{\text{ш вх}}$ от источника сигнала и внутреннего шума $P_{\text{ш ус}}$ самого усилителя.

Обычно качество усиления оценивают отношением мощности сигнала к мощности шума на выходе усилителя $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}$. Чем это отношение больше, тем качество усиления выше. Однако, оно не в полной мере показывает, как собственные шумы усилителя влияют на полезный сигнал, поскольку зависит ещё от мощности входного сигнала и внешних шумов. Поэтому для более полной оценки шумовых характеристик усилителя вводят понятие **коэффициент шума** $K_{\text{ш}}$, в качестве которого принимают отношение:

$$K_{\text{ш}} = \frac{(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}}, \quad (2.62)$$

которое показывает, во сколько раз ухудшится отношение сигнал/шум на выходе усилителя после усиления по сравнению с отношением сигнал/шум на входе усилителя, т.е. до усиления. Из-за добавления внутреннего шума усилителя к усиленному входному шуму от источника сигнала знаменатель в выражении (2.62) для $K_{\text{ш}}$ всегда меньше числителя, т.е. $K_{\text{ш}} > 1$. Поскольку мощность выходного сигнала связана с входной мощностью соотношением:

$$P_{c \text{ вых}} = P_{c \text{ вх}} \cdot K_p, \quad (2.63)$$

где K_p – коэффициент усиления усилителя по мощности, то представим выражение для $K_{\text{ш}}$ более наглядным, исключив из него мощность сигнала:

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{c \text{ вх}}/P_{\text{ш вх}}}{P_{c \text{ вых}}/P_{\text{ш вых } \Sigma}} = \frac{P_{c \text{ вх}} \cdot P_{\text{ш вых } \Sigma}}{P_{c \text{ вх}} \cdot K_p \cdot P_{\text{ш вх}}} = \frac{P_{\text{ш вых } \Sigma}}{P_{\text{ш вх}} \cdot K_p}. \quad (2.64)$$

Таким образом, **коэффициент шума** – это отношение полной мощности шума на выходе усилителя к мощности шума на выходе, которая обусловлена только внешним шумом (шумом источника сигнала). Знаменатель последнего выражения можно рассматривать как выходной шум идеального (не шумящего) усилителя. На основе этого перепишем (2.64) в следующем виде:

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш вых } \Sigma}}{P_{\text{ш вых ид}}}. \quad (2.65)$$

Поскольку выходной шум усилителя $P_{\text{ш вых } \Sigma}$ складывается из усиленного в нём шума источника сигнала и собственного шума усилителя:

$$P_{\text{ш вых } \Sigma} = P_{\text{ш вх}} \cdot K_p + P_{\text{ш ус}}, \quad (2.66)$$

то выражение для коэффициента шума (2.64) преобразуется к виду:

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш вх}} \cdot K_p + P_{\text{ш ус}}}{P_{\text{ш вх}} \cdot K_p} = 1 + \frac{P_{\text{ш ус}}}{P_{\text{ш вх}} \cdot K_p}. \quad (2.67)$$

Из формулы (2.67) следует, что всегда $K_{\text{ш}} > 1$. И только для идеального усилителя, когда $P_{\text{ш ус}} = 0$, коэффициент шума $K_{\text{ш}} = 1$.

В последней формуле отношение $P_{\text{ш ус}}/K_p$ можно условно рассматривать как собственный шум усилителя, приведенный к его входу, который обозначим как

$$P_{\text{ш вх соб}} = P_{\text{ш ус}}/K_p, \quad (2.68)$$

и выразим данный **приведенный шум** $P_{\text{ш вх соб}}$ через коэффициент шума $K_{\text{ш}}$, используя формулу (2.67):

$$P_{\text{ш вх соб}} = (K_{\text{ш}} - 1) \cdot P_{\text{ш вх}}. \quad (2.69)$$

Найдем мощность шумов $P_{\text{ш вх}}$, создаваемых сопротивлением источника сигнала R_c на входе усилителя, используя структурную схему на приведенном выше рис. 2.22. На входном сопротивлении усилителя $R_{\text{вх}}$ от ЭДС шумов $E_{\text{ш вх}}$ с учетом образовавшегося делителя на резисторах R_c и $R_{\text{вх}}$ создается напряжение шумов:

$$U_{\text{ш вх}} = E_{\text{ш вх}} \cdot R_{\text{вх}} / (R_c + R_{\text{вх}}). \quad (2.70)$$

Поскольку мощность шумов на входном сопротивлении усилителя $R_{\text{вх}}$ находится по известной формуле:

$$P_{\text{ш вх}} = U_{\text{ш вх}}^2 / R_{\text{вх}}, \quad (2.71)$$

то, с учетом полученного выше выражения для $E_{\text{ш вх}} = \sqrt{4kT_0 R_c \Pi_{\text{ш}}}$, выражение для мощности шумов на входе усилителя принимает окончательный вид:

$$P_{\text{ш вх}} = 4kT_0 \Pi_{\text{ш}} \cdot \frac{R_c \cdot R_{\text{вх}}}{(R_c + R_{\text{вх}})^2}. \quad (2.72)$$

Наибольшая мощность шумов, создаваемых источником сигнала, будет на входе и выходе усилителя при выполнении условия согласования по мощности: $R_c = R_{вх}$. При этом формула (2.72) преобразуется к виду:

$$P_{ш вх} = kT_0 \Pi_{ш}. \quad (2.73)$$

Эта мощность шумов не зависит от сопротивления входной цепи усилителя и называется номинальной мощностью шумов. Тогда приведенный шум выразится следующим образом:

$$P_{ш вх соб} = kT_0 \Pi_{ш} (K_{ш} - 1). \quad (2.74)$$

Введем понятие **шумовой температуры** усилителя, используя для этого коэффициент шума $K_{ш}$. Для этого в формуле (2.74) для приведенного шума обозначим:

$$T_{ш} = T_0 \cdot (K_{ш} - 1), \quad (2.75)$$

где $T_{ш}$ называют шумовой температурой усилителя. При этом выражение (2.74) для приведенного шума принимает вид:

$$P_{ш вх соб} = kT_{ш} \Pi_{ш}. \quad (2.76)$$

Для определения физического смысла шумовой температуры, используя выражения (2.73) и (2.76), выразим мощность шума на выходе реального усилителя следующим образом:

$$P_{ш вых \Sigma} = P_{ш вх} \cdot K_p + P_{ш вх соб} \cdot K_p = k \Pi_{ш} K_p (T_0 + T_{ш}). \quad (2.77)$$

И сравним эту мощность шумов с мощностью шума на выходе идеального не шумящего усилителя:

$$P_{ш вых ид} = P_{ш вх} \cdot K_p = k \Pi_{ш} K_p T_0. \quad (2.78)$$

В результате сравнения получаем вывод, что **шумовая температура усилителя** $T_{ш}$ – это температура, на которую надо увеличить температуру выходного сопротивления источника сигнала T_0 , чтобы мощность шума на выходе идеального усилителя стала равной мощности на выходе реального усилителя. Разделив (2.77) на (2.78), получим выражение для коэффициента шума $K_{ш}$ через шумовую температуру $T_{ш}$:

$$K_{ш} = \frac{P_{ш вых \Sigma}}{P_{ш вых ид}} = \frac{k(T_0 + T_{ш}) \Pi_{ш} K_p}{k T_0 \Pi_{ш} K_p} = 1 + \frac{T_{ш}}{T_0} = 1 + t_{ш}, \quad (2.79)$$

где отношение $t_{ш} = T_{ш}/T_0$ – относительная шумовая температура усилителя.

Отметим, что источниками собственных шумов $P_{ш\text{ ус}}$ самого усилителя являются его отдельные элементы: резисторы, колебательные контура и транзисторы, в которых за счет флуктуаций носителей электрических зарядов возникают множественные ЭДС и токи, которые, суммируясь и усиливаясь последующими каскадами, дают на выходе результирующий шум усилителя $P_{ш\text{ ус}}$.

Получим выражение для общего коэффициента шума $K_{ш\Sigma}$ усилителя, состоящего из нескольких последовательно соединенных каскадов, как показано на структурной схеме на рис. 2.23.

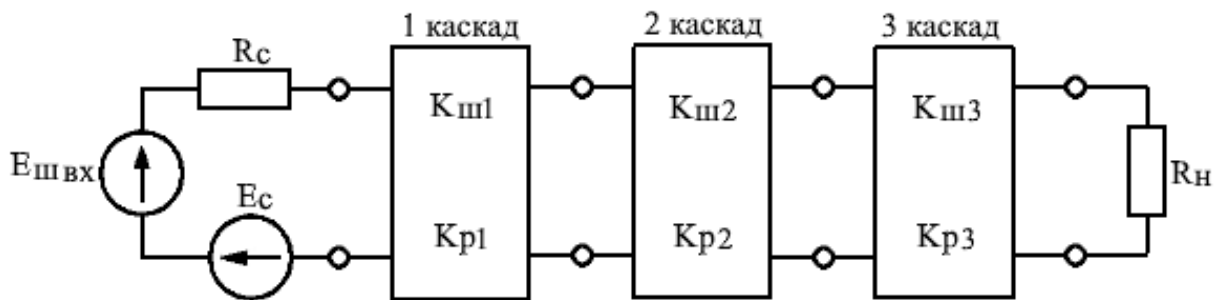


Рис. 2.23. К определению общего коэффициент шума многокаскадного усилителя на основе шумовых характеристик каждого каскада

Представим усилитель в виде трех последовательно соединенных каскадов в виде четырехполюсников с указанными значениями коэффициентов шума $K_{шi}$ и коэффициентов усиления по мощности K_{pi} для каждого каскада. Используя определение коэффициента шума (2.65):

$$K_{ш} = \frac{P_{ш\text{ вых }\Sigma}}{P_{ш\text{ вых ид}}}, \quad (2.80)$$

запишем числитель этого выражения для трехкаскадного усилителя в следующем виде:

$$P_{ш\text{ вых }\Sigma} = P_{ш\text{ вх}} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3} + P_{ш\text{ вх соб1}} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3} + \\ + P_{ш\text{ вх соб2}} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3} + P_{ш\text{ вх соб3}} \cdot K_{p3}. \quad (2.81)$$

А мощность в знаменателе выражения (2.80), которая представляет собой мощность на выходе идеального не шумящего усилителя, запишем в виде:

$$P_{ш\text{ вых ид}} = P_{ш\text{ вх}} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2} \cdot K_{p3}. \quad (2.82)$$

Подставляя полученные выражения в формулу (2.80) для коэффициента шума и производя сокращения, получаем:

$$K_{ш\Sigma} = 1 + \frac{P_{ш\text{ вх соб1}}}{P_{ш\text{ вх}}} + \frac{P_{ш\text{ вх соб2}}}{P_{ш\text{ вх}} \cdot K_{p1}} + \frac{P_{ш\text{ вх соб3}}}{P_{ш\text{ вх}} \cdot K_{p1} \cdot K_{p2}} . \quad (2.83)$$

Затем, используя полученную ранее формулу (2.74) для приведенного шума $P_{ш\text{ вх соб}i} = kT_0\Pi_{ш}(K_{шi} - 1)$ и формулу (2.73) для номинальной мощности шума от источника сигнала на входе усилителя: $P_{ш\text{ вх}} = kT_0\Pi_{ш}$, получаем окончательное выражение для коэффициента шума многокаскадного усилителя с любым числом каскадов:

$$K_{ш\Sigma} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{p1}} + \frac{K_{ш3} - 1}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots \quad (2.84)$$

Анализируя полученную формулу, можно сделать следующие выводы:

1. Коэффициент шума усилителя определяется в основном шумом его первых каскадов.
2. Первым каскадом усилителя следует ставить каскад с малым собственным шумом и большим коэффициентом усиления, что достигается использованием специальных малошумящих транзисторов.
3. При большом коэффициенте усиления первого каскада последующие каскады будут меньше влиять на суммарный коэффициент шума $K_{ш\Sigma}$ усилителя.

Коэффициент шума усилителей и транзисторов часто выражают в логарифмических единицах:

$$K_{ш, \text{дБ}} = 10 \lg K_{ш}. \quad (2.85)$$

Коэффициент шума $K_{ш}$, хотя и позволяет оценить качество усилителя, но при этом не даёт возможности определить абсолютный уровень шумов на его выходе. Поэтому для оценки параметров 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:

$$C/Ш = \frac{U_{\text{вых ном}}}{U_{ш\text{ вих}}} = \frac{\sqrt{P_{\text{вых ном}} \cdot R_{\text{н}}}}{K_e \sqrt{4kTR_c \Pi_{ш}(K_{ш\Sigma} - 1)}} , \quad (2.86)$$

где K_e – сквозной коэффициент усиления усилителя по напряжению; R_c – выходное сопротивление источника сигнала; $\Pi_{ш}$ – шумовая полоса усилителя; $K_{ш\Sigma}$ – результирующий коэффициент шума усилителя; $P_{\text{вых ном}}$ – номинальная мощность сигнала (при заданных искажениях) на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$.

Как следует из (2.86), при меньшем значении коэффициента шума $K_{ш\Sigma}$ на выходе усилителя получается **большее** отношение С/Ш. Отношение С/Ш обычно выражают в логарифмических единицах:

$$(C/Ш)_{дБ} = 20lg(C/Ш). \quad (2.87)$$

Шумовые свойства усилителей, выполненных по интегральной технологии, оценивают по напряжению собственных шумов, отнесенных к входу усилителя:

$$U_{ш\text{ вх соб}} = \frac{R_{вх}}{R_c + R_{вх}} \cdot \sqrt{4kTR_c\Pi_{ш}(K_{ш\Sigma} - 1)}. \quad (2.88)$$

2.8. Амплитудная характеристика усилителя

Амплитудной характеристикой (АХ) усилителя называют зависимость амплитудного (действующего) значения выходного сигнала от амплитудного (действующего) значения входного сигнала при воздействии на вход усилителя гармонического колебания постоянной частоты [3, 6]. На практике частота входного сигнала f_0 выбирается из области средних частот. Входным сигналом может считаться ЭДС источника сигнала E_r . Идеальная амплитудная характеристика является прямой линией, выходящей из начала координат 0 под углом α к оси абсцисс, тангенс угла которого определяет сквозной коэффициент передачи K_e усилителя по напряжению. Идеальная амплитудная характеристика показана на рис. 2.24 штриховой линией.

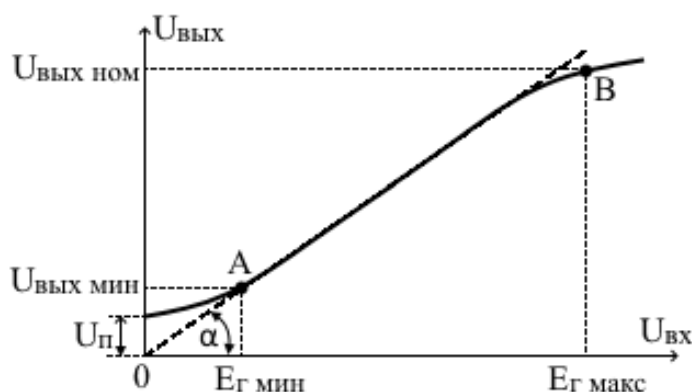


Рис. 2.24. Амплитудная характеристика усилителя

Реальная амплитудная характеристика, показанная на рис. 2.24 сплошной линией, является нелинейной зависимостью и совпадает с идеальной АХ лишь на участке А-В, который соответствует значениям входного сигнала $E_{Г\text{ мин}} \dots E_{Г\text{ макс}}$. На линейном участке реальной амплитудной характеристики сквозной коэффициент усиления K_e определяется как:

$$K_e = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta E_{\Gamma}} = tg\alpha. \quad (2.89)$$

При больших уровнях сигнала E_{Γ} , приближающихся к $E_{\Gamma \text{ макс}}$, отклонение реальной АХ от прямой обусловлено нелинейностью ВАХ элементов усилителя, а также конечным значением ЭДС источника питания. Усилительные приборы не могут отдавать в нагрузку мощность, превышающую ту, которая определяется параметрами этих приборов, режимами их работы и мощностью источника питания. Поэтому амплитуда выходного сигнала при больших входных сигналах будет ограничиваться, что приводит к появлению нелинейных искажений. Входному напряжению $E_{\Gamma \text{ макс}}$ на рисунке соответствует выходное напряжение $U_{\text{вых ном}}$ (точке В), при котором коэффициент гармоник не превосходит заданного уровня. Так как допустимый $k_{\Gamma} \neq 0 \%$, точка В не лежит на идеальной амплитудной характеристике.

Изгиб вверх амплитудной характеристики при малых входных напряжениях E_{Γ} связан с наличием в усилителе собственных помех $U_{\text{п}}$, которые действуют на выходе и при отсутствии сигнала. Помехи могут сильно маскировать или полностью забивать слабый полезный сигнал. Помехозащищенность усилителя может оцениваться различными показателями: отношением сигнал/шум (С/Ш), коэффициентом шума $K_{\text{ш}}$, шумовой температурой $T_{\text{ш}}$ и другими. При нормальной работе усилителя наименьшее выходное напряжение сигнала $U_{\text{вых мин}}$ должно в несколько раз превышать напряжение помех $U_{\text{п}}$. Необходимое превышение может задаваться таким показателем, как отношение С\Ш. Этому выходному напряжению соответствует минимально возможное входное напряжение $E_{\Gamma \text{ мин}}$, которому на амплитудной характеристике соответствует точка А. Лишь в небольших пределах, определяемых условием: $E_{\Gamma \text{ мин}} \leq U_{\text{вх}} \leq E_{\Gamma \text{ макс}}$, усилитель можно считать линейным устройством.

Важным показателем усилителя для оценки пределов неискаженного усиления сигнала является **динамический диапазон**. Динамическим диапазоном усилителя называют отношение

$$D_y = \frac{E_{\Gamma \text{ макс}}}{E_{\Gamma \text{ мин}}}. \quad (2.90)$$

Так как количественно $E_{\Gamma \text{ макс}}$ и $E_{\Gamma \text{ мин}}$ могут отличаться весьма значительно, принято динамический диапазон выражать в децибелах:

$$D_{y \text{ дБ}} = 20lgD_y. \quad (2.91)$$

Если основными помехами в усилителе являются шумы, то

$$D_y = E_{\Gamma \text{ макс}}/E_{\Gamma \text{ мин}} = E_{\Gamma \text{ макс}}/\gamma_{\text{п}} U_{\text{ш вх}\Sigma}, \quad (2.92)$$

где $\gamma_{\text{п}} = 2 \dots 5$ — коэффициент помехозащищенности; $U_{\text{ш вх}\Sigma}$ — приведенное ко входу суммарное напряжение шумов усилителя.

В настоящее время лучшими усилителями считаются те, у которых динамический диапазон $D_{y \text{ дБ}} \geq 100 \text{ дБ}$.

В процессе работы усилителя ЭДС источника сигнала изменяется в диапазоне от минимального $E_{\text{с мин}}$ до максимального $E_{\text{с макс}}$ значений. Динамическим диапазоном источника сигнала $D_{\text{с}}$ называют величину, равную отношению этих значений, которая может быть выражена как в относительных единицах, так и в децибелах:

$$D_{\text{с дБ}} = 20 \lg(E_{\text{с макс}}/E_{\text{с мин}}). \quad (2.93)$$

Динамический диапазон звучания симфонического оркестра может превышать 80 дБ, а художественного чтения 35 дБ. Для усиления сигнала с допустимыми нелинейными искажениями и помехозащищённостью необходимо, чтобы выполнялось условие превышения динамического диапазона усилителя над динамическим диапазоном сигнала $D_y \geq D_{\text{с}}$. Если это условие не выполняется, то можно либо увеличить динамический диапазон усилителя D_y путем уменьшения уровня его собственных шумов и применяя усилительные приборы с более линейной ВАХ (более мощные транзисторы), увеличивая напряжение источника питания, либо сжать динамический диапазон сигнала путем применения ручной или автоматической регулировки усиления (APY).

3. ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

3.1. Классификация и принцип работы усилительных приборов

Транзистор – это активный электронный полупроводниковый прибор, имеющий, как правило, три вывода, один из которых является управляющим электродом, а два других электрода, являющиеся силовыми, включаются в цепь протекающего через нагрузку тока, создаваемого мощным источником питания. Принцип действия транзистора заключается в том, что небольшие изменения тока управляющего электрода транзистора или напряжения на нём приводят к связанным с ними большими изменениями значительного по величине тока нагрузки, протекающего через транзистор между его двумя силовыми электродами. Эта способность транзистора с помощью небольшого входного сигнала управлять большой мощностью в его выходной цепи позволяет использовать транзистор как для усиления, так и для генерирования, коммутации и преобразования электрических сигналов. В настоящее время наибольшее распространение получили транзисторы, выполненные на основе материала кремния (Si), являющиеся наиболее термостабильными, германия (Ge) и соединения из галлия и мышьяка – арсенид галлия (GaAs).

В зависимости от принципа действия и конструктивных признаков транзисторы подразделяются на два больших класса: биполярные и полевые. В токах биполярного транзистора присутствуют как электронные, так и дырочные составляющие. Поэтому такой транзистор называется биполярным. Полевой транзистор, работающий на иных принципах, чем биполярный, является униполярным прибором, поскольку через него протекает либо электронный, либо дырочный ток.

На рис. 3.1 приведена классификация и условные графические обозначения основных типов семейства транзисторов, разработанных к настоящему времени [2, 9]. Рассмотрим принципы работы и условные графические обозначения (УГО) представленных на рисунке транзисторов.

Биполярный транзистор (БТ), обозначаемый в иностранной литературе аббревиатурой BJT (Bipolar Junction Transistor) представляет собой трехвыводной полупроводниковый прибор, в котором малый ток в цепи одного электрода управляет большим (основным) током, протекающим между двумя другими электродами. В биполярном транзисторе $n-p-n$ типа основной ток через транзистор обусловлен преимущественно отрицательными носителями заряда – электронами, а в биполярном транзисторе $p-n-p$ типа – преимущественно положительными зарядами – дырками.

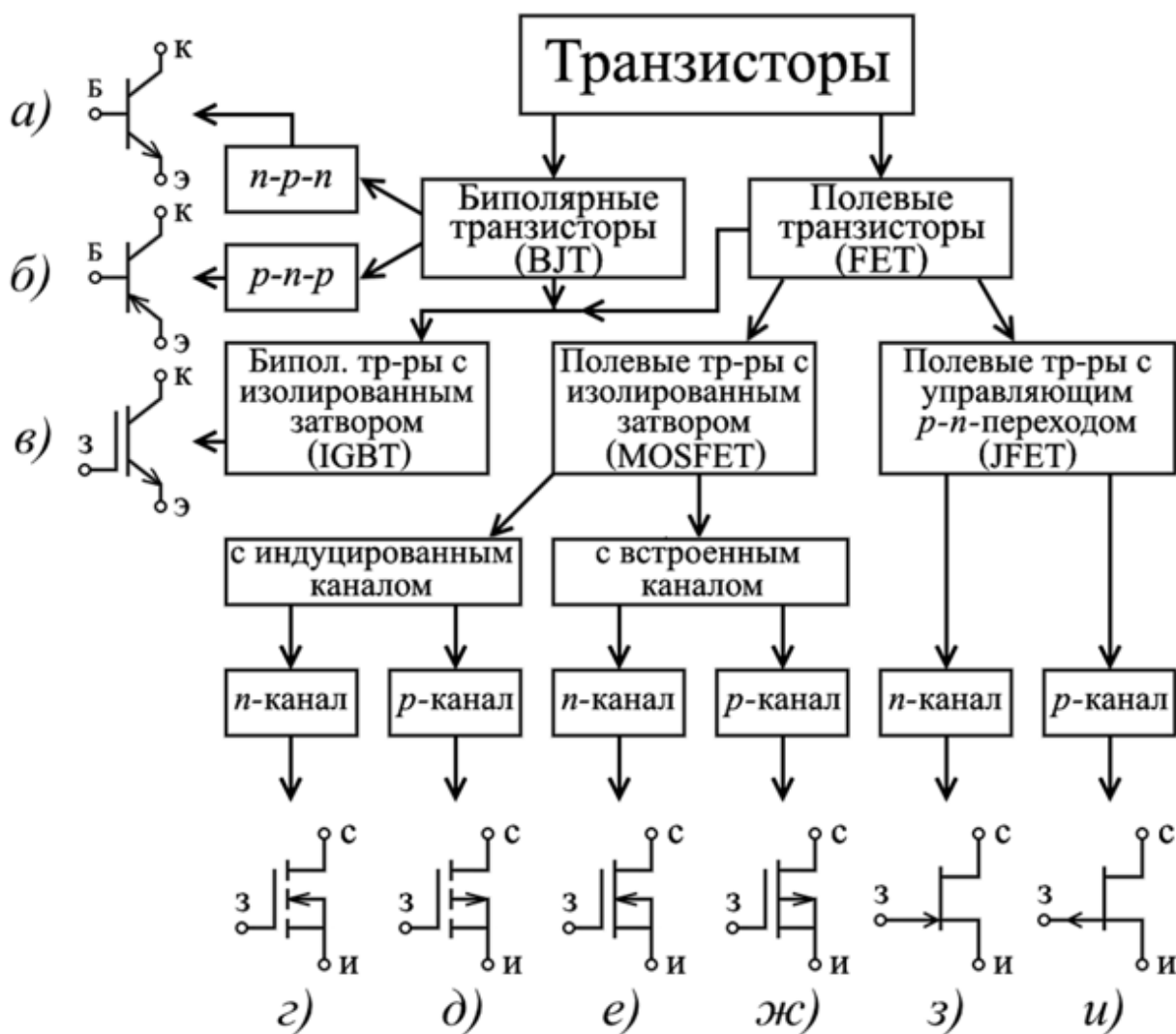


Рис. 3.1. Транзисторы, их классификация и УГО: а) БТ $n-p-n$; б) БТ $p-n-p$; в) БТ с изолированным затвором; г) ПТ с индуцированным n -каналом; д) ПТ с индуцированным p -каналом; е) ПТ с встроенным n -каналом; ж) ПТ с встроенным p -каналом; з) n -канальный ПТ с управляющим $p-n$ переходом; и) p -канальный ПТ с управляющим $p-n$ переходом

Выводы биполярного транзистора имеют следующие названия: Б – база, Э – эмиттер, К – коллектор. База является управляющим электродом. Эмиттер обозначается стрелкой, по направлению которой можно судить о структуре транзистора. Если стрелка направлена внутрь транзистора к короткой вертикальной черточке с выводом (база), то транзистор имеет $p-n-p$ структуру.

Если стрелка направлена наружу от базы, то считают, что транзистор является обратной проводимости и имеет $n-p-n$ структуру. Управляющий ток в биполярном транзисторе протекает между выводами базы и эмиттера в направлении, указанном стрелкой. Основной ток транзистора протекает между выводами коллектора и эмиттера по направлению стрелки на обозначении эмиттера.

Помимо показанных в классификационной таблице классических трехвыводных биполярных транзисторов также были разработаны биполярные транзисторы, имеющие от двух до восьми выводов эмиттера (многоэмиттерные транзисторы – МЭТ), которые составляют основу логических ТТЛ микросхем, а также разработаны многоколлекторные транзисторы (МКТ) *n-p-n* и *p-n-p* структур, которые используются для создания логических схем с инжекционным питанием, называемых схемами И²Л (интегральная инжекционная логика).

Полевые транзисторы (ПТ), имеющие в иностранной литературе аббревиатуру FET (Field Effect Transistor), в стандартном исполнении также являются трехвыводными приборами. Их еще называют униполярными транзисторами из-за того, что основной ток обусловлен только одним типом носителей: либо электронами, либо дырками. В отличие от БТ, управляемого током, основной ток в ПТ протекает через специально организованный канал, проводимость которого управляется напряжением, которое прикладывается к управляющему выводу (затвору) относительно другого вывода – истока. В зависимости от вида носителей заряда в канале, обусловленного его материалом, транзистор может быть либо *p*-канальным, либо *n*-канальным.

Из-за разных способов управления величиной тока в канале полевые транзисторы, в свою очередь, делятся на транзисторы с управляющим *p-n* переходом JFET (Junction Field Effect Transistor) и с изолированным затвором MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor). При этом они объединяются одним общим признаком: у них практически отсутствует потребление мощности во входной цепи, что объясняется очень большим входным сопротивлением со стороны затвора.

Несмотря на указанные различия, у всех типов полевых транзисторов есть три вывода:

З – затвор или G – gate (ворота) – управляющий электрод, вывод, на который подается управляющее напряжение относительно истока, иногда, возможно, относительно стока;

И – исток или S – source (источник) – вывод транзистора, через который в канал поставляются носители заряда. Исток аналогичен эмиттеру у биполярных транзисторов;

С – сток или D – drain (слив) является выводом, через который носители заряда выводятся из канала.

Иногда в полевом транзисторе для кристаллической подложки делают отдельный четвертый вывод. Благодаря этому выводу подложка может соединяться либо с истоком, либо с «землей» (общим проводом схемы). Если

же подложка не подключена никуда, то стоком становится тот вывод канала, где потенциал больше.

У полевых транзисторов с управляющим p - n переходом (JFET) канал отделен от затвора обратным смещенным p - n переходом. При прямом смещении на переходе транзистор не работает, управление током канала отсутствует. При увеличении запирающего напряжения на p - n переходе увеличивается толщина запирающего (обедненного) слоя, приводящая к уменьшению площади сечения канала, и, соответственно, к уменьшению его проводимости. При определенном запирающем напряжении на затворе площадь поперечного сечения канала может стать равной нулю и протекание тока через канал транзистора прекращается. Обозначение полевых транзисторов с управляющим p - n переходом с каналом n - и p -типа отличаются направлением стрелки на затворе (рис. 3.1, $з$, $и$). Стрелка указывает направление от p -слоя к n -слою.

У полевых транзисторов с изолированным затвором затвор отделяется от канала тонким слоем диэлектрика из двуокиси кремния (SiO_2). В отечественной практике в качестве названия для таких транзисторов используются равноценные аббревиатуры: МОП (металл-окисел-полупроводник) или МДП (металл-диэлектрик-полупроводник), а в международной практике — MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor).

Помимо трехвыводных МДП-транзисторов также выпускаются полевые транзисторы тетродного типа, имеющие четыре активных вывода, два из которых являются изолированными друг от друга затворами, а два других являются выводами истока и стока. Управляющим является первый затвор, а второй затвор называют экранным, поскольку он уменьшает проходную емкость прибора, повышая устойчивость усилительного каскада на высоких частотах. Второй затвор тетродного полевого транзистора можно использовать для регулировки усиления каскада, подавая на него либо фиксированный потенциал, либо сигнал АРУ. Если соединить оба затвора вместе, общая крутизна получившегося триода будет равна сумме крутизн по каждому затвору в отдельности.

При использовании такого транзистора в качестве преобразователя частоты (смесителя) на второй затвор подается сигнал гетеродина, а на первый — усиливаемый ВЧ сигнал. Поскольку МДП-тетрод можно представить в виде двух последовательно соединенных МДП-транзисторов, где вывод стока первого транзистора соединяется с истоком второго, использование одного такого двухзатворного прибора позволяет существенно упростить конструирование смесительных схем.

В свою очередь полевые транзисторы с изолированным затвором делятся на:

- транзисторы с встроенным (собственным) каналом (рис. 3.1, е, ж), когда канал, соединяющий исток и сток, существует и при нулевом напряжении на затворе (транзистор с обедненным типом канала), что уже даёт возможность протеканию через транзистор тока нагрузки;

- транзисторы с индуцированным каналом (рис. 3.1, г, д), когда при нулевом напряжении на затворе канал отсутствует, что делает невозможным протекание тока через транзистор. Возможность протекания тока в таком транзисторе (транзистор обогащенного типа) появляется лишь после формирования канала между истоком и стоком, когда напряжение на затворе относительно истока превысит некоторое пороговое значение.

В настоящее время в силовых электронных устройствах широко используются комбинированные транзисторы – биполярные транзисторы с изолированным затвором БТИЗ или IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), которые объединяют свойства биполярных и полевых транзисторов. Условное графическое обозначение IGBT транзисторов на схемах показано на рис. 3.1, в.

Данный тип транзисторов объединяет в себе два транзистора в одной полупроводниковой структуре: биполярный $p-n-p$ транзистор, образующий силовой канал, и полевой MOSFET транзистор, образующий канал управления. Принцип его работы заключается в том, что управляющее напряжение, подаваемое на изолированный затвор полевого транзистора, управляет мощным током, протекающим через участок цепи коллектор - эмиттер биполярного транзистора. В результате, управление мощной нагрузкой становится возможным при ничтожно малой мощности управляющего сигнала, поступающего на затвор полевого транзистора, где отсутствует потребление тока. Таким образом, в IGBT транзисторе сочетаются положительные качества как полевого, так и биполярного транзисторов.

Соответственно, его выводы получили названия, присущие как тем, так и другим транзисторам:

З – затвор (G – gate);

Э – эмиттер (E – emitter);

К – коллектор (C – collector).

Достоинствами IGBT транзисторов являются:

- управляется напряжением (как любой полевой транзистор), а не током;
- имеет низкие потери в открытом состоянии;
- может работать при температуре более 100 °С;
- способен работать с напряжением более 1000 В и мощностями свыше 5 кВт.

Перечисленные качества IGBT транзистора обеспечили его приоритетное использование в инверторах, частотно-регулируемых приводах и в импульсных регуляторах тока, системах управления мощными электроприводами, ко-

торые устанавливаются, например, на электровозы, трамваи, троллейбусы, обеспечивая при этом повышенный КПД и высокую плавность хода.

На принципиальных электрических схемах транзисторы – как биполярные, так и полевые – обозначаются символом VT (в отечественной практике) или Q (в зарубежной практике) с порядковым номером.

3.2. Структура биполярного транзистора и анализ его работы в режиме усиления сигналов

Транзистор, изобретенный американскими учеными-физиками Шокли, Бардиным и Браттейном в конце 1947 года, является активным усилительным прибором, выполненным в виде кристалла, образованного металлургическим последовательным соединением трёх слоев полупроводника (кремния, германия) с чередующимся типом проводимости: электронной n и дырочной p [12]. При этом получают структуры транзисторов $n-p-n$ и $p-n-p$ типов, условно показанные на рис. 3.2. На границах трех слоёв при их соединении образуются $p-n$ переходы. Таким образом, транзистор представляет собой двухпереходный полупроводниковый прибор. Переход, работающий в прямом направлении, называется эмиттерным переходом (ЭП), а соответствующий ему крайний слой – эмиттером. Переход, работающий в обратном направлении, называется коллекторным переходом (КП), а соответствующий ему крайний слой – коллектором.

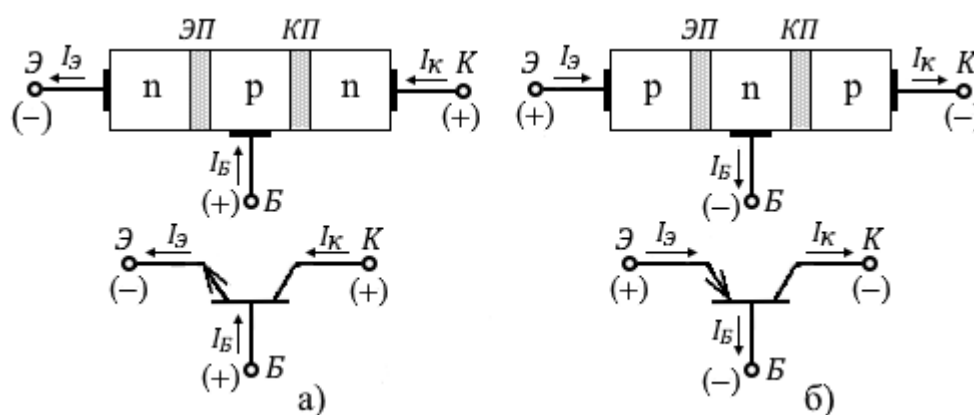


Рис. 3.2. Структуры трёхвыводных транзисторов $n-p-n$ и $p-n-p$ типа и соответствующие им условные графические изображения на схемах

Такое название перехода отражает факт инжекции (введения) носителей заряда из крайнего слоя (эмиттера), где они являются основными, через $p-n$ переход в средний слой, где они становятся не основными. Средний слой называется базой. Второй переход, в активном режиме смещённый в обратном направлении, называется коллекторным переходом (КП), а соответствующий ему крайний слой – коллектором. Это название отражает функцию «собирания» инжектированных носителей, прошедших через слой базы. Для того, чтобы инжектированные из эмиттера носители не успели рекомбиниро-

вать в базе с основными носителями и дошли до коллектора для «собира-
ния», база должна иметь достаточно малую толщину.

Поскольку эмиттер является источником носителей заряда, проходящих через транзистор, он является наиболее легированным из трёх областей. Легированием называется добавление в чистый полупроводник небольшого количества известной примеси, в результате чего он приобретает либо электронную **n**, либо дырочную **p** проводимость. Базовый слой легируется слабо, а коллектор легирован в средней степени. Другими словами, уровень примесей в коллекторе выше, чем в базе, но намного меньше, чем в эмиттерной области. Из трех слоёв (областей) наибольший размером обладает коллектор, поскольку он должен собирать заряды, продрейфовавшие через базу к коллекторному переходу и не рекомбинировавшие в базе из-за её слабого легирования. База является узкой (тонкой) областью, а размер эмиттера – меньше, чем у коллектора, но больше, чем размер базы. Из-за указанных особенностей нормальное и инверсное включение транзистора (замена коллектора на эмиттер) не является равноценным. У дискретных транзисторов, помещенных в корпуса, размеры менее 1 мм по ширине и менее 3 мм в длину. У транзисторов, сформированных в кристалле как часть интегральной схемы, размеры на порядки меньше.

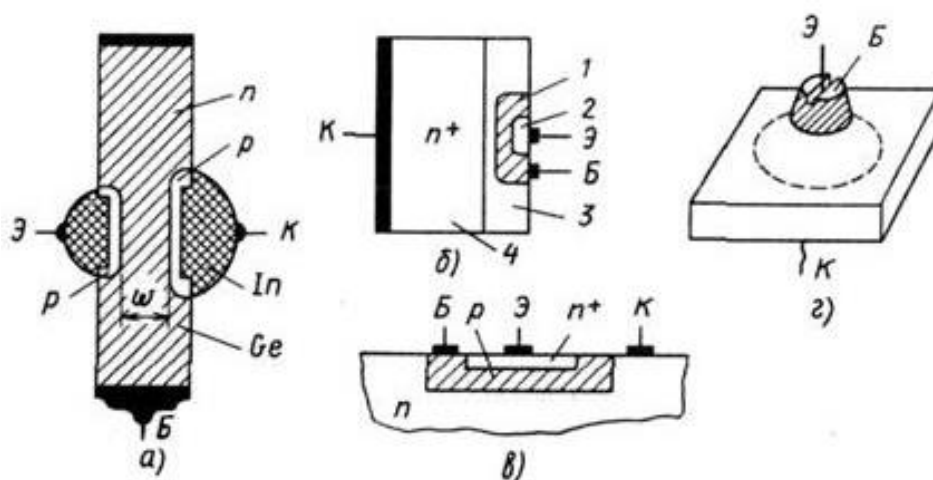


Рис. 3.3. Конструктивные особенности изготовления и структуры некоторых типов биполярных транзисторов

Технология изготовления биполярных транзисторов, которая в значительной мере определяет его характеристики, может быть различной: сплавление, диффузия, эпитаксия. Типовые структуры биполярных транзисторов, изготовленных по различной технологии, приведены выше на рис. 3.3. В частности, на рис. 3.3,а показаны конструктивные особенности сплавного, на рис. 3.3,б – эпитаксиально-диффузионного, на рис. 3.3, в – планарного, на рис. 3.3,г – мезапланарного транзистора.

При использовании транзистора в качестве элемента схемы к каждому переходу подключается внешнее смещающее напряжение. В зависимости от полярности напряжений на эмиттерном и коллекторном переходах можно получить различные *режимы работы* транзистора: *отсечки*, *насыщения* и *активный* режим. Для того, чтобы транзистор работал как усилительный прибор, используется активный режим, при котором эмиттерный переход смещается в прямом, а коллекторный переход – в обратном направлении с помощью источников напряжений E_B и E_K , как показано на рис. 3.4.

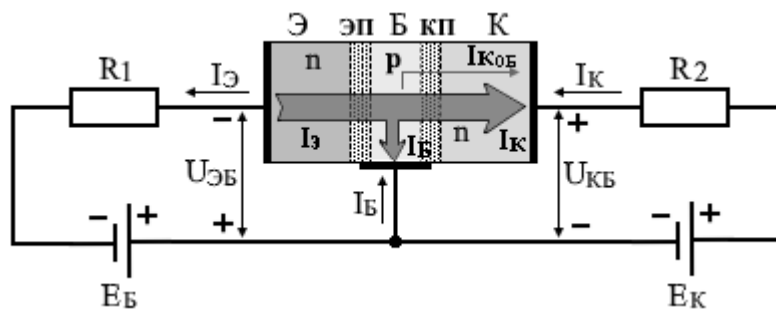


Рис. 3.4. Схема движения носителей заряда электронов в биполярном транзисторе *n-p-n* структуры при активном режиме работы

При подаче в соответствии со схемой на рис. 3.4 прямого смещения $U_{ЭБ}$ на эмиттерный переход (ЭП) от отдельного источника напряжения E_B большое количество электронов **инжектируется** через ЭП из высоколегированного эмиттера в базу, создавая большой ток эмиттера $I_Э$. Этот ток является функцией от приложенного входного напряжения смещения $U_{ЭБ}$ и растет экспоненциально при его увеличении, как это происходит у прямосмещенного диода с *p-n* переходом. В области слаболегированной базы только малая часть инжектированных из эмиттера электронов рекомбинирует с дырками, являющимися там основными носителями заряда. Дефицит дырок в базе из-за процесса рекомбинации компенсируется их поступлением в базу от плюсового вывода источника смещения E_B , что создает образованный дырками ток базы $I_Б$. Таким образом, ток базы является током рекомбинации. Перемещение носителей заряда электронов в транзисторе *n-p-n* структуры на рис. 3.4 показано широкими стрелками. Направление тока по определению обратно движению электронов.

Из-за низкой концентрации дырок в базе и её малой толщины процесс электронно-дырочной рекомбинации в базе является маловероятным. Поэтому ток базы $I_Б$ имеет небольшую величину. Обычно менее 1 % электронов, инжектированных из эмиттера, рекомбинирует в области базы, а оставшиеся электроны (более 99 %) имеют большое время жизни и успевают, пройдя тонкий базовый слой, достичь коллекторного перехода. Там под действием электрического поля обратносмещенного коллекторного перехода (КП) про-

исходит **экстракция** этих электронов в коллекторную область. Поэтому ток базы I_B по сравнению с током эмиттера I_E очень мал.

Переброшенные в коллекторную область электроны достигают вывода коллектора за счёт дрейфа, создавая большой коллекторный ток I_K . На контакте полупроводник - металлический электрод электроны встречаются с положительными зарядами, поступающими от плюсового вывода батареи E_K , и рекомбинируют. Рис. 3.4 поясняет, почему ток коллектора I_K почти равен току эмиттера I_E , но не превышает его.

Перемещение через базу неосновных для неё носителей заряда — электронов является основой работы п-р-п транзистора. В р-п-р транзисторе неосновными носителями заряда, перемещающимися через область базы, являются дырки. Основные соотношения токов в биполярном транзисторе:

$$I_E = I_B + I_K. \quad \text{При } I_B \ll I_K \quad I_E \approx I_K. \quad (3.1)$$

К рассмотренному выше току коллектора в транзисторе будет добавляться ещё один ток — обратный ток коллекторного перехода $I_{Kоб}$. Этот ток не является полезным, поскольку он образуется за счет термогенерации в области базы вблизи КП пар электрон - дырка с последующей экстракцией электронов через р-п переход в область коллектора под действием электрического поля обратного напряжения, приложенного к КП.

Соответственно, из области коллектора также получаемые за счет термогенерации неосновные носители заряда — дырки перемещаются через КП в область базы. Величина теплового тока $I_{Kоб}$ не зависит от приложенного обратного напряжения U_{KB} , но увеличивается с ростом температуры по экспоненциальному закону. Было подсчитано, что ток $I_{Kоб}$ удваивается на каждые 10 градусов увеличения температуры для германиевых транзисторов и увеличивается в 2,5 раза для кремниевых [2,10]. И хотя этот ток составляет небольшую величину порядка единиц микроампер для германиевых и сотых долей микроампера для кремниевых, он, как будет показано далее, может негативно влиять на стабильность режима работы транзистора.

Доля тока эмиттера, участвующая в основном коллекторном токе I_K , записывается как αI_E , где коэффициент α на практике может принимать значения в диапазоне 0,95...0,998. Добавляя к этой доле обратный тепловой ток $I_{Kоб}$ неосновных носителей из базы в коллектор, получаем окончательное выражение для тока коллектора в схеме с ОБ на рис. 3.4:

$$I_K = \alpha I_E + I_{Kоб}. \quad (3.2)$$

Отметим, что тепловой ток $I_{Kоб}$ называется обратным, поскольку он, во-первых, образован возникшими в базе в результате термогенерации электронами, являющимися в базе транзистора п-р-п структуры неосновными но-

сителями заряда. И, во-вторых, переход этих неосновных носителей-электронов через обратносмещенный коллекторный переход под действием поля будет являться противоположным потоку основных носителей-электронов из коллектора в базу, если бы коллекторный переход был смещён в прямом направлении. В активном же режиме работы при закрытом коллекторном переходе тепловой ток $I_{K0б}$ совпадает по направлению с дрейфующими в базе в коллекторную область от эмиттера электронами, которые не успели рекомбинировать с дырками в базе. Поэтому обратный ток $I_{K0б}$ будет дополнять часть тока эмиттера αI_E , но вклад этого теплового тока будет очень и очень мал.

3.3. Статические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора

После задания режима работы транзистора в схеме усилительного каскада и подключения к нему источника входного сигнала и нагрузки один из трех выводов биполярного транзистора оказывается общим для входа и выхода схемы. При этом транзистор образует **активный четырехполюсник** с двумя входными и двумя выходными зажимами. Величины токов базы, эмиттера и коллектора будут зависеть от величины напряжений на входных и выходных зажимах образовавшегося четырехполюсника.

В зависимости от того, какой вывод является общим, существуют три варианта схемы включения транзистора в каскаде: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК). Эти варианты включения транзистора *n-p-n* структуры в составе усилительного каскада представлены на рис. 3.5.

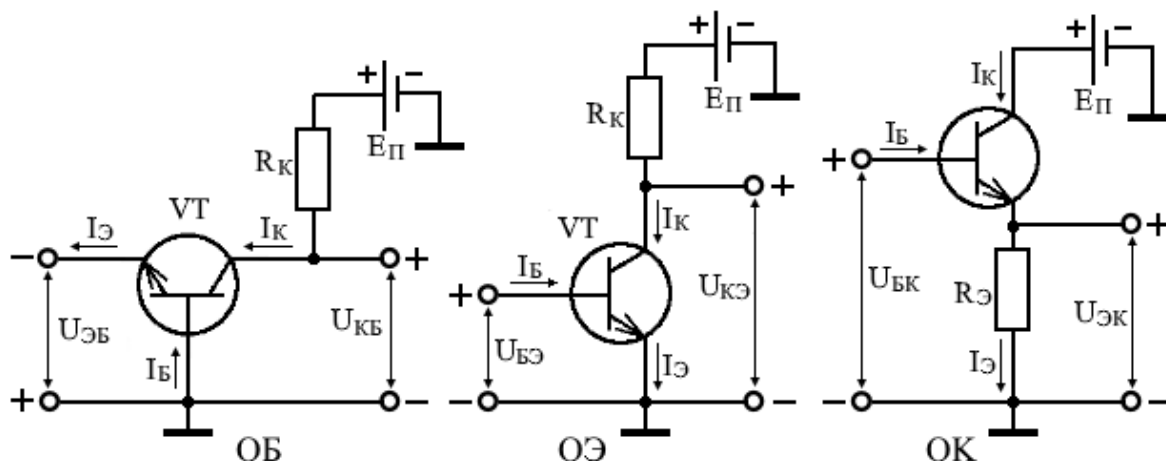


Рис. 3.5. Схемы включения биполярного транзистора *n-p-n* структуры с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК)

Обратим внимание на то, что в схеме включения транзистора с ОК коллектор соединен с общим проводом схемы через пренебрежимо малое сопротивление источника питания $E_{п}$. Поэтому входное $U_{БК}$ и выходное $U_{ЭК}$

напряжения определяются в схеме относительно коллектора. Для транзистора р-п-р структуры в схемах включения изменятся лишь полярность напряжения источника питания E_{Π} и направления токов.

Для наиболее информативного анализа протекающих в усилительном каскаде процессов используются статические вольт-амперные характеристики (ВАХ) транзистора, которые получают путем подачи на электроды транзистора ступенчато меняющегося постоянного напряжения и измерения при этом токов, протекающих через входные и выходные зажимы без подключенной к ним нагрузки. По этим характеристикам можно определить ряд параметров транзистора и их зависимости от режима работы, которые не приводятся в справочных материалах и технических условиях эксплуатации.

Для каждой схемы включения транзистора выделяют входные, выходные и проходные (сквозные) характеристики. Входная характеристика показывает зависимость входного тока от напряжения на входных зажимах, выходная – зависимость выходного тока от напряжения на выходных зажимах, проходная ВАХ показывает зависимость выходного тока от напряжения на входных зажимах или от входного тока. Наиболее распространены ВАХ для схем с ОБ и с ОЭ, которые приводятся в справочниках. Статические характеристики транзисторов в схеме с ОК на практике не применяются.

3.3.1. Статические ВАХ п-р-п транзистора в схеме включения с ОБ

Для транзисторов, включенных по схеме с ОБ, основными являются следующие характеристики [9, 11]:

- входная эмиттерная характеристика $I_{\text{Э}} = f(U_{\text{ЭБ}})$, снимаемая при постоянном напряжении на коллекторном переходе $U_{\text{КБ}} = \text{const}$;
- выходная коллекторная характеристика $I_{\text{К}} = f(U_{\text{КБ}})$, снимаемая при постоянном входном токе эмиттера $I_{\text{Э}} = \text{const}$.

При включении транзистора по схеме с ОБ на выводы эмиттера и коллектора относительно базы подаются напряжения в соответствии со схемой на рис. 3.6.

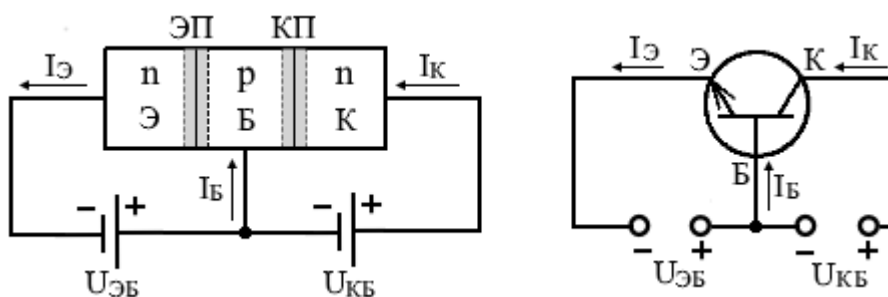


Рис. 3.6. Схема подключения смещающих напряжений к эмиттерному и коллекторному переходам при включении транзистора по схеме с ОБ

Построенные входные и выходные характеристики для транзистора n - p - n структуры при включении его по схеме с ОБ приведены на рис. 3.7.

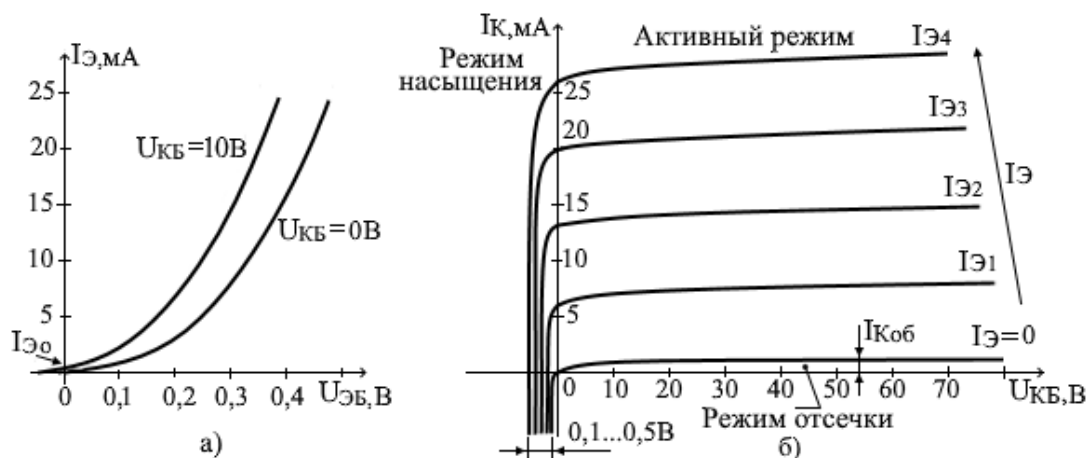


Рис. 3.7. а) Входные и б) выходные статические ВАХ биполярного транзистора n - p - n структуры для схемы включения с ОБ

Входная характеристика, снятая при обратном напряжении $U_{KB} > 0$ на КП, как показано на рис. 3.7,а, будет смещена влево и приподнята вверх относительно характеристики для случая $U_{KB} = 0$. Причиной такого смещения характеристики при увеличении приложенного к коллекторному переходу (КП) обратного напряжения является уменьшение толщины базы из-за эффекта Эрли (модуляция ширины базы) за счет расширения зоны обеднения коллекторного перехода, что приводит к росту в базе неосновных носителей-электронов, инжектированных из области эмиттера. Значительная часть этих электронов, продрейфовав до КП и не успев рекомбинировать в базе, перебрасывается полем обратносмещенного КП в область коллектора, вызывая больший прирост тока эмиттера I_E при одном и том же значении напряжения U_{EB} на эмиттерном переходе.

Выходные (коллекторные) характеристики транзистора n - p - n структуры для схемы включения с ОБ, приведенные на рис. 3.7,б, показывают зависимость тока коллектора от напряжения коллектор-база: $I_K = f(U_{KB}, I_E)$, снимаемую для ряда постоянных значений тока эмиттера $I_E = const$. На выходных характеристиках можно отметить три области, соответствующие трем режимам работы транзистора: область отсечки, область активного режима и область насыщения.

В режиме отсечки, когда эмиттерный ток $I_E = 0$ (эмиттерная цепь разомкнута), характеристика выходит из начала координат и далее с ростом запирающего напряжения U_{KB} соответствует характеристике диода при обратном включении, а определяемый ею ток коллектора является тепловым обратным током I_{K06} p - n перехода коллектор-база.

В активном режиме работы при положительном запирающем напряжении на КП ток коллектора, определяемый по формуле $I_K = \alpha I_Э + I_{Коб}$, не зависит от напряжения на переходе $U_{КБ}$, изменяясь лишь пропорционально величине тока эмиттера $I_Э$, являющегося параметром в функции зависимости коллекторного тока от $U_{КБ}$. Такое поведение характеристики объясняется тем, что количество неосновных носителей заряда, продрейфовавших в базе до коллекторного перехода и образующих коллекторный ток, является функцией прямого напряжения на эмиттерном, а не на коллекторном переходе.

Так как ток коллектора I_K в соответствии с приведенной выше формулой не зависит от величины обратного напряжения $U_{КБ}$, выходные характеристики при разных значениях $I_Э$ должны идти параллельно оси напряжения $U_{КБ}$. Однако, в реальности выходные характеристики при увеличении напряжения $U_{КБ}$ идут с небольшим уклоном вверх, что объясняется эффектом Эрли (модуляция ширины базы). Поэтому для их более точной аппроксимации используется выражение:

$$I_K = \alpha I_Э + I_{Коб} + \frac{U_{КБ}}{r_K}. \quad (3.3)$$

Определим, что представляет собой в этой формуле сопротивление r_K . Для этого представим напряжение $U_{КБ}$ функцией коллекторного тока I_K [11]:

$$U_{КБ} = I_K r_K - \alpha I_Э r_K - I_{Коб} r_K. \quad (3.4)$$

Из этого выражения найдем производную по I_K , считая ток эмиттера постоянной величиной:

$$\left. \frac{dU_{КБ}}{dI_K} \right|_{I_Э = const} = r_K, \quad (3.5)$$

откуда следует, что r_K – это дифференциальное сопротивление коллекторного перехода или выходное сопротивление транзистора в схеме с ОБ в активной области. Величина данного сопротивления составляет единицы и десятки мегаом.

Режим насыщения наступает при перемене полярности напряжения $U_{КБ}$ на коллекторном переходе, которое становится отрицательным ($U_{КБ} < 0$) по знаку, но прямым для данного перехода. При этом КП открывается, ток коллектора перестает зависеть от тока эмиттера и уже при долях вольта прямого напряжения резко уменьшается до нуля, меняя далее своё направление, что отражено на выходных характеристиках на рис. 3.7,б.

Такая зависимость тока I_K обусловлена тем, что при открытии КП навстречу потоку неосновных носителей – электронов, движущихся через КП из базы в область коллектора, появляется встречный поток электронов – ос-

новных носителей из коллекторной области, диффундирующих через коллекторный переход в область базы. Это приводит к резкому уменьшению тока коллектора, характеризующего активный режим работы транзистора, как показано на рис. 3.7,б. Равенство $I_K = 0$ на этом участке характеристики означает, что составляющая тока коллектора, обусловленная движением неосновных носителей заряда – электронов из области базы, становится равной его встречной составляющей, обусловленной движением основных носителей заряда – электронов из области коллектора в базу.

3.3.2. Статические ВАХ n-p-n транзистора в схеме включения с ОЭ

При включении биполярного n-p-n транзистора в активном режиме по схеме с общим эмиттером на его выводы относительно эмиттера подаются смещающие напряжения в соответствии со схемой на рис. 3.8.

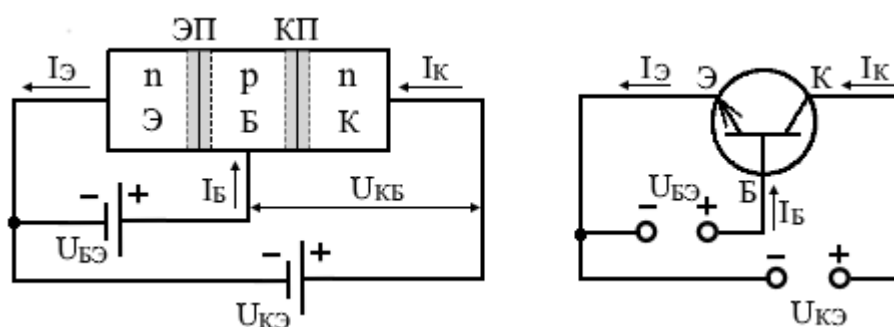


Рис. 3.8. Подключение источников смещающих напряжений между выводами биполярного транзистора n-p-n структуры при включении его по схеме с общим эмиттером

Входные характеристики транзистора для схемы включения с ОЭ приведены на рис. 3.9,а.

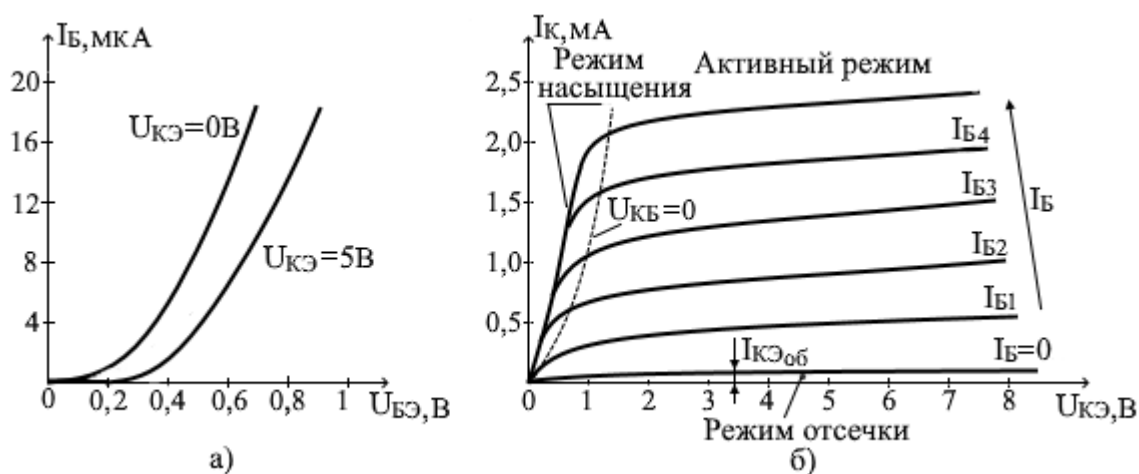


Рис. 3.9. Статические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора n-p-n структуры для схемы включения с ОЭ: а) входные характеристики, б) выходные характеристики

Входные характеристики показывают зависимость тока базы I_B от напряжения база-эмиттер U : $I_B = f(U_{БЭ}, U_{КЭ})$ при различных фиксированных напряжениях между коллектором и эмиттером: $U_{КЭ} = const$. По своей форме они соответствуют ВАХ р-п перехода при прямом смещении и аналитически описываются экспоненциальной зависимостью. При увеличении обратного для коллекторного перехода смещения $U_{КЭ}$ входная характеристика смещается вправо, а базовый ток I_B снижается при одном и том же напряжении $U_{БЭ}$. Это происходит из-за того, что возникающее при увеличении $U_{КЭ}$ уменьшение ширины базы за счет расширения области обеднения коллектора (эффект Эрли) приводит к уменьшению числа рекомбинирующих пар электрон-дырка в базе, а следовательно, к уменьшению базового тока I_B , который является током рекомбинации.

С помощью входной характеристики можно определить входное дифференциальное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ. Для этого на небольших линейных участках ВАХ при одном значении $U_{КЭ}$ берутся приращения тока ΔI_B и напряжения $\Delta U_{БЭ}$, с помощью которых вычисляется отношение:

$$R_{вхОЭ} = \left. \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_B} \right|_{U_{КЭ} = const} \quad (3.6)$$

Выходные (коллекторные) характеристики транзистора п-р-п структуры с ОЭ, приведенные на рис. 3.9,б, строятся как функции коллекторного тока I_K от напряжения между коллектором и эмиттером $U_{КЭ}$: $I_K = f(U_{КЭ}, I_B)$, снимаемые при фиксированных значениях тока базы $I_B = const$. Эти характеристики можно разделить на три области, соответствующие режиму насыщения, режиму отсечки и области работы транзистора в активном режиме.

При включения транзистора в каскаде по схеме с ОЭ на коллекторный переход подается напряжение $U_{КБ} = U_{КЭ} - U_{БЭ}$, что следует из рис. 3.8. **Режим насыщения** на графике характеристик (рис. 3.9,б) соответствует области, лежащей левее пунктирной линии, определяемой выполнением условия $U_{КБ} = 0$ из уравнения выше. В режиме насыщения, когда транзистор полностью открывается и напряжение между эмиттером и коллектором $U_{КЭ}$ не превышает 0,1...0,2 В, что меньше напряжения базового смещения $U_{БЭ} = 0,3 \dots 0,8$ В, на коллекторе относительно базы появляется отрицательный потенциал $U_{КБ} < 0$, смещающий коллекторный переход в прямом направлении и приводящей к началу инжекции электронов из области коллектора в базу.

В результате основной ток неосновных носителей заряда — электронов из базы в коллектор резко уменьшается, что приводит к слиянию в одну спадающую линию характеристик левее разделительной пунктирной линии. В этой линии слияния характеристик ток коллектора и ток базы связаны между собой линейной зависимостью $I_K = \beta I_B$, где β — коэффициент передачи тока базы в схеме с ОЭ.

Считается, что режим насыщения для кремниевого транзистора наступает при смещении на базе $U_{БЭ} = 0,8$ В. Транзистор при этом считается полностью «открытым» с остаточным напряжением между коллектором и эмиттером $U_{КЭ} = 0,2$ В. Для германиевого транзистора режиму насыщения соответствует остаточное напряжение $U_{КЭ} = 0,1$ В при смещении на базе $U_{БЭ} = 0,3$ В.

В режиме отсечки, когда ток базы $I_B = 0$, что соответствует размыканию базовой цепи, определим величину теплового обратного тока $I_{КЭоб}$ между коллектором и эмиттером. Подставляя в выражение (3.2) для суммарного тока коллектора запись тока эмиттера как сумму коллекторного и базового токов (3.1), получаем

$$I_K = \alpha(I_K + I_B) + I_{КЭоб}, \quad (3.7)$$

откуда находим

$$I_K = \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{КЭоб}. \quad (3.8)$$

Пренебрегая в формуле (3.8) вторым слагаемым как величиной второго порядка малости из-за незначительной величины теплового обратного тока $I_{КЭоб}$, можно записать, что ток коллектора I_K линейно связан с током базы I_B через коэффициент

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad (3.9)$$

который называется коэффициентом передачи тока базы в схеме с ОЭ или параметром транзистора $h_{21Э}$. Соответственно, из формулы (3.9) можно выразить коэффициент α :

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}, \quad (3.10)$$

являющийся коэффициентом передачи тока эмиттера в схеме с ОБ или параметром транзистора $h_{21Б}$ для этого вида включения. При значении $\alpha = 0,95 \dots 0,998$ величина коэффициента β может составлять $50 \dots 450$ единиц.

С учетом введенных обозначений выражение (3.8) для суммарного тока коллектора приобретает следующий вид:

$$I_K = \beta I_B + (1 + \beta) I_{K06} = \beta I_B + I_{KЭ06}, \quad (3.11)$$

где $I_{KЭ06} = (1 + \beta) I_{K06} \approx \beta I_{K06}$ – обратный тепловой ток при схеме включения транзистора с ОЭ, который представляет собой усиленный в десятки, сотни раз ($\sim \beta$ раз) тепловой ток I_{K06} коллекторного перехода в схеме с ОБ. Из-за этого ток $I_{KЭ06}$ может существенно влиять на стабильность режима работы транзистора по постоянному току при включении его с ОЭ. Неуправляемый тепловой ток $I_{KЭ06}$ в схеме с ОЭ измеряется при разомкнутой входной цепи, когда ток базы $I_B = 0$.

В активном режиме работы в области правее пунктирной линии на рисунке 3.9,б выходные характеристики при $I_B = \text{const}$ идут с положительным уклоном при увеличении запирающего напряжения $U_{КЭ}$ между коллектором и эмиттером. Данный уклон можно учесть, воспользовавшись выражением (3.3) для аппроксимации характеристик в схеме с ОБ [11]:

$$I_K = \alpha I_Э + I_{K06} + \frac{U_{КБ}}{r_K}.$$

Произведя в нем замену тока эмиттера $I_Э = I_B + I_K$, запишем

$$I_K = \alpha(I_K + I_B) + I_{K06} + \frac{U_{КБ}}{r_K}, \quad (3.12)$$

откуда получим соотношение для тока коллектора:

$$I_K = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B + \frac{I_{K06}}{1 - \alpha} + \frac{U_{КБ}}{r_K(1 - \alpha)}. \quad (3.13)$$

Далее, воспользовавшись определением коэффициент передачи тока β для схемы с ОЭ через коэффициент α (3.9) и делая допущение, что $U_{КБ} = U_{КЭ} - U_{БЭ} \approx U_{КЭ}$, поскольку $U_{КЭ} \gg U_{БЭ}$ в активной области характеристик, получаем окончательное выражение для графика ВАХ в активной области:

$$I_K = \beta I_B + (1 + \beta) I_{K06} + (1 + \beta) \frac{U_{КЭ}}{r_K}, \quad (3.14)$$

в котором последнее слагаемое отвечает за наклон выходных характеристик.

Очевидно, что наклон характеристик в активной области для схемы с ОЭ будет в $(1 + \beta) \approx \beta$ раз больше, чем в схеме с ОБ.

Определим дифференциальное сопротивление коллекторного перехода $r_{K0Э}$ в схеме с ОЭ, предварительно выразив в выражении (3.14) напряжение $U_{КЭ}$ через коллекторный ток I_K :

$$U_{КЭ} = \frac{r_K I_K}{1 + \beta} - \frac{\beta r_K I_B}{1 + \beta} - r_K I_{К0Б}. \quad (3.15)$$

Считая напряжение на коллекторе $U_{КЭ}$ функцией коллекторного тока и беря производную по I_K при постоянном токе базы I_B , получаем:

$$\left. \frac{dU_{КЭ}}{dI_K} \right|_{I_B = const} = \frac{r_K}{1 + \beta} = r_{К0Э}. \quad (3.16)$$

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода в схеме с ОЭ в десятки, сотни раз меньше, чем сопротивление перехода в схеме с ОБ, и составляет порядка десятков или сотен килоом. В активном режиме с помощью выходных характеристик сопротивление коллекторного перехода $r_{К0Э}$, являющееся по сути выходным сопротивлением транзистора в схеме с ОЭ, можно найти из следующего выражения:

$$r_{К0Э} = \left. \frac{\Delta U_{КЭ}}{\Delta I_K} \right|_{I_B = const}. \quad (3.17)$$

Помимо входной и выходной характеристик иногда используется **сквозная** (передаточная по току) **ВАХ** биполярного транзистора. Эта характеристика в схеме с ОЭ представляет собой зависимость выходного тока транзистора I_K от входного тока I_B : $I_K = f(I_B)$ при постоянном напряжении между коллектором и эмиттером $U_{КЭ} = const$. Данная характеристика представлена на рис. 3.10 для двух значений напряжения $U_{КЭ2} > U_{КЭ1}$.

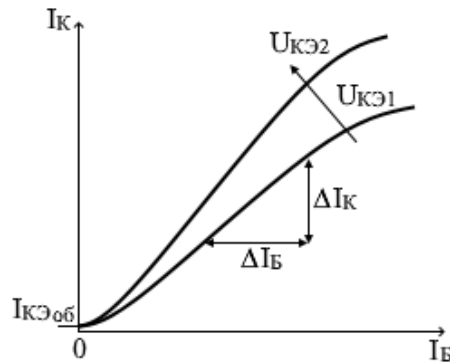


Рис. 3.10. Сквозная (передаточная по току) вольт-амперная характеристика биполярного транзистора *n-p-n* структуры

Влияние напряжения $U_{КЭ}$ на проходные ВАХ проявляется через эффект Эрли. При увеличении обратного напряжения $U_{КЭ}$ ширина базы уменьшается и, следовательно, ток коллектора I_K будет больше при одном и том же токе базы I_B , определяемым напряжением смещения на эмиттерном переходе $U_{БЭ}$. При нулевом токе базы, когда транзистор находится в состоянии отсечки, ток коллектора приобретает значение обратного теплового тока $I_{КЭ0Б}$. Отношение приращения тока коллектора ΔI_K к приращению тока базы ΔI_B на линейном

участке сквозной характеристики определяет коэффициент усиления транзистора по току β в схеме включения транзистора с ОЭ или параметр транзистора для малых сигналов h_{213} . Подробно эти параметры транзистора будут рассмотрены позже.

3.4. Структуры и статические характеристики полевых транзисторов

3.4.1. Полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом

Полевой транзистор с управляющим p - n переходом представляет собой полупроводниковое устройство с тремя выводами, у которого изменение проводимости канала происходит за счет изменения толщины слоя объемного заряда p - n перехода, смещенного в обратном направлении. Условное графическое изображение такого транзистора на электрических схемах показано на рис. 3.1,з,и, а его структура и схема подачи напряжений на выводы для n -канального полевого транзистора приведены на рис. 3.11.

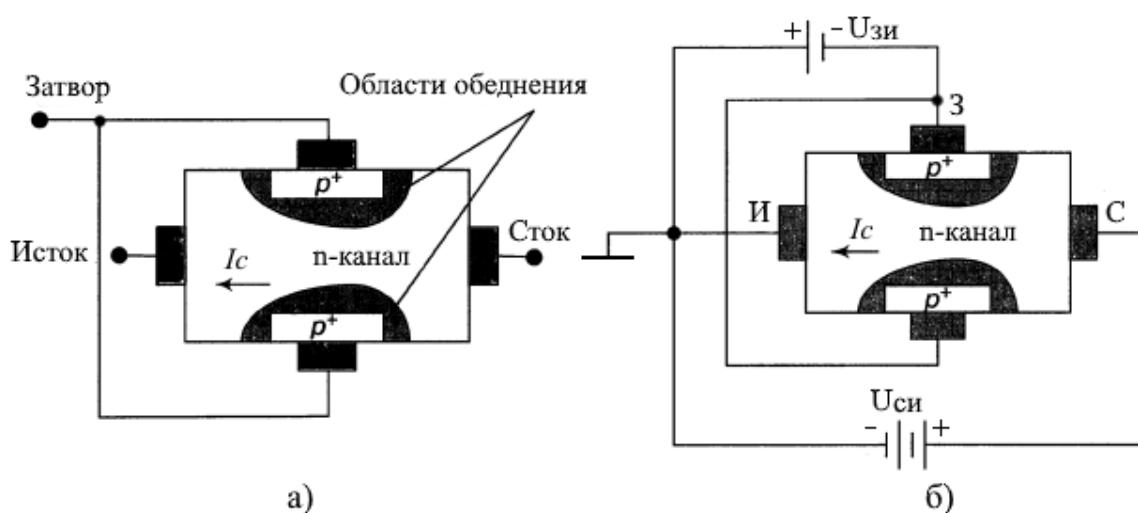


Рис. 3.11. а) Структура n -канального полевого транзистора с p - n переходом, б) схема подачи напряжений на выводы полевого транзистора

В структуре полевого транзистора с управляющим p - n переходом, показанной на рис. 3.11,а, каналом является слой полупроводникового материала с высоким удельным сопротивлением, ограниченный p - n переходами с двух сторон. Области затвора и канала образуют управляющий p - n переход. Канал существует только при p - n переходе, смещённом в обратном направлении. Поскольку при этом p - n переход является закрытым и ток через него практически отсутствует, то главным преимуществом полевых транзисторов является большое входное сопротивление $R_{вх}$ со стороны затвора, составляющее порядка $10^8 \dots 10^9$ Ом. Благодаря этому свойству полевые транзисторы практически не потребляют ток у источника усиливаемого сигнала.

Независимо от типа электропроводности канала n - или p -типа электроды, подключенные к выводам канала, называются исток « I » (S - Source) и сток « C » (D - Drain). Управление током, протекающим по этому каналу, достигается изменением напряжения $U_{ЗИ}$, приложенного между затвором Z (G - Gate) и истоком I (рис. 3.11,б). В условном графическом обозначении этого типа транзисторов стрелка, представляющая затвор, указывает направление из p -области в n -область.

В транзисторе с n -каналом основными носителями заряда в канале являются электроны, которые движутся вдоль канала от истока с низким потенциалом к стоку с более высоким потенциалом, образуя ток стока I_C со знаком минус. Поскольку ток затвора полевых транзисторов равен нулю, то управление величиной тока стока осуществляется изменением напряжения на затворе по отношению к истоку. Поэтому вместо входных характеристик используются проходные или сток-затворные характеристики, представляющие собой зависимость $I_C = f(U_{ЗИ})$ для одного фиксированного напряжения сток-исток $U_{СИ}$ в области насыщения. На рис. 3.12,а и 3.12,б представлены проходные характеристики соответственно для полевых транзисторов с n и p каналами. На рис. 3.12,в в качестве примера показана выходная ВАХ только для транзистора с n -каналом.

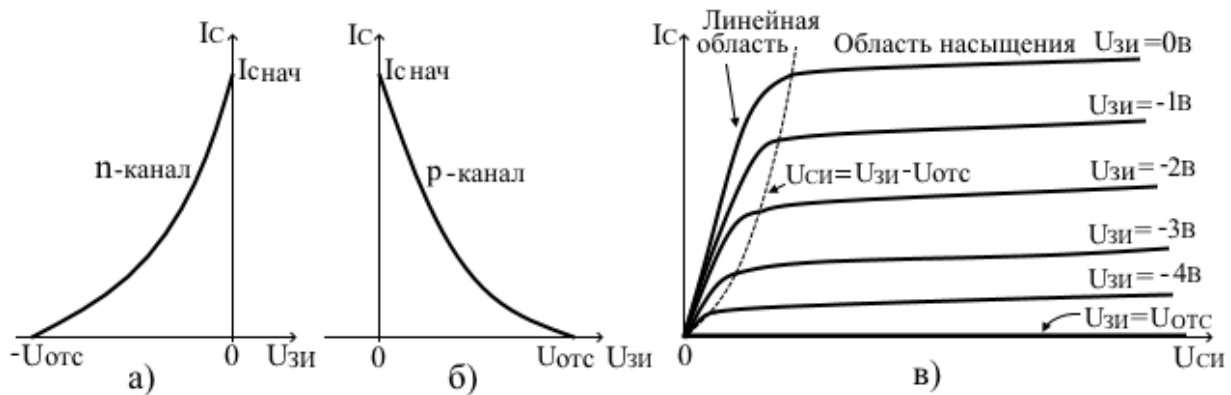


Рис. 3.12. Вольт-амперные характеристики полевого транзистора с управляющим p - n переходом: а) и б) проходные характеристики соответственно для транзисторов с каналом n -типа и p -типа, в) выходные характеристики для полевого транзистора с каналом n -типа

С помощью проходной характеристики можно вычислить такой важный параметр транзистора, как крутизну характеристики прямой передачи S , характеризующую усилительные свойства транзистора при постоянном напряжении сток-исток $U_{СИ}$:

$$S = \left. \frac{dI_C}{dU_{ЗИ}} \right|_{U_{СИ} = \text{const}}. \quad (3.18)$$

При $U_{зи} = 0$ крутизна имеет максимальное значение и называется начальной крутизной $S_{нач}$ характеристики. С ростом запирающего напряжения $U_{зи}$ между затвором и истоком крутизна уменьшается в соответствии с выражением:

$$S = S_{нач} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи\text{отс}}}\right). \quad (3.19)$$

Величина крутизны S для большинства полевых транзисторов такого типа лежит в диапазоне 2...20 мА/В. Она приводится в справочных данных на транзистор наряду с $I_{с\text{нач}}$. Данный параметр используется для анализа и расчета схем на полевых транзисторах с р-п переходом и схем на полевых транзисторах другого типа.

При напряжении на затворе относительно истока $U_{зи} = 0$ канал транзистора является открытым, и через него протекает начальный ток стока $I_{с\text{нач}}$. С ростом отрицательного потенциала на затворе для транзистора с n-каналом (или положительного потенциала для транзистора с р-каналом) ток стока начинает уменьшаться из-за уменьшения ширины канала вследствие расширения зон обеднения вблизи р-п переходов. И при некотором отрицательном напряжении на затворе, называемом напряжением отсечки $-U_{отс}$, канал полностью перекрывается расширившимися обедненными зонами (рис. 3.11,б). При этом ток стока I_c становится равным нулю.

По выходным (стоковым) характеристикам, представленным на рисунке 3.12,в для транзистора с n-каналом, видно, что в линейной области (слева от пунктирной параболы) ток стока I_c с увеличением напряжения между стоком и истоком $U_{си}$ возрастает линейно («омическая область») до тех пор, пока сумма отрицательного напряжения на затворе $U_{зи}$ и напряжения сток-исток $U_{си}$, взятого с отрицательным знаком, не станет равной напряжению отсечки $U_{отс}$ для этого типа транзистора. После чего расширившиеся зоны обеднения у стока начинают перекрывать канал. Ток стока перестает расти пропорционально росту напряжения $U_{си}$ и начинает стабилизироваться на определенном уровне при $|U_{си}| \geq |U_{отс}|$ за счет саморегулирующего процесса. Эта пологая часть характеристик соответствует области насыщения.

Если бы ток рос дальше, то падение напряжения вдоль канала от стока к истоку тоже бы увеличилось, и области обеднения вдоль канала смыкались бы на большей длине, препятствуя возрастанию тока. Момент перехода от линейной области к области насыщенного (постоянного) тока для каждого значения напряжения $U_{зи}$ начинается на графике выходных характеристик на рис. 3.12,в с пересечения графиком характеристики пунктирной параболической линии, образуемой группой точек, при которых на линиях ВАХ начина-

ется режим отсечки (насыщения). Начало этого режима достигается при напряжении сток-исток, равном

$$U_{\text{си}} = U_{\text{зи}} - U_{\text{отс}}. \quad (3.20)$$

Отметим, что в омической области сопротивление канала между стоком и исток может регулироваться напряжением на затворе в пределах от 100 Ом до 10 кОм.

3.4.2. Полевые транзисторы с встроенным каналом

У полевых транзисторов МДП (МОП) – структуры (металл-диэлектрик-полупроводник или металл-окисел-полупроводник) затвор отделен от полупроводникового канала диэлектрическим слоем из двуокиси кремния SiO_2 . Поэтому этот тип полевых транзисторов называют транзисторами с изолированным затвором. Сопротивление канала МДП-транзистора регулируется электрическим полем, создаваемым напряжением между затвором и полупроводником. Транзисторы делятся на обедненные и обогащенные с каналами **n** и **p** типа. Структура обедненного МДП-транзистора с n-каналом показана на рис. 3.13,а. На подложке p-типа создают два сильнолегированных участка, обозначенных n^+ , один из которых служит истоком, другой – стоком. Между стоком и истоком имплантирован n-канал, следовательно, в канале имеются подвижные электроны, обеспечивающие его проводимость.

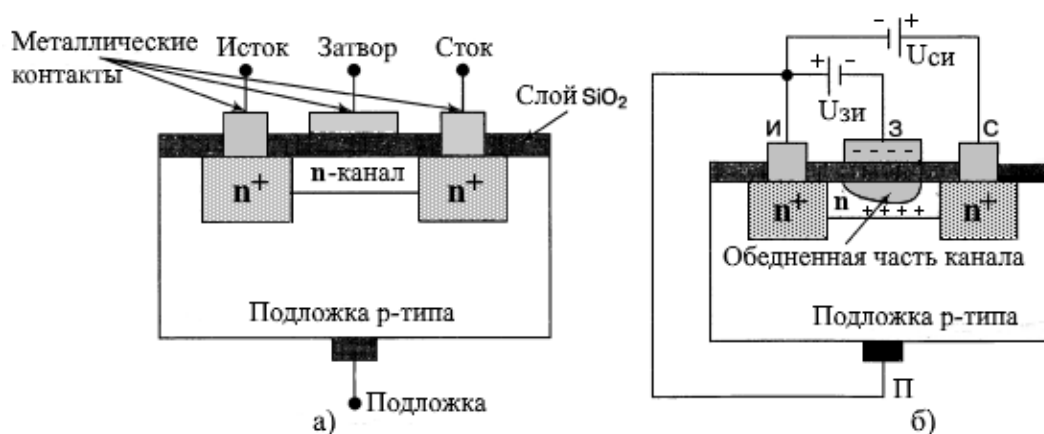


Рис. 3.13. а) Структура полевого транзистора с изолированным затвором и встроенным n-каналом, б) типовая схема подачи напряжений на выводы полевого транзистора в режиме обеднения

Вывод затвора сформирован осаждением алюминия на слой диэлектрика над каналом без образования p-n перехода. Для создания выводов истока и стока через окна, открытые в изолирующем слое над легированными участками, также осаждается алюминий.

Подложка имеет вывод, обозначенный буквой П. Она может иметь внутреннее соединение с истоком. Обедненный МДП-транзистор с n-

каналом обычно работает с положительным напряжением между стоком и истоком, как показано на типовой схеме подключения напряжений к электродам на рисунке 3.13,б.

Напряжение между затвором и истоком $U_{ЗИ}$ может быть положительным, нулевым или отрицательным, что определяет его режим работы. Проходные характеристики для n-канального и p-канального МДП-транзистора, отражающие зависимость тока стока I_C от напряжения на затворе $U_{ЗИ}$ при фиксированном напряжении между стоком и истоком $U_{СИ}$, представлены на рис. 3.14.

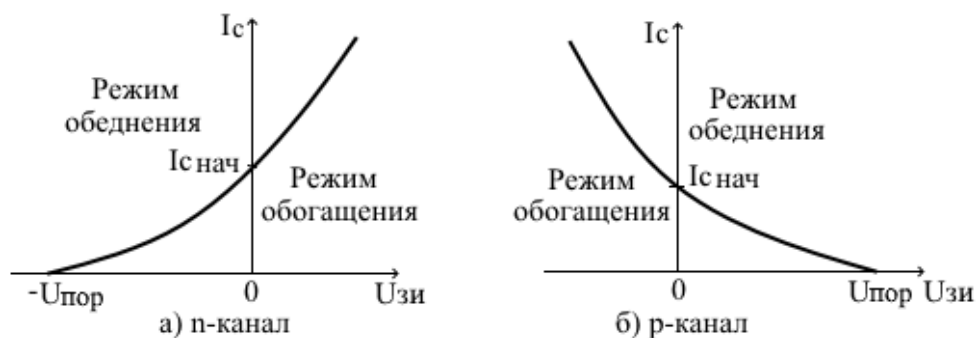


Рис. 3.14. Проходные вольт-амперные характеристики (ВАХ) полевых транзисторов с изолированным затвором и технологически встроенным каналом: на рисунке а) - для транзистора с каналом n-типа; на рисунке б) - для транзистора с каналом p-типа

Схема подключения напряжений к электродам n-канального транзистора на рис. 3.13,б соответствует его работе в режиме обеднения. В этом режиме при отрицательном напряжении на затворе во встроенном канале индуцируются положительные заряды, которые в результате рекомбинации с отрицательными зарядами n-канала создают обедненный слой. С ростом отрицательного напряжения на затворе обедненный слой расширяется и, перекрывая канал, уменьшает ток стока. При пороговом напряжении на затворе $-U_{пор}$ ток стока I_C прекращается полностью. При подаче положительного напряжения на затвор транзистор начинает работать в режиме обогащения. При этом под воздействием поля от положительного потенциала затвора в канале индуцируется больше отрицательных зарядов (электронов), что повышает проводимость канала и увеличивает ток стока I_C .

Проходные и стоковые характеристики обедненного МДП-транзистора с встроенным p-каналом аналогичны характеристикам n-канального транзистора. Только в этом случае для режима обеднения требуется положительное напряжение на затворе $+U_{ЗИ}$, а для режима обогащения на затворе должно быть отрицательное напряжение $-U_{ЗИ}$. Далее на рис. 3.15 представлены стоковые характеристики обедненного n-канального МДП-транзистора в режимах обеднения и обогащения.



Рис. 3.15. Выходная (стоковая) вольт-амперная характеристика (ВАХ) полевого транзистора с изолированным затвором и технологически встроенным каналом *n*-типа

3.4.3. Полевые транзисторы с индуцированным каналом

Устройство обогащенного *n*-канального МДП-транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом аналогично устройству обедненного транзистора, рассмотренному ранее, с той лишь разницей, что канал в нём не формируется заранее технологически, например, легированием, а создаётся зарядами, индуцированными полем, наведенным напряжением, подаваемым на затвор транзистора относительно истока. Поэтому данный тип полевых транзисторов называют транзисторами с индуцированным каналом. МДП-транзисторы с индуцированным *n*-каналом имеют лучшие параметры, чем *p*-канальные транзисторы, так как канал в них формируется более подвижными электронами.

Образование *n*-канала поясним на примере транзистора с подложкой *p*-типа, структура которого показана на рис. 3.16,а, где соединенная с истоком подложка заземлена, а напряжение между стоком и истоком установлено нулевым.

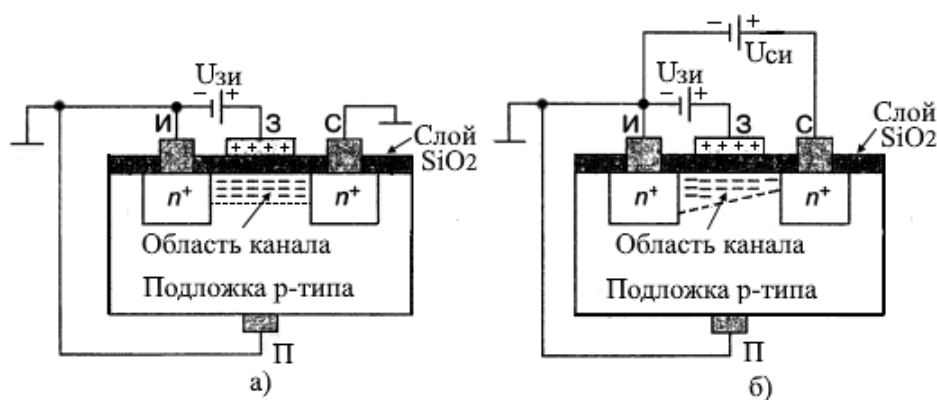


Рис. 3.16. Структура полевого транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом: а) образование *n*-канала при напряжении на затворе больше $U_{пор}$, б) процесс перехода транзистора в режим насыщения

Изначально при нулевом потенциале на затворе канал отсутствует. Металлизированный затвор и р-полупроводник подложки вместе с изолирующим оксидным слоем между ними в области канала образуют конденсатор с параллельными обкладками. При подаче положительного напряжения на затвор создаваемое им электрическое поле через слой диэлектрика SiO_2 будет вытеснять дырки подложки из слоя будущего канала, увеличивая в нём плотность электронов. При дальнейшем увеличении напряжения $U_{\text{зи}}$ количество индуцированных им электронов в области канала будет увеличиваться ещё больше.

При превышении напряжением $U_{\text{зи}}$ некоторого порогового уровня $U_{\text{пор}}$ число электронов под оксидным слоем становится достаточным, чтобы между истоком и стоком (сильнолегированными участками n^+ на подложке) образовался инверсионный (обращенный) слой, насыщенный электронами, т.е. n-канал, проводимость которого будет увеличиваться при дальнейшем повышении напряжения на затворе. При приложении положительного напряжения между стоком и истоком $U_{\text{си}}$ через индуцированный канал будет протекать ток $I_{\text{с}}$. Зависимость величины данного тока от напряжения на затворе $U_{\text{зи}} > U_{\text{пор}}$ при постоянном напряжении $U_{\text{си}}$ называется проходной (сток-затворной) характеристикой обогащенного МДП-транзистора, которая приведена на рис. 3.17,а.

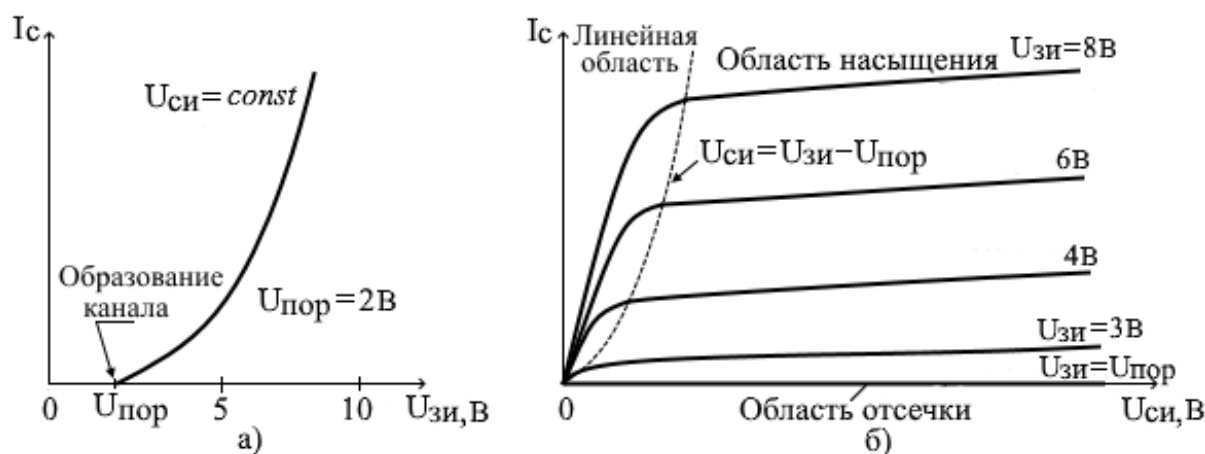


Рис. 3.17. Вольт-амперные характеристики (ВАХ) полевого транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом n - типа: а) проходная характеристика, б) выходная (стоковая) характеристика

При малых значениях напряжения $U_{\text{си}} < U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}$ ток стока $I_{\text{с}}$ зависит от приращения $U_{\text{си}}$ линейно (линейная область). При дальнейшем увеличении $U_{\text{си}}$ наступает момент, когда напряжение между стоком и затвором $U_{\text{сз}} = U_{\text{зи}} - U_{\text{си}}$ уменьшается настолько, что электрическое поле возле стока уменьшается до нуля, и канал там начинает исчезать (сужаться), как показано на рис. 3.16,б.

Дальнейший рост напряжения $U_{СИ}$ приводит к существенному увеличению сопротивления канала, при котором ток стока I_C перестает увеличиваться. Транзистор начинает работать в режиме насыщения, которому при $U_{ЗИ} = const$ соответствует область насыщения в виде слегка наклонных линий выходных (стоковых) характеристик транзистора $I_C = f(U_{СИ})$ на рис. 3.17,б. При этом величина тока $I_{C\text{ нас}}$ в области насыщения зависит от величины превышения напряжением затвор-исток $U_{ЗИ}$ порогового уровня $U_{пор}$. На стоковых характеристиках на рис. 3.17,б пунктирной линией в виде параболы показана граница перехода транзистора из линейного режима в режим насыщения.

Отметим, что МДП-транзистор имеет симметричную конструкцию, что позволяет менять между собой выводы стока и истока, если подложка внутри транзистора не подключена ни к одному концу канала.

Для совмещения схем на МДП-транзисторах с индуцированным каналом со схемами на биполярных транзисторах необходимо, чтобы они могли работать при питании +5 В, а пороговое напряжение $U_{пор}$ было около 2 В. Указанная величина напряжения порога была достигнута при применении в МДП-транзисторах изолирующего слоя из нитрида кремния (Si_3N_4) вместо двуокиси кремния (SiO_2), который к тому же обладал в три раза большей диэлектрической проницаемостью.

Преимущества полевых транзисторов перед биполярными заключаются в следующем:

1. Очень высокое входное сопротивление, составляющее десятки и сотни мегаом. Поэтому они потребляют чрезвычайно малые токи, что увеличивает их время работы от батарей.
2. Способность работать на более высоких частотах.
3. Занимают в десятки раз меньше места, чем биполярные, что дает более высокую плотность размещения в микросхемах. Их можно применять там в качестве нагрузок, резисторов и конденсаторов.
4. Отсутствует необходимость в начальном смещении. Для работы кремниевых биполярных транзисторов в активном режиме необходимо начальное смещение $U_{БЭ0} \approx 0,7$ В.
5. Меньший коэффициент шума, чем у биполярных. Поэтому они чаще используются во входных каскадах усилителей малых сигналов.

Недостатки полевых транзисторов перед биполярными следующие:

1. Биполярные транзисторы имеют существенно больший коэффициент усиления (в десятки раз).
2. Из-за высокого входного сопротивления малые токи создают высокие напряжения, что сильно повышает вероятность пробоя.

4. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ НА ТРАНЗИСТОРАХ

4.1. Задание исходного режима транзистора по постоянному току. Уравнение нагрузочной прямой и координаты рабочей точки

При работе транзистора в активном динамическом режиме во входную цепь усилительного прибора кроме источника смещения включается источник сигнала, а в выходную цепь кроме источника питания подключается нагрузка. Для обеспечения исходного (усилительного) режима работы эмиттерный переход транзистора должен быть открыт, т.е. смещен в прямом направлении, а коллекторный переход должен быть закрыт, т.е. смещён в обратном направлении. При этом напряжения смещения на переходах должны быть такой величины, чтобы при подаче на вход каскада усиливаемого сигнала, например, синусоидальной формы, изменения токов и напряжений в выходной цепи транзистора происходили только в активной области выходных характеристик и без искажений повторяли форму входного сигнала.

Реализацию активного режима рассмотрим на примере каскадов усиления на биполярном транзисторе с резистивной нагрузкой, включенных по схеме с ОЭ. Схемы каскадов приведены на рис. 4.1, где для питания базовой и коллекторной цепи используется один источник напряжения E_{Π} . Внутреннее сопротивление источника питания E_{Π} будем считать равным нулю.

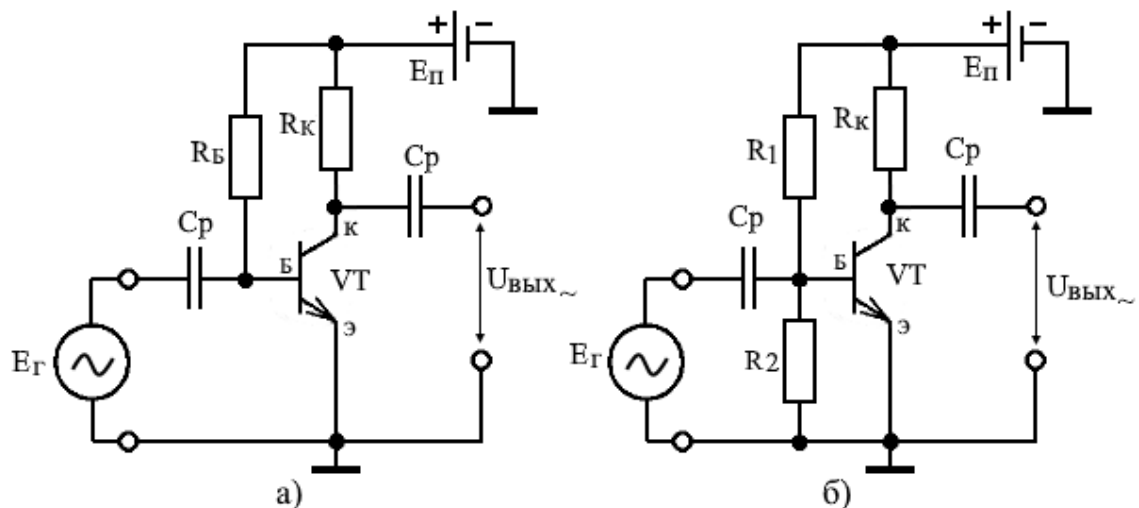


Рис. 4.1. Схемы усилительных каскадов на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером при 2-х способах реализации фиксированного смещения: а) с помощью резистора R_B и б) с помощью делителя напряжения на резисторах R_1 и R_2 .

Разделительные конденсаторы C_P необходимы для развязки цепей постоянного и переменного тока на входе и выходе каскадов. В схеме на

рис. 4.1,а открывающее смещение на переходе база-эмиттер задается током с помощью резистора R_B , а в схеме на рис. 4.1,б смещение на этом переходе задается напряжением с помощью делителя на резисторах R_1 и R_2 . Заметим, что схема на рис. 4.1,б с помощью теоремы об эквивалентном генераторе может быть легко преобразована в схему на рис. 4.1,а, поскольку они отличаются только способами подачи смещения на переход база-эмиттер транзистора. Для преобразования базовой цепи представленной на рис. 4.1,б схемы применим следующие формулы теоремы:

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} - \text{эквивалентное сопротивление в базовой цепи};$$

$$E_B = E_{\Pi} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \text{напряжение эквивалентного источника питания}$$

базовой цепи преобразованной схемы вместо общего источника питания E_{Π} .

После выполненных преобразований схема каскада для анализа на постоянном и переменном токе приобретает вид, показанный на рис. 4.2, где открывающее напряжение смещения на переходе база-эмиттер задается с помощью источника постоянного напряжения E_B . С помощью другого источника постоянного напряжения E_{Π} на переходе коллектор-база транзистора создается обратное закрывающее переходное напряжение $U_{KB} = U_{KЭ} - U_{БЭ}$. При этом $U_{KB} \approx U_{KЭ}$, поскольку в активном режиме $U_{KЭ} \gg U_{БЭ}$. К входу каскада подключен источник переменного напряжения $E_{Г}$ усиленного сигнала. Резистор $R_{Г}$ представляет собой внутреннее сопротивление этого источника.

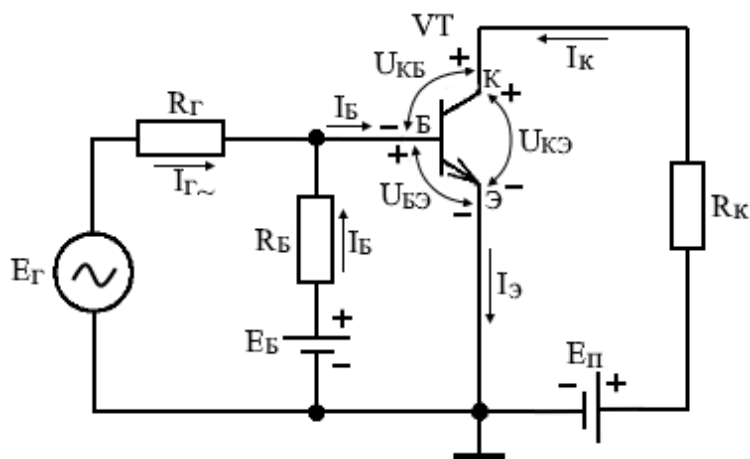


Рис. 4.2. Схема задания режима по постоянному току в усилительном каскаде на биполярном транзисторе *n-p-n* структуры при включении с ОЭ.

При задании в каскаде исходного режима по постоянному току цепь подачи на вход каскада усиленного переменного напряжения будем считать разомкнутой, т.е. $I_{Г\sim} = 0$. Для определения пределов изменения токов и

напряжений на выводах транзистора на его статических выходных характеристиках строится нагрузочная прямая [11, 12], уравнение которой получим, применив второй закон Кирхгофа к выходному контуру схемы:

$$E_{\Pi} = I_K R_K + U_{КЭ}, \quad (4.1)$$

где напряжение источника питания E_{Π} и сопротивление нагрузки R_K являются для схемы постоянными величинами, а коллекторный ток I_K и напряжение $U_{КЭ}$ между выводами коллектора и эмиттера транзистора являются зависимыми переменными, изменяющимися при изменении величины тока базы I_B .

Выражая из уравнения (4.1) ток коллектора I_K , получаем выражение:

$$I_K = -\frac{U_{КЭ}}{R_K} + \frac{E_{\Pi}}{R_K}, \quad (4.2)$$

которое представляет собой уравнение прямой линии вида $y = ax + b$, в котором коэффициенты $a = -1/R_K$, $b = E_{\Pi}/R_K$, а переменной x является напряжение $U_{КЭ}$. Прямая линия, выраженная уравнением (4.2), при наложении её на график выходных характеристик транзистора называется **нагрузочной прямой**.

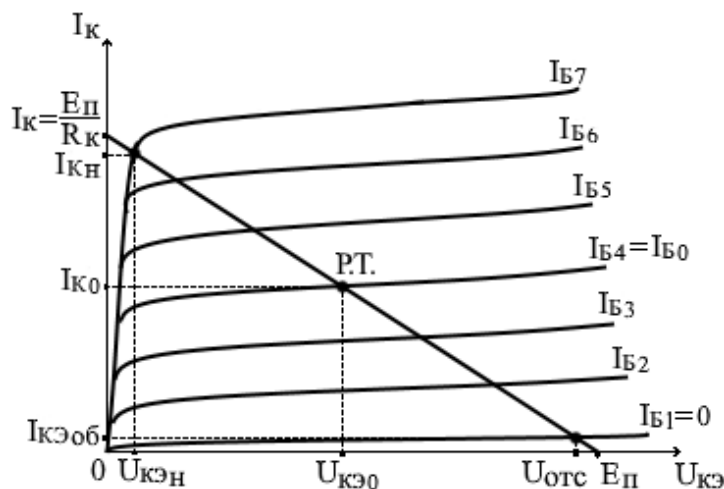


Рис. 4.3. Построение нагрузочной прямой по постоянному току на выходных характеристиках биполярного транзистора

Нагрузочная прямая представляет собой совокупность точек, показывающих соотношение между выходным коллекторным током I_K и напряжением на коллекторе $U_{КЭ}$ при различных значениях входного базового тока I_B , обусловленных, например, вариацией напряжения источника базового смещения E_B при отсутствии входного сигнала ($I_{г\sim} = 0$). Любая точка на данной нагрузочной прямой между областями насыщения и отсечки (т.е. в активной области) может считаться **рабочей точкой** (РТ) или **точкой покоя** (ТП) при

отсутствии усиливаемого входного сигнала, т.е. когда $I_{г\sim} = 0$. Координаты рабочей точки на нагрузочной прямой определяют режим работы транзистора. Соответствующее рабочей точке напряжение между коллектором и эмиттером $U_{кэ0}$ называется напряжением покоя, а протекающий через транзистор коллекторный ток $I_{к0}$ – током покоя.

Для выбора конкретного положения рабочей точки ($U_{кэ0}, I_{к0}$) для выходной цепи каскада необходимо задаться постоянным током базы $I_{Б0}$, определяемым по входным характеристикам транзистора. По второму закону Кирхгофа для входного контура рассматриваемой схемы, включающего в себя источник напряжения смещения E_B , ограничительный резистор базового тока R_B , переход база-эмиттер транзистора VT, общий провод, запишем:

$$E_B = I_B R_B + U_{БЭ}, \quad (4.3)$$

где ток I_B при отсутствии входного сигнала является током $I_{Б0}$, определяющим положение рабочей точки.

Выражая из этого уравнения постоянный базовый ток смещения I_B , получаем уравнение нагрузочной прямой для входной цепи:

$$I_B = -\frac{U_{БЭ}}{R_B} + \frac{E_B}{R_B}, \quad (4.4)$$

которая в точке пересечения её с графиком входной характеристики транзистора $I_B = f(U_{БЭ})$ определяет координаты рабочей точки ($U_{БЭ0}, I_{Б0}$) или точки покоя для входной цепи, как показано на рис. 4.4. Напряжение покоя $U_{БЭ0}$ представляет собой падение напряжения на прямом (статическом) сопротивлении перехода база-эмиттер транзистора, а $I_{Б0}$ – постоянный ток в точке покоя, протекающий между выводами базы и эмиттера транзистора. При активном режиме работы для кремниевого транзистора n-p-n структуры принимают $U_{БЭ0} = 0,7$ В, для германиевого транзистора p-n-p структуры $U_{БЭ0} = 0,3$ В.

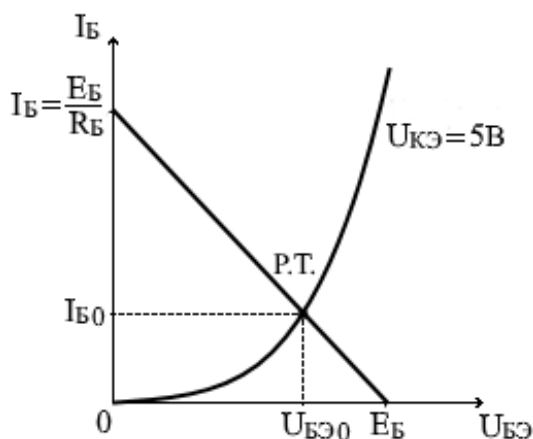


Рис. 4.4. Построение нагрузочной прямой по постоянному току и формирование рабочей точки на входной характеристике биполярного транзистора

Ток покоя в базовой цепи транзистора I_{B0} связан с током покоя I_{K0} в коллекторной цепи соотношением $I_{K0} = \beta I_{B0}$, где безразмерный коэффициент $\beta = 50 \dots 250$ является h -параметром $h_{21э}$ биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Как следует из уравнения (4.4), координаты рабочей точки во входной цепи при отсутствии сигнала можно изменять, в первом случае, изменяя напряжение источника базового смещения E_B . При этом нагрузочная прямая на рис. 4.4 будет перемещаться параллельно самой себе, изменяя координаты точки пересечения её с входной характеристикой транзистора, т. е. создавая новое положение рабочей точки. Во втором случае, при неизменном напряжении E_B положение рабочей точки можно изменять, меняя сопротивление резистора R_B . При этом будет меняться наклон нагрузочной прямой, а следовательно, и координаты точки её пересечения с графиком входной характеристики транзистора $I_B = f(U_{BЭ})$, т. е. положение рабочей точки.

Полностью открытое состояние кремниевого транзистора (режим насыщения) наступает, когда напряжение покоя $U_{BЭ0}$ на переходе база-эмиттер достигает величины 0,8 В. При этом напряжение покоя $U_{КЭ0}$ между коллектором и эмиттером уменьшается до значения $U_{КЭн} = 0,2$ В, и через транзистор начинает протекать максимальный коллекторный ток покоя I_{K0} , ограничиваемый только величиной резистора R_K . Такой ток называется током насыщения $I_{Кн}$ (рис. 4.3). Для германиевого транзистора режим насыщения наступает при $U_{BЭ0} = 0,4$ В. При этом остаточное напряжение на коллекторе полностью открытого транзистора $U_{КЭн} = 0,1$ В. При напряжении покоя на переходе база-эмиттер кремниевого транзистора $U_{BЭ0} \leq 0,2$ В он будет находиться в режиме отсечки, т. е. напряжение на коллекторе приблизится к значению $U_{КЭ0} = U_{отс} \approx E_{П}$, а ток покоя коллектора I_{K0} уменьшится до значения обратного тока коллектора $I_{КЭоб}$, являющимся для схемы с ОЭ объединенным тепловым током между выводами коллектора и эмиттера (рис. 4.3).

Выбранное положение рабочей точки на нагрузочной прямой, построенной на выходных характеристиках транзистора, по ряду причин может существенно меняться. Эти изменения обусловлены тем, что в выражение (3.11) для тока покоя I_{K0} в рабочей точке:

$$I_{K0} = \beta I_{B0} + (1 + \beta) I_{Коб},$$

входит коэффициент передачи тока β , который может изменяться из-за старения транзистора или его замены, а также обратный тепловой ток коллекторного перехода $I_{Коб}$, величина которого удваивается при повышении температуры р-п перехода на каждые 10°C. Вызванные указанными факторами изменения тока покоя I_{K0} могут переместить рабочую точку в сторону обла-

сти насыщения. При других условиях рабочая точка может сместиться в направлении области отсечки.

Поскольку в областях насыщения и отсечки коллекторный ток не обладает линейной зависимостью от входного базового тока, то форма усиленного сигнала на нагрузке будет искажаться. Поэтому при проектировании схемы усилителя с минимальными нелинейными искажениями рабочую точку следует выбирать где-то в середине нагрузочной прямой и дополнительно стабилизировать её положение как соблюдением температурного режима, так и схемотехническими решениями.

4.2. Задание начального смещения в усилительных каскадах на биполярных и полевых транзисторах

4.2.1. Смещение фиксированным током базы в каскаде с ОЭ

Для обеспечения активного режима работы транзистора необходимо на его базу относительно эмиттера подать определенный потенциал, смещающий эмиттерный переход в прямом направлении, чтобы он был открыт, а на коллекторный переход подать обратное напряжение, чтобы он оказался закрытым [12]. Указанное состояние переходов может быть обеспечено в следующей схеме на рис. 4.5, где транзистор n-p-n структуры включен по схеме с общим эмиттером (ОЭ), а схема питается от одного источника напряжения E_{Π} .

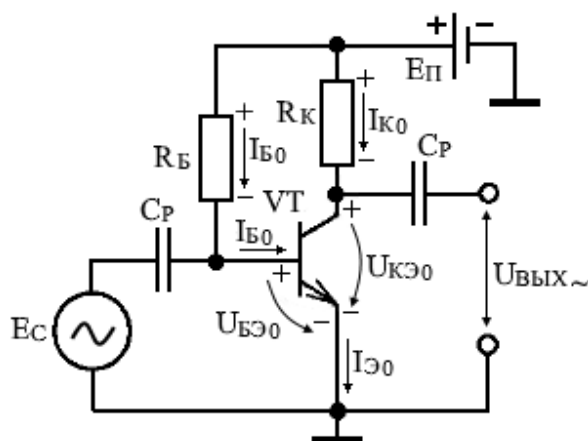


Рис. 4.5. Задание смещения фиксированным током базы в каскаде на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ

Используя закон Кирхгофа, для входной цепи запишем:

$$E_{\Pi} = I_{Б0}R_{Б} + U_{БЭ0}. \quad (4.5)$$

Откуда получаем выражение для тока базы в рабочей точке:

$$I_{Б0} = \frac{E_{\Pi} - U_{БЭ0}}{R_{Б}} \approx \frac{E_{\Pi}}{R_{Б}}. \quad (4.6)$$

Данную формулу (4.6) также можно использовать для расчета сопротивления резистора R_B , если ток покоя базы I_{B0} известен. При этом следует задать напряжение $U_{БЭ0}$ и напряжение источника питания E_{π} .

Считается, что для кремниевого транзистора, работающего в активном режиме, $U_{БЭ0} = 0,7$ В, что намного меньше напряжения питания $E_{\pi} = 9 \dots 15$ В. Поэтому при данной схеме смещения базовый ток I_{B0} полностью определяется сопротивлением резистора R_B , которое намного превышает сопротивление $r_{бэ}$ открытого перехода база-эмиттер.

Уравнение Кирхгофа для выходной цепи имеет вид:

$$E_{\pi} = I_{K0}R_K + U_{КЭ0}, \quad (4.7)$$

откуда, учитывая, что ток покоя в коллекторной цепи, зная ток покоя базы, можно определить по формуле $I_{K0} = \beta I_{B0}$, получаем расчетную формулу для определения сопротивления резистора R_K :

$$R_K = \frac{E_{\pi} - U_{КЭ0}}{I_{K0}}, \quad (4.8)$$

или при известной величине резистора R_K – формулу для определения напряжения покоя $U_{КЭ0} = U_{\text{вых}}$:

$$U_{КЭ0} = E_{\pi} - I_{K0}R_K, \quad (4.9)$$

4.2.2. Смещение фиксированным напряжением в каскаде с ОЭ

В этом случае напряжение смещения на базе $U_{БЭ0}$ обеспечивается делителем напряжения с помощью резисторов R_1 и R_2 [12]. Ток делителя I_d , протекая через резисторы R_1 и R_2 , создает на них падения напряжения, как показано на рис. 4.6, где биполярный транзистор включен по схеме с общим эмиттером (ОЭ). Падение напряжения на резисторе R_2 прикладывается к эмиттерному переходу плюсом к базе, минусом к эмиттеру и обеспечивает его открытое состояние. Ток делителя для предварительных каскадов усиления выбирается из условия $I_d = (3 \dots 10)I_{B0}$. Поэтому напряжение на базе транзистора $U_{БЭ0} = I_d R_2$ практически не зависит от параметров транзистора, а данный вид смещения называют **смещением фиксированным напряжением**.

При работе транзистора в активном режиме типовое значение прямого смещения эмиттерного перехода $U_{БЭ0} = 0,7$ В для кремниевого транзистора и $U_{БЭ0} = 0,3$ В для германиевого транзистора.

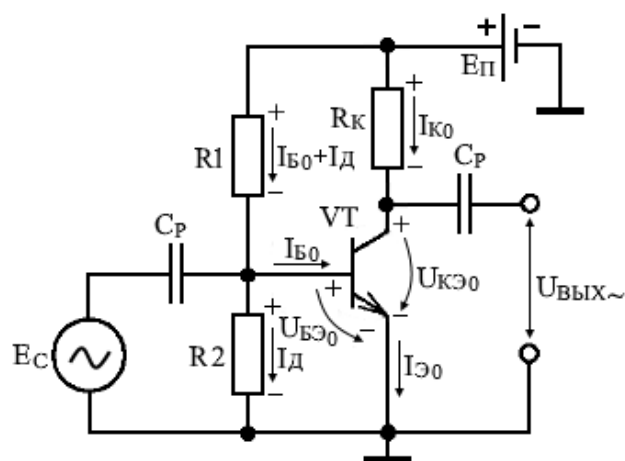


Рис. 4.6. Схема задания смещения фиксированным напряжением в резисторном каскаде усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ

Выбранное напряжение смещения в базовой цепи должно обеспечить работу транзистора в линейном режиме, при котором умноженный на коэффициент β ток покоя базы будет задавать положение рабочей точки на середине нагрузочной прямой, построенной для коллекторной цепи. Смещение коллекторного перехода в обратном направлении обеспечивается напряжением $U_{КБ0} = U_{КЭ0} - U_{БЭ0} \approx U_{КЭ0}$. Расчёт элементов смещения схемы и сопротивления резистора R_k выполняется по следующим формулам:

$$R_2 = \frac{U_{БЭ0}}{I_D}, \quad R_1 = \frac{E_{п} - U_{БЭ0}}{I_D + I_{Б0}}, \quad R_k = \frac{E_{п} - U_{КЭ0}}{I_{К0}}. \quad (4.10)$$

Достоинством данной схемы является меньшая нагрузка на источник питания из-за двух последовательно соединённых резисторов R_1 и R_2 . Ниже на рис. 4.7 на схемах резисторных каскадов усиления показаны примеры задания смещения фиксированным напряжением при включении транзисторов с общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК).

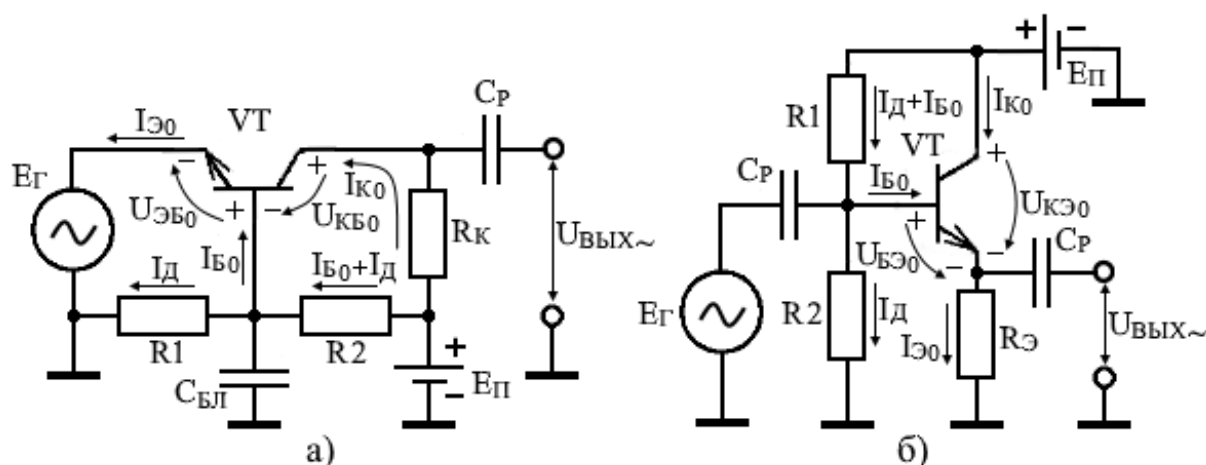


Рис. 4.7. Примеры реализации смещения фиксированным напряжением: а) в схеме с общей базой, б) в схеме с общим коллектором

4.2.3. Эмиттерное смещение в каскаде усиления с ОЭ

Эмиттерное смещение часто применяется в операционных усилителях, работа которых предполагает наличие двух источников питания, обеспечивающих положительное и отрицательное напряжение на выходе по отношению к земле. На рис. 4.8 приведена типовая схема усилителя переменного сигнала при включении транзистора с ОЭ, где рабочая точка задаётся с помощью эмиттерного смещения. Для его реализации в каскаде усиления используется второй источник постоянного напряжения $E_{П2}$ [12].

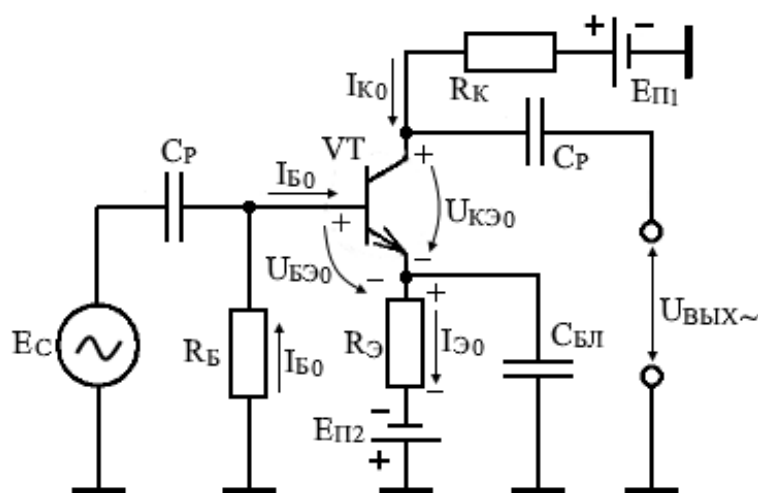


Рис. 4.8. Реализация эмиттерного смещения в каскаде усиления на биполярном транзисторе с ОЭ с помощью второго источника питания $E_{П2}$

Используя второй закон Кирхгофа, запишем баланс постоянных напряжений в контуре входной цепи:

$$I_{Б0}R_{Б} + U_{БЭ0} + I_{Э0}R_{Э} = E_{П2}. \quad (4.11)$$

Поскольку ток эмиттера отличается от тока коллектора на малую величину тока базы, можно считать, что $I_{Э0} = I_{К0} + I_{Б0} \approx I_{К0}$ и $I_{Б0} \approx I_{Э0}/\beta$.

Учитывая это, найдём из уравнения (4.11) ток эмиттера $I_{Э0}$:

$$I_{Э0} = \frac{E_{П2} - U_{БЭ0}}{R_{Э} + R_{Б}/\beta}. \quad (4.12)$$

Поскольку коэффициент передачи тока β имеет большую величину (десятки...сотни единиц), то в знаменателе выражения (4.12) $R_{Э} \gg R_{Б}/\beta \geq 20$. Поэтому пренебрегая вторым слагаемым в знаменателе этого выражения, получаем более простую формулу для расчета тока покоя $I_{Э0}$ в рабочей точке:

$$I_{Э0} = \frac{E_{П2} - U_{БЭ0}}{R_{Э}}, \quad (4.13)$$

где $U_{БЭ0} \approx 0,7$ В для кремниевого транзистора в активном режиме.

Баланс постоянных напряжений для выходного контура постоянного тока имеет вид:

$$I_{K0}R_K + U_{KЭ0} + I_{Э0}R_Э = E_{П1} + E_{П2}. \quad (4.14)$$

Ввиду малого значения $U_{БЭ0}$ из формулы (4.13) следует, что $E_{П2} \approx I_{Э0}R_Э$. Тогда формула (4.14) упрощается, и напряжение покоя в рабочей точке может быть определено по простой формуле:

$$U_{KЭ0} = E_{П1} - I_{K0}R_K. \quad (4.15)$$

Задав по выходным характеристикам транзистора положение рабочей точки (I_{K0} , $U_{KЭ0}$), по формулам (4.12) – (4.14) можно рассчитать номиналы всех компонентов схемы, определяющие режим транзистора по постоянному току.

4.2.4. Коллекторное смещения в усилительном каскаде с ОЭ

Схема коллекторного смещения [12], показанная на рис. 4.9, образуется в каскаде с общим эмиттером при задании начального базового смещения $U_{БЭ0}$ путём подключения резистора R_B не к стабильному источнику питания $E_{П}$, как в схеме с фиксированным смещением на рис. 4.5, а к выводу коллектора транзистора VT, на котором формируется выходное напряжение $U_{KЭ}$, являющееся напряжением покоя $U_{KЭ0}$ в отсутствии сигнала. Этим напряжением покоя с помощью резистора R_B задается необходимый базовый ток I_{B0} , определяющий заданную величину базового смещения $U_{БЭ0}$ транзистора VT. Резистором R_B , помимо выполнения функции задания смещения, также создается отрицательная обратная связь по напряжению между выходом и входом каскада усиления, стабилизирующая положение рабочей точки при изменении коэффициента β или температуры. Данная схема обеспечивает приемлемую стабильность, является простой и содержит мало резисторов, что является привлекательным фактором для разработки усилительных схем.

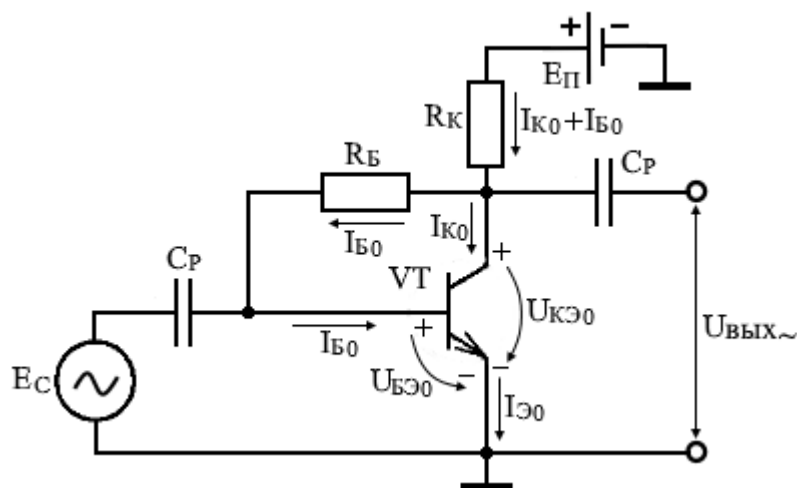


Рис. 4.9. Реализация схемы коллекторного смещения в каскаде усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ

При рассмотрении схемы по постоянному току напряжение смещения $U_{БЭ0}$ на базе транзистора VT определяется выражением:

$$U_{БЭ0} = U_{КЭ0} - I_{Б0}R_B, \quad (4.16)$$

где напряжение на коллекторе

$$U_{КЭ0} = E_{\Pi} - (I_{К0} + I_{Б0})R_K. \quad (4.17)$$

Если ток коллектора $I_{К0}$ возрастет, например, из-за увеличения β или из-за температурных факторов, то согласно уравнению (4.17) напряжение на коллекторе $U_{КЭ0}$ уменьшится, что уменьшит напряжение базового смещения $U_{БЭ0}$ согласно (4.16). Следовательно, базовый ток $I_{Б0}$, определяемый по входной характеристике транзистора, также уменьшится.

$$I_{Б0} = \frac{U_{КЭ0} - U_{БЭ0}}{R_B}. \quad (4.18)$$

В результате рост тока покоя $I_{К0}$ приостановится. Заметим, что увеличение $I_{К0}$ компенсируется уменьшением тока базы $I_{Б0}$ только частично, что делает схему стабильной в средней степени.

Получим выражение для расчета тока покоя $I_{К0}$ на основе параметров схемы и напряжения источника питания E_{Π} . Используя связь между током коллектора и током базы: $I_{К0} = \beta I_{Б0}$, формулу (4.16) запишем в следующем виде:

$$U_{КЭ0} = (I_{К0}/\beta)R_B + U_{БЭ0}. \quad (4.19)$$

Пренебрегая в выражении (4.17) током базы $I_{Б0}$ (поскольку он в десятки раз меньше коллекторного тока $I_{К0}$), приравниваем правые части (4.17) и (4.19):

$$E_{\Pi} - I_{К0}R_K = (I_{К0}/\beta)R_B + U_{БЭ0}. \quad (4.20)$$

Из полученного уравнения, решая которое относительно $I_{К0}$, после соответствующих преобразований находим

$$I_{К0} = \frac{E_{\Pi} - U_{БЭ0}}{R_K + R_B/\beta}. \quad (4.21)$$

Далее, зная $I_{К0}$, по формуле (4.19) определяем напряжение покоя $U_{КЭ0}$.

На практике схему с коллекторным смещением можно рассчитывать более простым способом. Для этого найдем соотношения, позволяющие сделать выбор резисторов R_K и R_B таким образом, чтобы транзистор в схеме с коллекторным смещением и стабилизацией рабочей точки обратной связью

работал в середине рабочих характеристик. Максимальное значение коллекторного тока $I_{K0(max)}$ определяется точкой пересечения нагрузочной прямой (4.2) по постоянному току оси ординат на графике выходных ВАХ транзистора при $U_{KЭ0} = 0$:

$$I_{K0(max)} = E_{\Pi} / R_K. \quad (4.22)$$

Для положения рабочей точки в середине активной области ток коллектора должен быть равен половине максимального значения:

$$I_{K0} = 0,5 I_{K0(max)} = 0,5 E_{\Pi} / R_K. \quad (4.23)$$

Пренебрегая в выражении (4.21) напряжением базового смещения $U_{БЭ0} \approx 0,7 \text{ В}$, а затем приравнявая (4.21) к выражению (4.23), получаем простую зависимость между R_K и R_B :

$$R_B = \beta \cdot R_K. \quad (4.24)$$

Таким образом, при выборе величины резистора R_B в β раз большим, чем значение коллекторного резистора R_K , в схеме с коллекторным смещением и термостабилизацией гарантируется положение рабочей точки в середине активной области. Данный результат широко используется на практике при разработке электронных схем.

4.2.5. Автоматическое смещение в каскаде усиления на полевом транзисторе с управляющим р-п переходом

Из рассмотрения проходных характеристик полевого транзистора с управляющим р-п переходом следует, что рабочая точка должна выбираться на участке ВАХ, соответствующем обратному смещению на переходе затвор-исток, чтобы он был закрыт. Такое состояние перехода может быть обеспечено схемами с фиксированным напряжением, но они требуют двух разнополярных источников питания: одного, для закрывающего смещения в цепи затвор-исток, и другого, для смещения в цепи сток-исток, чтобы обеспечить протекание тока через канал, что во многих схемах реализовать неудобно. Второе неудобство заключается в возможном большом различии таких параметров, как крутизна, напряжение отсечки, начальный ток даже у транзисторов одного типа, что приведет к неудовлетворительному для работы каскада положению рабочей точки. Поэтому для полевых транзисторов с управляющим р-п переходом часто применяют автоматическое смещение, где транзистор включают по схеме с общим истоком, как показано на рис. 4.10.

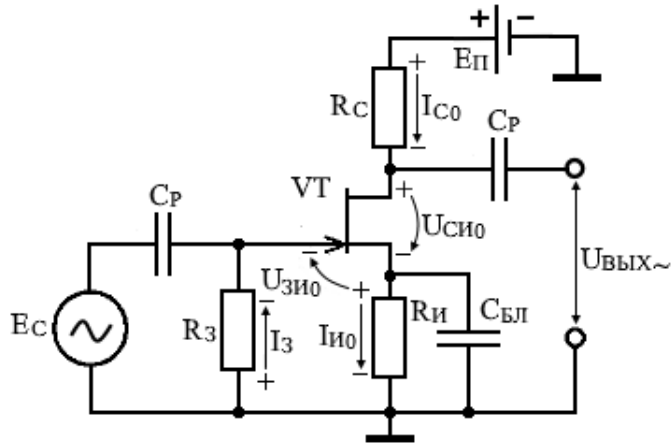


Рис. 4.10. Схема автоматического смещения в каскаде усиления на полевом транзисторе с управляющим р-п переходом и каналом n-типа, включенном по схеме с общим истоком

За счет протекания тока $I_{C0} = I_{и0}$ по резистору $R_{и}$ и падения на нём напряжения создается необходимое напряжение смещения $U_{см} = U_{зи0} = -I_{и0}R_{и}$. Это напряжение через большой величины резистор $R_з$, гальванически соединяющий затвор с общим проводом, подается между истоком и затвором, причём потенциал «минус» к затвору, обеспечивая закрытое состояние р-п перехода (ток затвора $I_з = 0$) и требуемый ток стока $I_{C0} < I_{с\text{нач}}$ через канал транзистора. Блокировочный конденсатор $C_{бл}$ устраняет отрицательную обратную связь по переменному току, шунтируя своим малым сопротивлением в рабочем диапазоне частот резистор $R_{и}$.

Используя второй закон Кирхгофа, запишем баланс напряжений для выходной цепи:

$$E_{п} = U_{си0} + I_{C0}(R_{с} + R_{и}), \quad (4.25)$$

откуда получаем величину напряжения покоя в рабочей точке

$$U_{си0} = E_{п} - I_{C0}(R_{с} + R_{и}). \quad (4.26)$$

Для цепи затвор-исток второй закон Кирхгофа позволяет записать следующее выражение:

$$I_з R_з = U_{зи0} + I_{и0} R_{и}. \quad (4.27)$$

Из-за обратного смещения р-п перехода полевого транзистора ток затвора пренебрежимо мал: $I_з = 0$. Тогда уравнение (4.27) принимает вид:

$$U_{зи0} = -I_{и0} R_{и} = -I_{C0} R_{и}. \quad (4.28)$$

Резистор в цепи затвора $R_з$ из-за нулевого тока можно считать датчиком напряжения. Поэтому его сопротивление выбирается достаточно большим из диапазона 100 кОм...1 Мом.

Ток покоя и напряжения покоя в рабочей точке можно определить путем наложения нагрузочной прямой для входной цепи на проходную характеристику полевого транзистора $I_C = f(U_{ЗИ})$, как показано на рис. 4.11.

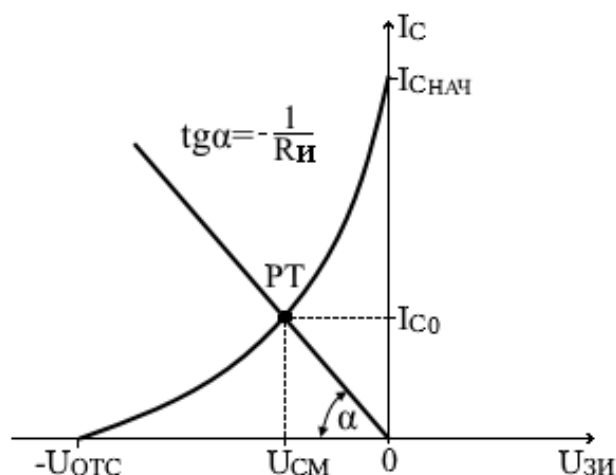


Рис. 4.11. Построение нагрузочной прямой на проходной ВАХ полевого транзистора с управляющим р-п переходом и каналом n-типа

Уравнение нагрузочной прямой находим из выражения (4.28). Оно имеет следующий вид:

$$I_C = -\frac{U_{ЗИ}}{R_{и}}. \quad (4.29)$$

Пересечение нагрузочной прямой с графиком проходной характеристики определяет координаты рабочей точки РТ, т.е. соответственно ток покоя I_{C0} при напряжении смещения $U_{см} = -U_{ЗИ0}$ для этой рабочей точки. Угол наклона α нагрузочной прямой определяется сопротивлением резистора $R_{и}$: $tg \alpha = -1/R_{и}$.

Напряжение между стоком и истоком в рабочей точке $U_{си0}$ (напряжение покоя) можно найти по формуле (4.26), подставив в неё напряжение источника питания $E_{п}$, значение тока покоя I_{C0} и сопротивления резисторов R_C и $R_{и}$.

Важным достоинством схемы автоматического смещения является стабилизация положения рабочей точки при изменении параметров транзистора. Например, если по каким-то причинам произойдет увеличение тока стока I_{C0} , то это вызовет соответствующее увеличение падения напряжения на резисторе $R_{и}$ на величину $\Delta I_{C0} R_{и}$. Тогда, ставшее более отрицательным напряжение на затворе $-U_{ЗИ0}$, определяемое по формуле (4.28), уменьшит проводимость канала и вернёт ток стока к первоначальному значению тока покоя в рабочей точке.

4.2.6. Схема автоматического смещения с делителем напряжения

Более широкие возможности при конструировании схем на полевых транзисторах даёт сочетание схемы автоматического смещения со схемой подачи напряжения смещения с помощью делителя напряжения. Путем подбора сопротивлений резисторов в комбинированной схеме можно получить положительное или отрицательное напряжение на затворе. Благодаря этому, комбинированную схему можно применять как для создания смещения в каскадах на **n** или **p** канальных полевых транзисторах с p-n переходом, так и в каскадах на МДП-транзисторах с встроенным или индуцированным каналом.

Рассмотрим представленную на рис. 4.12,а реализацию схемы комбинированного смещения в каскаде усиления на полевом транзисторе с индуцированным каналом n-типа. В комбинированную схему составными частями входят: автоматическое смещение, реализованное на резисторе $R_{и}$, и фиксированное смещение, реализуемое с помощью делителя напряжения на резисторах R_1 и R_2 , с помощью которого от источника питания $E_{п}$ на затвор транзистора VT относительно общего провода подается фиксированный потенциал.

Суммарное действие этих цепочек создаёт положительный потенциал на затворе относительно истока, превышающий напряжение порога $U_{пор}$, что обеспечивает работу МДП-транзистора в активной области выходных характеристик.

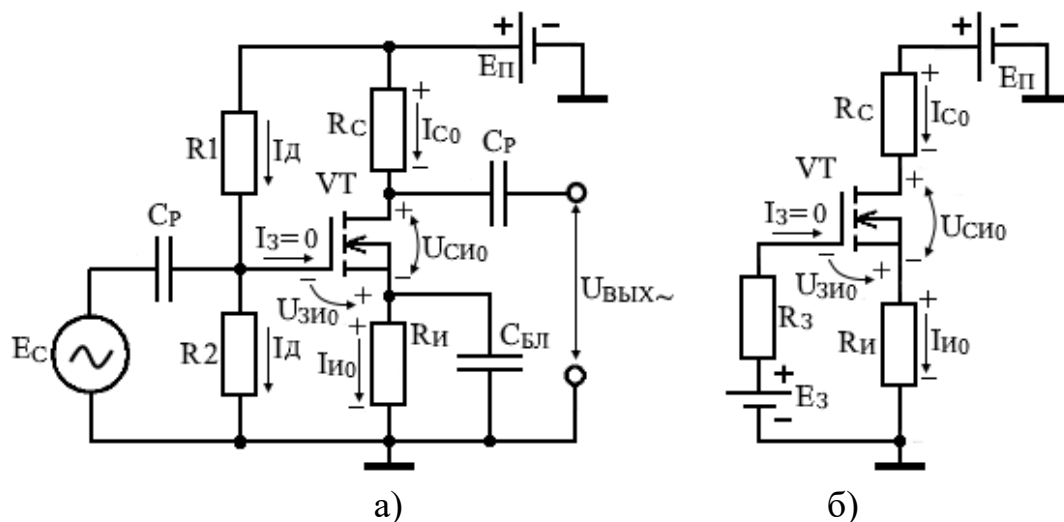


Рис. 4.12. Реализация комбинированного смещения в усилительном каскаде на полевом транзисторе с индуцированным каналом: а) принципиальная схема каскада, б) эквивалентная схема входной цепи каскада

После преобразования с помощью теоремы об эквивалентном генераторе (теорема Тивенина) участка цепи смещения между затвором и истоком схема каскада по постоянному току приобретает вид, показанный на рис. 4.12,б.

Применяя второй закон Кирхгофа к контуру цепи затвор-исток на преобразованной схеме и принимая во внимание, что $I_{и0} = I_{с0}$, получаем:

$$U_{зи0} + I_{с0}R_{и} - E_3 + I_3R_3 = 0, \quad (4.30)$$

где сопротивление резистора R_3 на основании теоремы об эквивалентном генераторе рассчитывается как параллельное соединение резисторов R_1 и R_2 :

$$R_3 = R_1 || R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2), \quad (4.31)$$

а ЭДС эквивалентного источника смещения E_3 вычисляется по формуле:

$$E_3 = R_2 \cdot E_{п} / (R_1 + R_2) = E_{п} / (1 + R_1 / R_2). \quad (4.32)$$

Поскольку ток затвора для полевого транзистора в активном режиме $I_3 = 0$, то из уравнения (4.30) получаем выражение:

$$U_{зи0} = E_3 - I_{с0}R_{и}, \quad (4.33)$$

которое представляет собой уравнение нагрузочной прямой. При наложении этой прямой на график проходной характеристики транзистора их пересечение образует рабочую точку РТ, как показано на рис. 4.13.

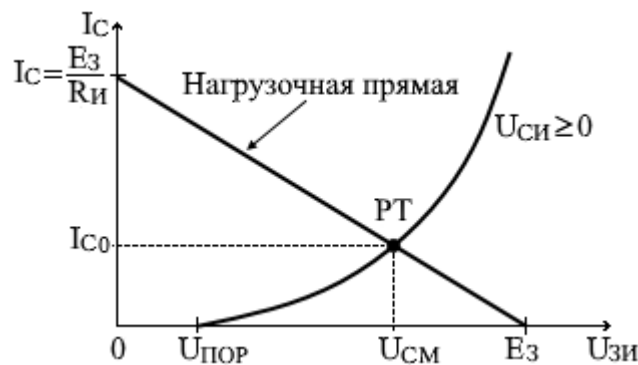


Рис. 4.13. Определение рабочей точки (РТ) по графикам проходной ВАХ полевого МДП транзистора с индуцированным n -каналом и нагрузочной прямой для входной цепи

Из уравнения (4.33) следует, что подбором в нём значений параметров E_3 и $R_{и}$ напряжение затвор-исток $U_{зи0}$ можно установить отрицательным или положительным в зависимости от типа полевого транзистора. Необходимое по знаку и величине напряжение смещение $U_{см}$ (рис.4.13) в данном случае обеспечивается одновременным подбором напряжения на затворе E_3 с помощью делителя R_1, R_2 и значением резистора $R_{и}$, на котором создается падение напряжения $R_{и}I_{и0}$ от протекающего по нему тока стока $I_{и0} = I_{с0}$.

Пример задания рабочей точки на проходной характеристике МДП-транзистора с индуцированным n -каналом, у которого $U_{порог} > 0$, путём построения нагрузочной прямой для входной цепи, показан на рис. 4.13.

4.3. Анализ усиления переменного напряжения в резисторном каскаде на биполярном транзисторе

Рассмотрим принцип усиления переменного напряжения в каскаде на биполярном транзисторе n-p-n структуры, включенном по схеме с общим эмиттером. Схема каскада приведена на рис. 4.14,а. Начальное смещение для работы транзистора в активном режиме задается фиксированным током базы $I_{Б0}$, устанавливаемым резистором R_B , подключенным к источнику питания $E_{П}$. При протекании тока $I_{Б0}$ через переход база-эмиттер на нем создается падение напряжения $U_{БЭ0}$, величина которого в активном режиме работы составляет порядка 0,7 В для кремниевого транзистора.

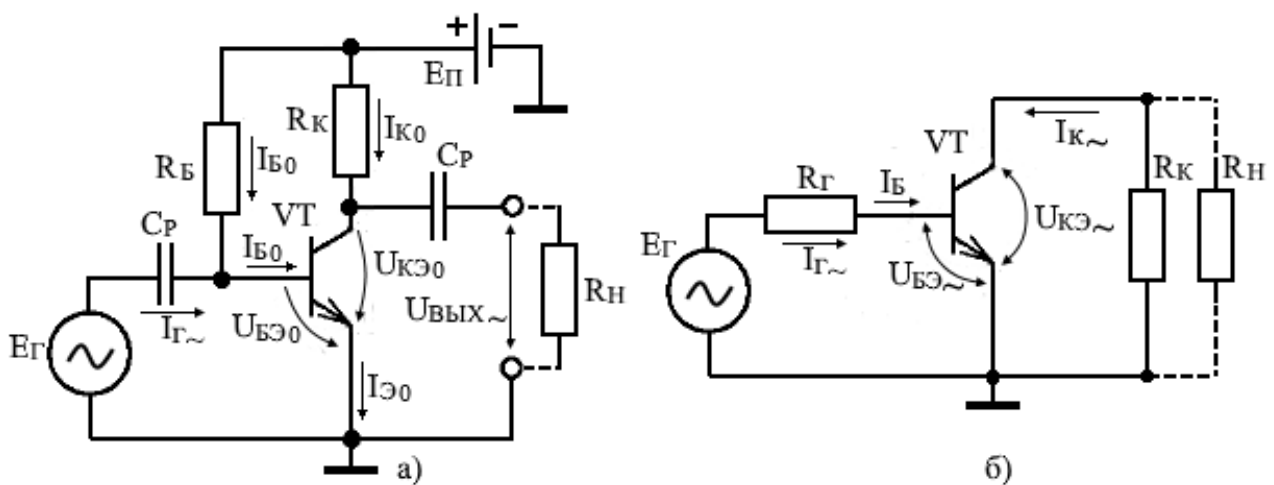


Рис. 4.14. Усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ: а) принципиальная схема каскада усиления; б) эквивалентная схема усилительного каскада по переменному току

Увеличение тока базы $I_{Б0}$ до величины, обеспечиваемой смещением на переходе база-эмиттер $U_{БЭ0} \geq 0,8$ В, соответствует переходу транзистора в режим насыщения, а уменьшение тока базы до нулевого уровня, когда $U_{БЭ0} = 0,2 \dots 0,3$ В, будет соответствовать наступлению режима отсечки. Расчет режима транзистора по постоянному току и выбор рабочей точки для выходной цепи были рассмотрены в предыдущем разделе, где было показано, что для неискаженного усиления гармонического сигнала рабочая точка выбирается на выходных ВАХ в середине нагрузочной прямой. При этом координаты рабочей точки определяются протекающим через транзистор током покоя $I_{К0}$ и напряжением покоя между коллектором и эмиттером $U_{КЭ0}$. Ток покоя коллектора связан с током покоя базы соотношением $I_{К0} = \beta I_{Б0}$.

Для рассмотрения усиления переменного сигнала целесообразно составить эквивалентную схему каскада по переменному току, исключив из основной схемы элементы, обеспечивающие режим по постоянному току, по-

сколько он уже будет считаться заданным с известными значениями тока и напряжения покоя. В применяемом для области средних частот графо-аналитическом методе анализа будем считать разделительные C_p и блокировочные $C_{БЛ}$ конденсаторы замкнутыми накоротко из-за того, что их сопротивление в диапазоне рабочих частот близко к нулю. Также уберем из схемы, закоротив его место, источник питания $E_{П}$, обеспечивающий режим работы по постоянному току, считая его внутреннее сопротивление равным нулю. Так как ток базы $I_{Б0}$ очень мал (порядка долей миллиампера), задающий его величину резистор R_B также исключим из эквивалентной схемы, поскольку он имеет сопротивление порядка сотен килоом и не оказывает шунтирующего действия на источник сигнала и переход база-эмиттер транзистора.

В результате сделанных допущений эквивалентная схема каскада для переменного тока приняла вид, представленный на рис. 4.14,б. К входу каскада подключен источник усиливаемого переменного напряжения $E_{Г}$, внутреннее сопротивление которого представлено резистором $R_{Г}$.

При наличии на входе каскада переменного напряжения $E_{Г}$ и смещениях на переходах, соответствующих активному режиму, протекающий через переход база-эмиттер транзистора ток $I_{Б}$ является суммой постоянного тока смещения $I_{Б0}$, соответствующего выбранной точке покоя на входной характеристике, и переменного тока $I_{Г\sim}$, создаваемого источником переменного напряжения $E_{Г}$:

$$I_{Б} = I_{Б0} + I_{Г\sim}. \quad (4.34)$$

Для контура протекания переменного тока $I_{Г\sim}$ во входной цепи на рис. 4.14,б, включающего в себя источник ЭДС сигнала $E_{Г}$, резистор $R_{Г}$, переход база-эмиттер транзистора и общий провод, по второму закону Кирхгофа запишем:

$$E_{Г} = I_{Г\sim} R_{Г} + U_{БЭ\sim} = I_{Г\sim} R_{Г} + I_{Г\sim} r_{\text{диф}}, \quad (4.35)$$

где $U_{БЭ\sim}$ - падение переменного напряжения на дифференциальном (динамическом) сопротивлении $r_{\text{диф}}$ перехода база-эмиттер при протекании по нему тока $I_{Г\sim}$. Данное сопротивление определяется с помощью построения касательной к входной характеристике в рабочей точке РТ, как показано на рис. 4.15.

При этом сопротивление перехода $r_{\text{диф}}$ вычисляется по отношению приращений напряжения и тока на касательной к ВАХ, проведенной через рабочую точку РТ:

$$r_{\text{диф}} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}}. \quad (4.36)$$

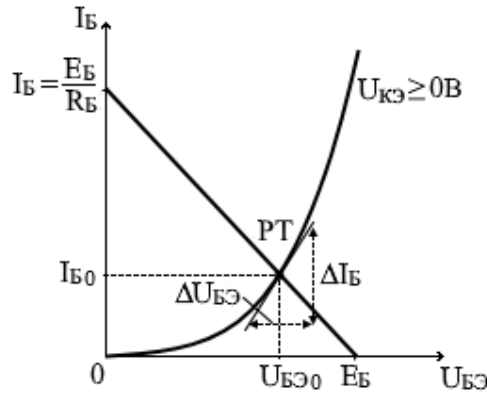


Рис. 4.15. Определение дифференциального сопротивления $r_{\text{диф}}$ перехода база-эмиттер методом касательной к входной ВАХ в рабочей точке

Пренебрегая первым слагаемым в выражении (4.35) из-за малого сопротивления R_{Γ} источника напряжения сигнала, можно записать, что

$$E_{\Gamma} \approx U_{\text{БЭ}\sim} = I_{\Gamma\sim} r_{\text{диф}}. \quad (4.37)$$

Согласно выражению (4.34) переменный ток $I_{\Gamma\sim}$ на входе транзистора суммируется с постоянным током покоя $I_{\text{Б}0}$, который протекая через прямое статическое сопротивление р-п перехода, определяемое в рабочей точке как

$$R_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{БЭ}0}}{I_{\text{Б}0}}, \quad (4.38)$$

создает на нем падение напряжения $U_{\text{БЭ}0}$, являющееся смещением, определяющим режим транзистора по постоянному току.

Поскольку на эквивалентной схеме (математической модели) р-п перехода прямое $R_{\text{пр}}$ и дифференциальное $r_{\text{диф}}$ сопротивления включены последовательно, то напряжение на переходе база-эмиттер будет являться суммой постоянного напряжения покоя $U_{\text{БЭ}0}$, падающего на прямом статическом сопротивлении р-п перехода $R_{\text{пр}}$, и переменного напряжения $U_{\text{БЭ}\sim}$, создаваемого протеканием переменного тока $I_{\Gamma\sim}$ от источника сигнала E_{Γ} по дифференциальному сопротивлению перехода $r_{\text{диф}}$. Суммирование указанных напряжений иллюстрируется с помощью входной характеристики транзистора на рис. 4.16, а.

Подлежащий усилению переменный сигнал от источника E_{Γ} представлен изменяющимся во времени гармоническим напряжением вида:

$$E_{\Gamma}(t) = U_{\Gamma m} \cdot \sin(2\pi f_0 t),$$

где $U_{\Gamma m}$ – амплитуда напряжения гармонического сигнала, f_0 – частота сигнала.

Поступление на вход усилительного каскада переменного сигнала $E_{\Gamma}(t)$ с амплитудой $U_{\Gamma m}$ будет вызывать изменение тока покоя базы $I_{\text{Б}0}$. Амплитуда этого изменения $I_{\text{Б}m}$ определяется по входной вольт-амперной характеристи-

ке транзистора $I_B = f(U_{БЭ})$, показанной на рис. 4.16,а, и будет зависеть от крутизны характеристики в рабочей точке РТ с координатами $(U_{БЭ0}, I_{Б0})$.

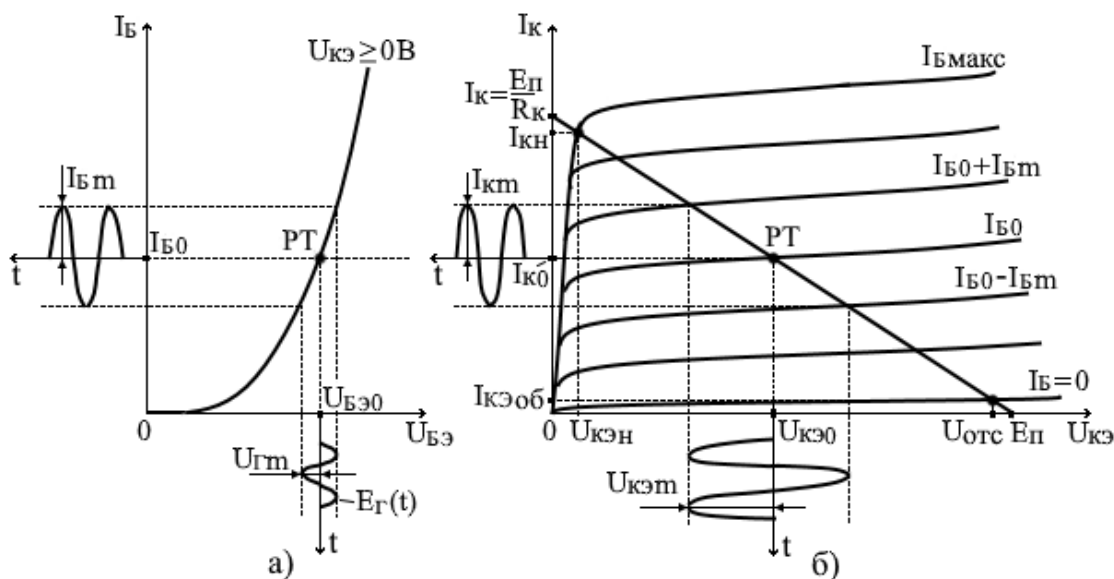


Рис. 4.16. Эпюры токов и напряжений: а) на входных и б) выходных характеристиках транзистора при гармоническом входном сигнале

Амплитуда изменения коллекторного тока $I_{Км}$ связана с амплитудой изменения базового тока $I_{Бм}$ соотношением $I_{Км} = \beta I_{Бм}$, где β – безразмерный коэффициент передачи тока базы при включении транзистора по схеме с ОЭ или параметр транзистора $h_{21э}$.

Как показано на семействе выходных характеристик транзистора на рис. 4.16,б, при увеличении базового тока от значения $I_{Б0}$ в рабочей точке до величины $I_{Б0} + I_{Бм}$ коллекторный ток возрастает от значения покоя $I_{К0}$ до величины $I_{К0} + I_{Км}$. При этом положительному приращению коллекторного тока $I_{Км}$, как следует из рис. 4.16,б и формулы:

$$U_{КЭ} = E_{\Pi} - (I_{К0} + I_{Км})R_K = U_{КЭ0} - I_{Км}R_K, \quad (4.39)$$

будет соответствовать уменьшению напряжения между коллектором и эмитером от значения в рабочей точке $U_{КЭ0}$ до величины $U_{КЭ0} - U_{КЭм}$, т. е. изменение напряжения на коллекторе на величину $U_{КЭм}$ будет происходить с отрицательным знаком по отношению к положительному приращению напряжения входного усиливаемого сигнала на величину $U_{Гм}$. Согласно эквивалентной схеме каскада на рис. 4.14,б амплитуду уменьшения коллекторного напряжения при увеличении коллекторного тока можно записать в виде:

$$U_{КЭм} = -I_{Км}R_K. \quad (4.40)$$

Таким образом, в каскаде усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, происходит инвертирование фазы входного сигнала

на 180° . Отметим, что такое присущее данной схеме инвертирование фазы входного сигнала не учитывается при построении фазочастотных характеристик каскада.

Коэффициент усиления каскада с ОЭ по переменному напряжению на средних частотах при выполненных графических построениях можно записать в виде:

$$K_U = \frac{U_{KЭm}}{U_{Гm}} = -\frac{I_{Km}R_K}{U_{Гm}}. \quad (4.41)$$

Коэффициент усиления каскада по переменному току (без учета малых потерь из-за шунтирующего действия на р-п переход ограничивающего постоянный ток базы резистора R_B большой величины в десятки-сотни килоом) можно рассчитать в соответствии с выражением:

$$K_I = \frac{I_{Km}}{I_{Бm}}. \quad (4.42)$$

Коэффициент усиления каскада по мощности равен произведению коэффициентов усиления по току и напряжению:

$$K_P = K_U \cdot K_I. \quad (4.43)$$

Коэффициент усиления по мощности всегда положителен, поскольку учитываются только абсолютные значения коэффициентов усиления по току и напряжению.

В качестве иллюстрации процесса усиления рассмотрим временные диаграммы токов, протекающих через транзистор, и напряжений, формирующихся на его выводах, в усилительном каскаде с ОЭ на рис. 4.14 при конкретных значениях параметров схемы.

Пусть амплитуда гармонического сигнала $E(t)$, поступающего на вход усилителя, $U_{Гm} = 0,05$ В (рис. 4.17,а). Выбранное для активного режима напряжение смещения перехода база-эмиттер $U_{БЭ0} = 0,7$ В при напряжении источника питания $E_{П} = 15$ В обеспечивается током покоя базы $I_{Б0} = 25$ мкА (рис. 4.17.б), протекающим через ограничительный резистор $R_B = 572$ кОм.

$$I_{Б0} = \frac{E_{П} - U_{БЭ0}}{R_B} = \frac{15 - 0,7}{572 \cdot 10^3} = 25 \cdot 10^{-6} \text{ [A]}.$$

При дифференциальном сопротивлении р-п перехода в рабочей точке на входной характеристике $r_{диф} = 10$ кОм амплитуда изменения базового тока (рис. 4.17,б)

$$I_{Бm} = U_{Гm}/r_{диф} = 0,05/10^4 = 5 \cdot 10^{-6} \text{ [A]} = 5 \text{ [мкА]}.$$

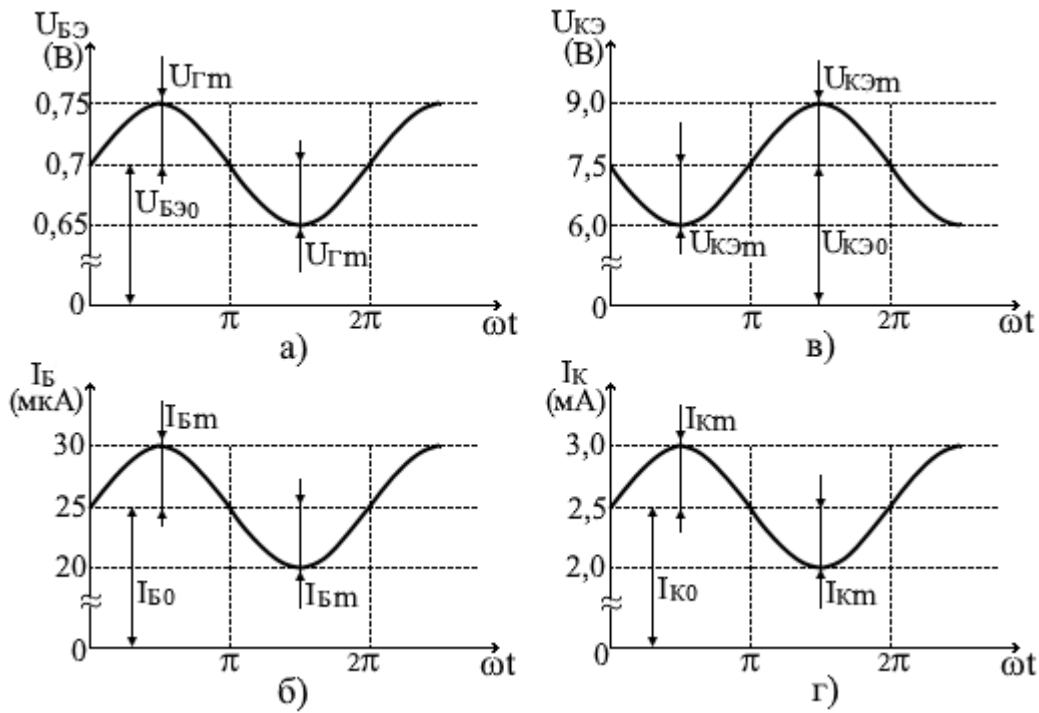


Рис. 4.17. Временные диаграммы токов и напряжений в усилительном каскаде на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ (рис. 4.14,а)

Пусть коэффициент передачи тока у данного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, $h_{21э} = \beta = 100$. Тогда значение тока покоя коллектора I_{K0} в рабочей точке на нагрузочной прямой, проведенной через выходные характеристики транзистора, определим по формуле:

$$I_{K0} = \beta \cdot I_{B0} = 100 \cdot 25 \cdot 10^{-6} = 2,5 \text{ [мА]}.$$

Амплитуду изменения коллекторного тока I_{Km} , меняющегося при гармоническом законе изменения тока базы, рассчитаем по аналогичной формуле:

$$I_{Km} = \beta \cdot I_{Bm} = 100 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 0,5 \text{ [мА]}.$$

Временные диаграммы коллекторного тока при рассчитанных параметрах приведены на рис. 4.17,г.

Напряжение покоя $U_{KЭ0}$ в рабочей точке для выходной цепи рассчитаем, зная напряжение питания схемы $E_{П} = 15 \text{ В}$ и сопротивление резистора нагрузки $R_K = 3 \text{ кОм}$ в цепи коллектора транзистора:

$$U_{KЭ0} = E_{П} - I_{K0} \cdot R_K = 15 - 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 7,5 \text{ [В]}.$$

Поскольку при увеличении тока коллектора увеличивается падение напряжение на резисторе R_K , то, согласно формуле (4.39), напряжение на коллекторе $U_{KЭ}$ уменьшится, т. е. величина этого изменения будет иметь отрицательный знак, как показано на рис. 4.17,в.

$$U_{KЭm} = I_{Km} \cdot R_K = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = -1,5 \text{ [В]}.$$

Зная амплитуды входного и усиленного напряжения сигнала, найдем коэффициент усиления каскада с ОЭ по переменному напряжению:

$$K_U = \frac{U_{кЭм}}{U_{Гм}} = -\frac{1,5В}{0,05В} = -30.$$

Коэффициент усиления каскада с ОЭ по переменному току:

$$K_I = \frac{I_{км}}{I_{Бм}} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3} А}{5 \cdot 10^{-6} А} = 100.$$

Коэффициент усиления каскада по мощности найдем, перемножив абсолютные значения коэффициентов усиления по напряжению и по току:

$$K_P = K_U \cdot K_I = 30 \cdot 100 = 3000.$$

Проведенный графический анализ показывает, что усилитель с ОЭ усиливает как по напряжению, так и по току, что справедливо только для усилителя с ОЭ. Усилитель с общей базой (ОБ) не усиливает ток ($K_I \leq 1$), а усилитель с общим коллектором (ОК) не усиливает напряжение ($K_U \leq 1$).

При подключении к выходным зажимам усилительного каскада через разделительный конденсатор C_P внешней нагрузки в виде резистора $R_H = 2$ кОм, как показано на рис. 4.14,а, режим по постоянному току каскада не изменится. Однако по переменному току резистор R_H оказывается включенным параллельно сопротивлению R_K в цепи коллектора. Таким образом, нагрузка каскада по переменной составляющей уменьшится до величины

$$R_{KH} = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H} = \frac{3 \cdot 2}{3 + 2} = 1,2 \text{ [кОм]},$$

что приведет к соответствующему уменьшению переменной составляющей напряжения $U_{кЭм}$ между коллектором и эмиттером до значения

$$U_{кЭм} = I_{км} \cdot R_{KH} = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 0,6 \text{ [В]}.$$

При этом новое значение коэффициента усиления каскада с ОЭ по переменному напряжению составит:

$$K_U = \frac{U_{кЭм}}{U_{Гм}} = -\frac{1,5}{0,05} = -12.$$

Следовательно, подключение к каскаду с ОЭ любой внешней нагрузки приводит к уменьшению коэффициента усиления каскада по напряжению. Но коэффициент усиления каскада по току K_I при этом не изменяется, что свидетельствует о большом выходном сопротивлении усилителя переменного сигнала на транзисторе VT. Это означает, что транзистор в усилительном каскаде с ОЭ является генератором тока.

При подключении внешнего нагрузочного сопротивления R_H через делительный конденсатор C_p нагрузочная прямая по переменному току также будет проходить через рабочую точку РТ, но её угол наклона на графике по отношению к оси напряжений увеличится.

Выполненный графический анализ дает наглядное представление принципа усиления сигнала, что важно в учебном процессе. На практике же анализ усилителей при малых сигналах в большинстве случаев проводится алгебраически с помощью g , h и u -параметров транзистора.

4.4. Обеспечение стабильности режима работы транзисторных схем

4.4.1. Факторы неустойчивости положения рабочей точки

Заданное в соответствии с выбранным режимом первоначальное положение рабочей точки на нагрузочной прямой в процессе работы усилительного каскада может сильно изменяться. Эти отклонения от заданного режима изменяют дифференциальные параметры транзистора, определяемые в рабочей точке по его входным и выходным характеристикам, что, в свою очередь, влияет на технические данные усилителя в частотной и временных областях, вызывает линейные искажения. Смещение же рабочей точки в область насыщения или отсечки приводит к одностороннему ограничению выходного сигнала, т.е. к большим нелинейным искажениям [12].

Первой причиной изменения положения рабочей точки является изменение температуры транзистора, приводящее к изменению теплового обратного тока $I_{Коб}$ перехода коллектор-база, смещенного в обратном направлении [7,10]:

$$I_{Коб}(t_n) = I_{Коб}(20\text{ }^{\circ}\text{C}) \cdot 2^{0,1\Delta t_n}, \quad (4.44)$$

где $\Delta t_n = t_n - 20\text{ }^{\circ}\text{C}$ – приращение температуры коллекторного перехода, относительно температуры $20\text{ }^{\circ}\text{C}$, для которой задаются параметры транзистора в справочниках; t_n – текущая температура коллекторного перехода, которая определяется формулой:

$$t_n = t_{max} + R_{m,n-c} \cdot P_K, \quad (4.45)$$

где t_{max} – максимальная температура окружающей среды;

$R_{m,n-c}$ – тепловое сопротивление “переход – среда”;

$P_K = I_0 \cdot U_0$ – мощность, рассеиваемая транзистором в виде тепла из-за протекания через него постоянного тока.

Из формулы (4.44), приведенной для германиевого транзистора, следует, что при увеличении температуры коллекторного перехода на каждые 10 градусов величина обратного коллекторного тока удваивается.

Второй причиной изменения положения рабочей точки является воздействие температуры на ток перехода база-эмиттер, которое учитывается с помощью напряжения теплового смещения на переходе:

$$\Delta U_{БЭТ} = \gamma \Delta t, \quad (4.46)$$

где $\gamma = 1,6 \dots 2,1 \frac{\text{мВ}}{^\circ\text{C}}$ – температурный коэффициент напряжения эмиттерного перехода; $\Delta t = t_2 - t_1$ – изменение температуры транзистора.

Третьей причиной изменения положения рабочей точки является изменение статического коэффициента усиления тока базы β из-за старения транзистора и влияния температуры, технологический разброс коэффициента β при замене транзистора.

С увеличением температуры коэффициент β увеличивается. Для германиевых транзисторов β удваивается при изменении температуры от 25 до 100 градусов, а для кремниевых транзисторов удвоение β происходит при увеличении температуры от 25 до 175 градусов. Суммарное изменение коллекторного тока покоя транзистора по вышеперечисленным причинам можно записать в виде формулы:

$$\Delta I_{К0} = S \Delta U_{БЭТ} + (\beta + 1) \Delta I_{К0б}, \quad (4.47)$$

где S – крутизна проходной вольт-амперной характеристики транзистора;

$\Delta I_{К0б}$ – изменение обратного тока коллекторного перехода при изменении его температуры на Δt_n .

Ниже на рис. 4.18,а с помощью семейства входных ВАХ транзистора для схемы включения с ОБ показано типичное изменение эмиттерного тока в зависимости от температуры для выбранного значения смещения $U_{БЭ0}$.

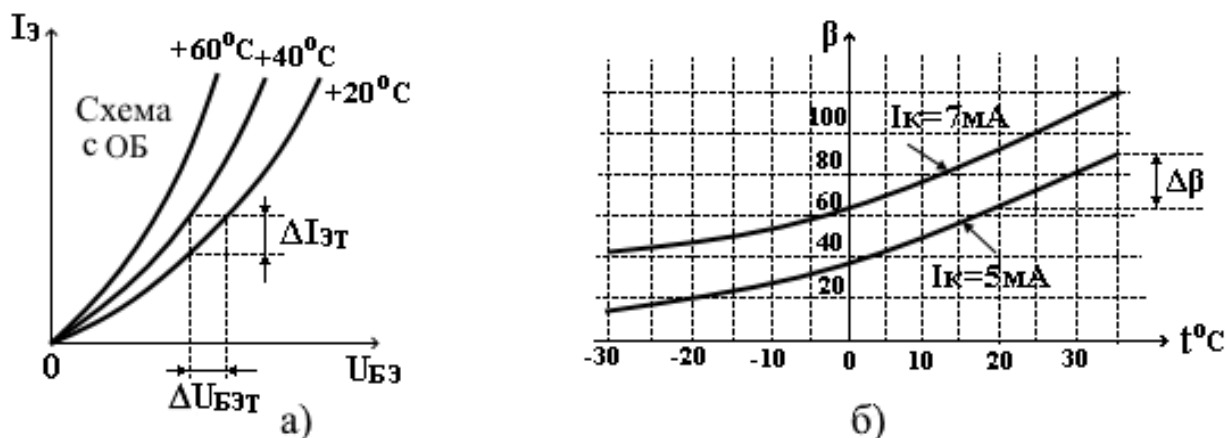


Рис. 4.18. а) температурные зависимости тока эмиттера при включении транзистора по схеме с общей базой; б) температурные зависимости коэффициента передачи тока β для схемы с общим эмиттером

При этом изменение тока $\Delta I_{ЭТ}$ можно приписать внутреннему изменению смещения между базой и эмиттером транзистора на $\Delta U_{БЭТ}$, из-за которого эмиттерный ток изменяется на ту же величину, но для одной ВАХ при неизменной температуре $t = const$. На рис. 4.18,б показана температурная зависимость коэффициента передачи базового тока β для схемы с общим эмиттером.

Величина тока $I_{К0б}$ при температуре $+20^\circ\text{C}$ для германиевых транзисторов составляет 1 ... 5 мкА, для кремниевых она – на один-два порядка меньше. Хотя изменение обратного тока $I_{К0б}$ от температуры для кремниевых транзисторов происходит в полтора раза быстрее, чем у германиевых, однако из-за гораздо меньшей абсолютной величины тока $I_{К0б}$ в кремниевых транзисторах они успешно работают до 150°C , а рабочая температура германиевых транзисторов не превышает 85°C .

Рассмотрим пример. Допустим, величина $I_{К0б} = 1\text{ мкА}$ при $+20^\circ\text{C}$. С учетом удвоения этого тока на каждые 10°C при температуре $+70^\circ\text{C}$ получим величину этого тока уже $I_{К0б} \approx 30\text{ мкА}$. Тогда согласно формуле (4.47), даже при стабильной величине $\beta = 100$, изменение тока покоя $\Delta I_{К0}$ составит величину 3 мА. При этом, если первоначальное значение тока покоя было задано величиной $I_{К0} = 1\text{ мА}$, то из-за температурного воздействия при $+70^\circ\text{C}$ величина тока покоя составит уже 4 мА, что указывает на значительное смещение рабочей точки, из-за которого она может переместиться в область насыщения, что недопустимо из-за появления больших нелинейных искажений сигнала. Более того, при меняющемся входном сигнале рабочая точка также не должна выходить из области характеристик, соответствующей активному режиму. Ниже на рис. 4.19 показано, как происходит смещение рабочей точки по нагрузочной прямой из-за подъёма выходных характеристик транзистора, обусловленного суммарным влиянием рассмотренных выше факторов [2].

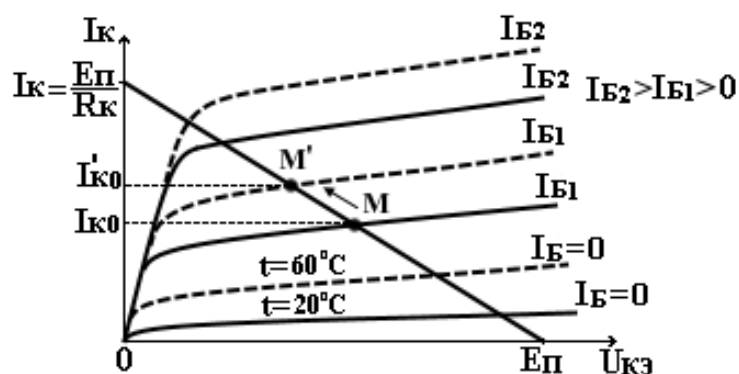


Рис. 4.19. Изменение положения рабочей точки из-за температурного смещения вверх выходных характеристик биполярного транзистора

При повышении температуры рабочая точка из положения М, определяющего значение тока покоя I_{K0} при базовом токе I_{B1} , перемещается в положение М' с большим значением тока покоя I'_{K0} , но при том же значении тока базы I_{B1} .

Для определения стабильности схемы представим ток коллектора в рабочей точке как функцию независимых переменных I_{K06} , $U_{БЭ}$ и β :

$$I_K = f(I_{K06}, U_{БЭ}, \beta).$$

Взяв дифференциал от этой функции, выразим приращение коллекторного тока в виде суммы конечных приращений [12]:

$$\Delta I_K = \frac{\partial I_K}{\partial I_{K06}} \Delta I_{K06} + \frac{\partial I_K}{\partial U_{БЭ}} \Delta U_{БЭ} + \frac{\partial I_K}{\partial \beta} \Delta \beta, \quad (4.48)$$

где частные производные определяются как коэффициенты неустойчивости схемы при влиянии какой-либо независимой переменной (параметра).

Существует общее правило: схемы, стабильные по одному типу отклонения параметра (например, по β или по I_{K06}), также показывают стабильность и по другим типам отклонений. Поэтому далее рассмотрим только один из этих трех коэффициентов неустойчивости:

$$S_{ст} = \frac{\partial I_K}{\partial I_{K06}}. \quad (4.49)$$

При рассмотрении выходных статических характеристик биполярного транзистора для схемы включения с общим эмиттером (ОЭ) было показано, что ток коллектора связан с током базы следующим выражением:

$$I_K = \beta I_B + (1 + \beta) I_{K06} \approx \beta I_B + \beta I_{K06}, \quad (4.50)$$

в котором считаем, что $(1 + \beta) \approx \beta$, поскольку $\beta = 50 \dots 300$.

Продифференцировав это выражение по I_K и подставляя (4.49), получаем

$$1 = \beta \frac{\partial I_B}{\partial I_K} + \beta \frac{\partial I_{K06}}{\partial I_K} = \beta \frac{\partial I_B}{\partial I_K} + \frac{\beta}{S_{ст}}, \quad (4.51)$$

откуда находим выражение для коэффициента неустойчивости $S_{ст}$ в общем виде

$$S_{ст} = \frac{\beta}{1 - \beta \frac{\partial I_B}{\partial I_K}}. \quad (4.52)$$

Частная производная в знаменателе означает, что стабильность в усилительном каскаде обеспечивается при зависимости входного базового тока I_B от выходного коллекторного тока I_K , что возможно только при введении в

схему отрицательной обратной связи. Наивысшая стабильность теоретически получается при коэффициенте неустойчивости $S_{ст} = 1$. Для хорошей стабильности коэффициент неустойчивости $S_{ст}$ не должен превышать 10.

Оценим стабильность ранее рассмотренных схем с фиксированным смещением в каскадах на биполярных транзисторах. При отсутствии обратной связи можно считать, что ток базы однозначно задается смещением и не изменяется: $I_B = const$. Тогда, вследствие равенства нулю производной в знаменателе выражения (4.52), получаем значение $S_{ст} = \beta = 50 \dots 300$, что превышает допустимый уровень. Следовательно, рассмотренные ранее схемы с фиксированным смещением без обратной связи не обеспечивают хорошей стабильности коллекторного тока покоя I_{K0} при температурном изменении обратного тока коллектора $I_{K0б}$ и влияния других факторов.

Задачей термостабилизации является возвращение рабочей точки из положения M' , куда она сместилась при подъёме характеристик в целом из-за повышения температуры, обратно в положение M (рис. 4.20).

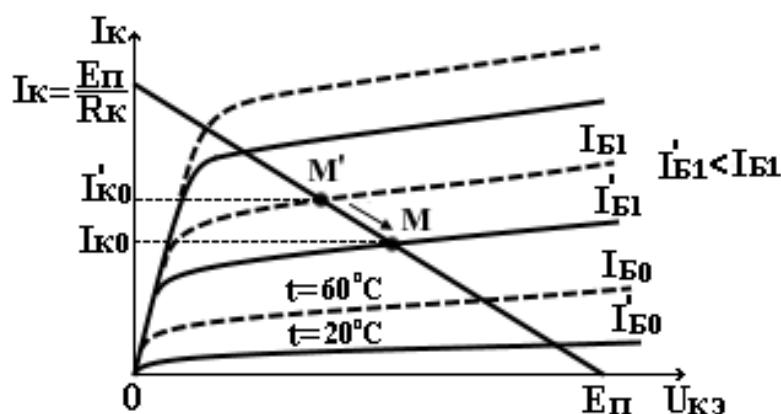


Рис. 4.20. Восстановление первоначального значения коллекторного тока с помощью схемы термостабилизации путем уменьшения тока базы за счёт отрицательной обратной связи

Для этого первоначально заданное фиксированным смещением $U_{БЭ0}$ значение базового тока $I_{Б1}$, соответствующее увеличенному из-за дестабилизирующих факторов значению коллекторного тока I'_{K0} , должно уменьшиться до величины $I'_{Б1}$, как показано на рис. 4.20. При этом коллекторный ток I'_{K0} практически вернется к первоначальному значению I_{K0} .

В результате работы схемы термостабилизации рабочая точка будет оставаться на месте, несмотря на то, что характеристики транзистора «плавают» под влиянием различных факторов. При этом стабильному положению рабочей точки M , то есть тому же току покоя $I_{K0} = const$, будет соответствовать разный базовый ток, необходимый для стабилизации её положения. Далее рассмотрим основные схемы стабилизации положения рабочей точки.

4.4.2. Эмиттерная стабилизация положения рабочей точки

Рассмотрим усилительный каскад на биполярном транзисторе с общим эмиттером, в котором используется схема смещения с фиксированным током базы, как показано на рис. 4.21

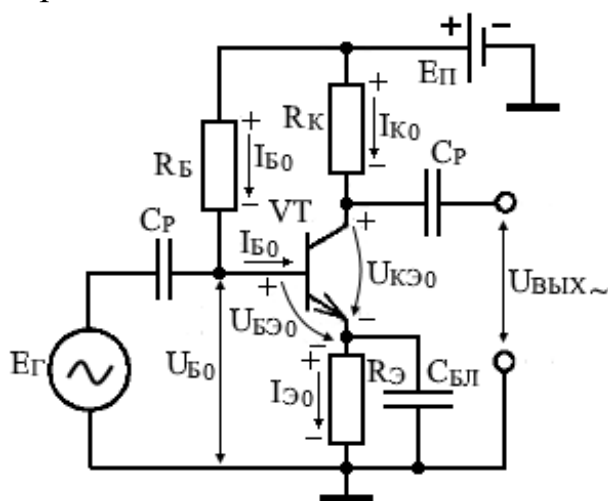


Рис. 4.21. Схема эмиттерной стабилизации рабочей точки в каскаде на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ

В цепь эмиттера для осуществления функции стабилизации вводится дополнительный резистор $R_Э$, на котором при протекании тока эмиттера $I_Э$ создается падение постоянного напряжения $U_Э = I_Э R_Э$, которое будет использоваться как напряжение обратной связи по постоянному току. Блокировочный конденсатор $C_{БЛ}$ большой емкости шунтирует резистор $R_Э$ по переменному току, устраняя отрицательную обратную связь по усиливаемому сигналу.

Так как через резистор $R_Б$ протекает фиксированный ток базы $I_Б$, то потенциал базы транзистора VT относительно общего провода («земли») является также фиксированным: $U_Б = E_П - I_Б R_Б$. Смещение на переходе база-эмиттер $U_{БЭ}$, определяющее положение рабочей точки M на нагрузочной прямой, согласно обозначениям на рис. 4.21 можно записать следующим образом:

$$U_{БЭ} = U_Б - U_Э = U_Б - I_Э R_Э, \quad (4.53)$$

Поскольку $I_Э \approx I_К$, то при увеличении $I_К$ под влиянием различных дестабилизирующих факторов на такую же величину будет увеличиваться ток эмиттера $I_Э$. При этом увеличится падение напряжения на резисторе $R_Э$, а напряжение смещение $U_{БЭ}$, в соответствии с формулой (4.53), уменьшится, что приведет к уменьшению тока базы $I_Б$ и связанного с ним тока коллектора $I_К$ через формулу: $I_К = \beta I_Б$. В результате действия такой обратной связи рабочая точка практически вернется на своё место.

Подтвердим количественно эффективность схемы стабилизации за счет введения резистора обратной связи R_3 [2]. Запишем баланс постоянных напряжений для входной цепи:

$$E_{\Pi} = I_{B0}R_B + U_{BЭ0} + I_{Э0}R_3. \quad (4.54)$$

Исключим из этой формулы очень малую величину напряжения смещения $U_{BЭ0}$, а ток эмиттера представим в виде суммы $I_{Э0} = I_{B0} + I_{K0}$. Получаем:

$$E_{\Pi} - I_{K0}R_3 = I_{B0}(R_B + R_3). \quad (4.55)$$

Откуда выразим ток

$$I_{B0} = \frac{E_{\Pi}}{R_B + R_3} - \frac{R_3}{R_B + R_3} I_{K0}. \quad (4.56)$$

Затем, подставляя полученную формулу в общее выражение (4.50) для коллекторного тока $I_{K0} \approx \beta I_{B0} + \beta I_{K0б}$ и группируя члены, находим выражение

$$\left(1 + \frac{\beta R_3}{R_B + R_3}\right) I_{K0} = \frac{\beta E_{\Pi}}{R_B + R_3} + \beta I_{K0б}, \quad (4.57)$$

из которого получаем в общем виде соотношение для коллекторного тока как функции от обратного теплового тока перехода коллектор-база $I_{K0б}$:

$$I_{K0} = \frac{\frac{\beta E_{\Pi}}{R_B + R_3} + \beta I_{K0б}}{\left(1 + \frac{\beta R_3}{R_B + R_3}\right)}. \quad (4.58)$$

Для получения коэффициента неустойчивости $S_{ст}$, используя (4.58), вычисляем производную по $I_{K0б}$ в соответствии с определением (4.49):

$$S_{ст} = \frac{\partial I_{K0}}{\partial I_{K0б}} = \frac{\beta}{\left(1 + \beta \frac{R_3}{R_B + R_3}\right)} = \frac{\beta}{K_{ул}}, \quad (4.59)$$

где $K_{ул}$ - коэффициент улучшения, определяемый по приближенной формуле:

$$K_{ул} = 1 + \beta \frac{R_3}{R_B + R_3} \approx \frac{\beta}{1 + R_B/R_3}, \quad (4.60)$$

поскольку второе слагаемое в формуле (4.60) намного больше единицы. При подстановке (4.60) в (4.59) получаем, что коэффициент $S_{ст} = 1 + R_B/R_3$.

Из анализа полученного выражения для коэффициента неустойчивости $S_{ст}$ следует, что наличие резистора R_3 в цепи эмиттера уменьшает величину $S_{ст}$ и, следовательно, улучшает стабилизацию положения рабочей точки. При этом эффективность стабилизации повышается при увеличении сопро-

тивления резистора $R_Э$. Однако его рост ограничивается падением напряжения на нем до $0,2E_П$.

Приведем реализацию схем эмиттерной стабилизации при включении биполярного транзистора по схеме с общей базой и с общим коллектором.

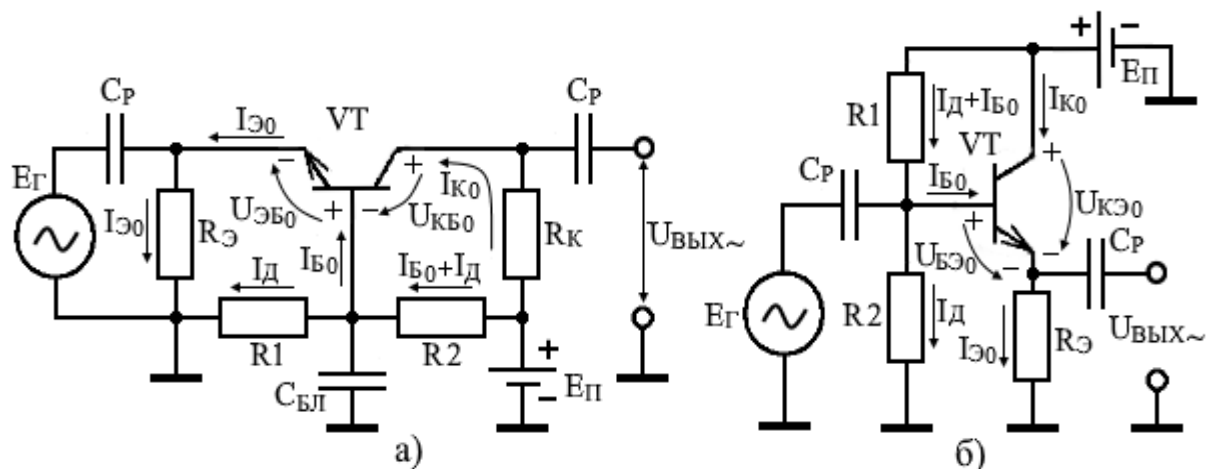


Рис. 4.22. Реализация эмиттерной стабилизации положения рабочей точки:
а) в схеме с общей базой, б) в схеме с общим коллектором

В схеме с общей базой на рис. 4.22,а введенный в цепь эмиттера резистор $R_Э$ замыкает постоянный ток эмиттера $I_{Э0}$ на минус источника питания $E_П$ и выполняет функцию эмиттерной стабилизации рабочей точки таким же образом, как в схеме с общим эмиттером на рис. 4.21. В схеме включения транзистора с общим коллектором, представленной на рис. 4.22,б, роль стабилизирующего резистора обратной связи выполняет нагрузочный резистор $R_Э$.

4.4.3. Коллекторная стабилизация положения рабочей точки

Схема коллекторной стабилизации образуется в каскаде с общим эмиттером при задании начального базового смещения $U_{БЭ0}$ путём подключения резистора $R_Б$, задающего начальный базовый ток $I_{Б0}$, не к стабильному источнику питания $E_П$, как на рис. 4.21, а к коллектору транзистора VT, как показано на рис. 4.23. При этом изменяющееся при усилении сигнала напряжение на коллекторе $U_{КЭ0}$ будет поступать на базу транзистора через резистор $R_Б$ в противофазе с входным сигналом, что соответствует введению в схему параллельной по входу отрицательной обратной связи, снижающей влияние изменения коэффициента передачи тока β или теплового изменения тока покоя $I_{К0}$ на положение рабочей точки. Коллекторная схема стабилизации обеспечивает приемлемую стабильность, является простой и содержит мало резисторов, что является привлекательным фактором для её использования разработчиками РЭА.

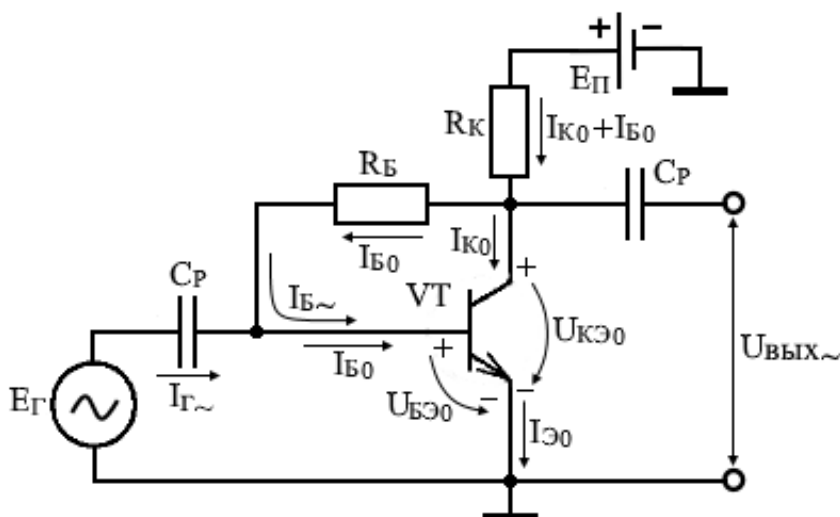


Рис. 4.23. Реализация схемы коллекторной стабилизации в каскаде усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ

При рассмотрении схемы по постоянному току напряжение смещения $U_{БЭ0}$ на базе транзистора VT определяется выражением:

$$U_{БЭ0} = U_{КЭ0} - I_{Б0}R_B, \quad (4.61)$$

где напряжение на коллекторе относительно общего провода:

$$U_{КЭ0} = E_{П} - (I_{К0} + I_{Б0})R_K. \quad (4.62)$$

Если ток коллектора $I_{К0}$ возрастет, например, из-за увеличения коэффициента β , температуры или по другой причине, то согласно уравнению (4.62) напряжение на коллекторе $U_{КЭ0}$ уменьшится, что уменьшит напряжение базового смещения $U_{БЭ0}$ (4.61) и соответствующий ему, согласно входной характеристике транзистора, ток базы:

$$I_{Б0} = \frac{U_{КЭ0} - U_{БЭ0}}{R_B}, \quad (4.63)$$

что приведет к остановке роста тока покоя $I_{К0}$. Однако, увеличение $I_{К0}$ компенсируется уменьшением тока базы $I_{Б0}$ только частично, что делает такую схему стабилизации устойчивой лишь в средней степени.

Следует отметить, что в рассматриваемой схеме коллекторного смещения, наряду с обратной связью (ОС) по постоянному напряжению, стабилизирующей ток $I_{К0}$, возникает отрицательная ОС и по переменному напряжению (сигналу), поступающему через тот же резистор R_B с коллектора транзистора на вход каскада в виде тока $I_{Б~}$ (см. рис. 4.23), находящемуся в противофазе с входным током $I_{Г~}$, генерируемым источником сигнала $E_{Г}$. Эта отрицательная ОС уменьшает сквозной коэффициент усиления каскада по переменному напряжению, что является нежелательным побочным эффектом.

Для устранения отрицательной ОС по переменной составляющей сопротивления R_B представляют суммой двух сопротивлений $R_B = R'_B + R''_B$, между которыми, как показано на рис. 4.24, включают блокировочный конденсатор $C_{БЛ}$ большой емкости, формируя развязывающий фильтр $R''_B C_{БЛ}$.

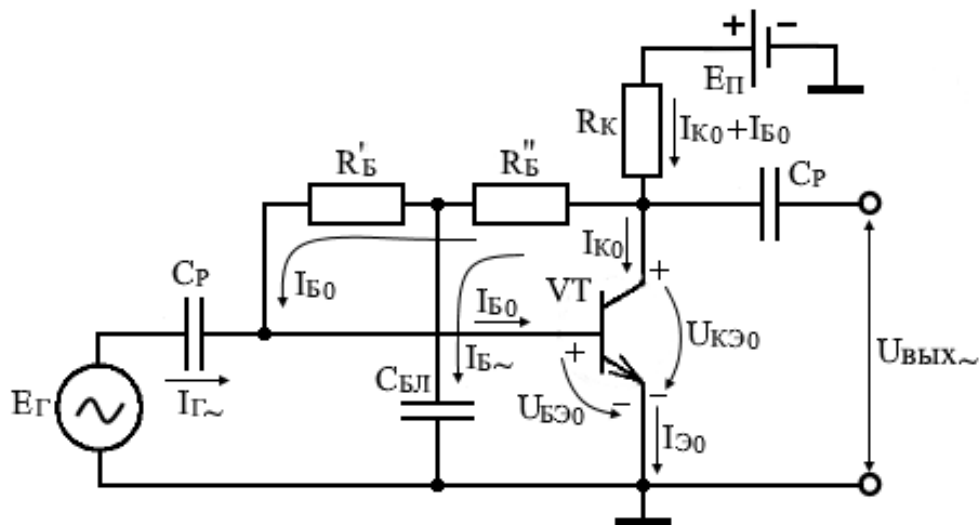


Рис. 4.24. Схема коллекторной стабилизации положения рабочей точки с блокировкой влияния отрицательной ОС по переменной составляющей

Благодаря действию фильтра, переменная составляющая усиленного тока сигнала $I_{Б\sim}$ с коллектора транзистора VT, пройдя резистор R''_B , замыкается через малое сопротивление блокировочного конденсатора $C_{БЛ}$ на общий провод и, таким образом, исключается из контура обратной связи. При этом работа схемы стабилизации положения рабочей точки на постоянном токе не нарушается.

Среди рассмотренных схем стабилизации положения рабочей точки в транзисторных каскадах усиления эмиттерная стабилизация является наиболее эффективной. При рассмотрении каскадов усиления на полевых транзисторах аналогом по реализации и эффективности будут схемы с истоковой стабилизацией.

4.4.4. Термокомпенсация смещения рабочей точки

Рассмотренные способы эмиттерной и коллекторной стабилизации, в основе которых лежит использование отрицательной обратной связи, обеспечивают постоянство режима транзисторов по постоянному току при воздействии различных дестабилизирующих факторов. Для стабилизации режима транзисторов при изменении только температуры используются способы температурной компенсации. В основе способов температурной компенсации лежит зависимость от температуры сопротивлений резисторов, термисторов и полупроводниковых диодов. Рассмотрим способ термокомпенсации ухода

рабочей точки с помощью терморезистора (термистора) в делителе напряжения, обеспечивающего начальное смещение транзистора в усилительном каскаде с ОЭ (рис. 4.25,а) [11].

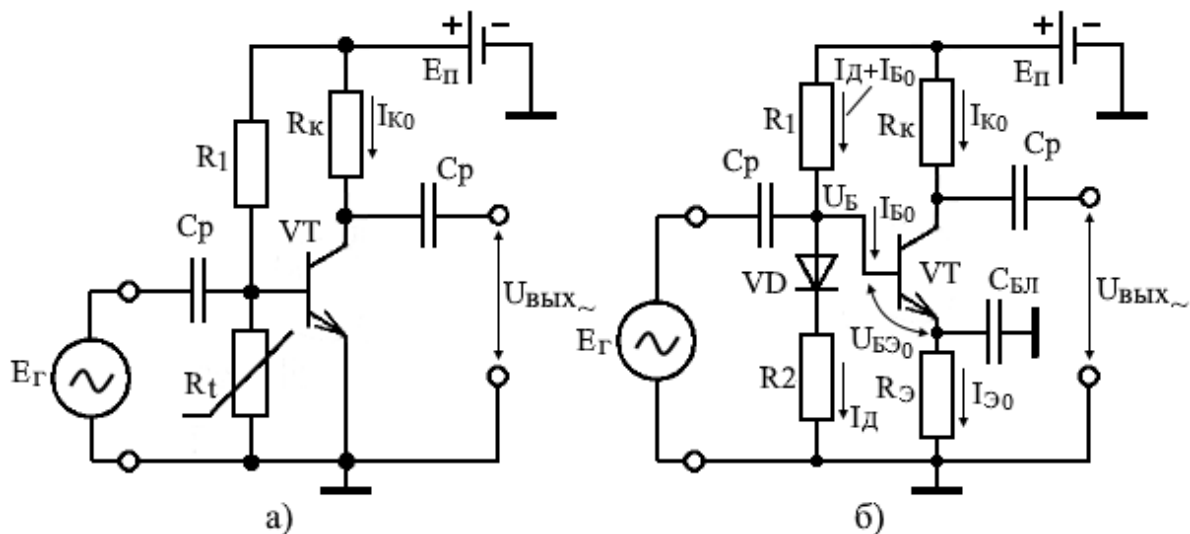


Рис. 4.25. Схемы термокомпенсации ухода рабочей точки: а) с помощью термистора R_t , б) с помощью полупроводникового диода VD

Термистор – это резистор, сопротивление которого значительно изменяется при изменении температуры:

$$R_t = R_0[1 + \alpha_R(t - t_0)], \quad (4.64)$$

где α_R – температурный коэффициент сопротивления (ТКС); R_0 – сопротивление термистора при температуре $t_0 = 20^\circ\text{C}$, R_t – сопротивление при температуре t .

В данной схеме термокомпенсации в цепь делителя включен терморезистор R_t с отрицательным ТКС ($\alpha_R < 0$), сопротивление которого уменьшается с ростом температуры.

Процесс термокомпенсации смещения рабочей точки осуществляется следующим образом. При увеличении температуры среды возрастает ток покоя транзистора I_{K0} за счет роста теплового обратного тока коллекторного перехода:

$$I_{K0} = \beta I_{B0} + (1 + \beta) I_{K06}(t_{\text{нор}}^0) e^{\alpha_t \Delta t_{\text{п}}^0}, \quad (4.65)$$

где $t_{\text{нор}}^0$ – температура перехода, равная 20°C , для которой приводятся справочные данные по I_{K06} ; $\Delta t_{\text{п}}^0$ – приращение температуры перехода относительно 20°C ; $\alpha_t(\text{Si}) = 0,07 \dots 0,13 \text{ 1/}^\circ\text{C}$ – температурный коэффициент для кремния.

При этом с ростом температуры одновременно происходит уменьшение сопротивления терморезистора R_t и, следовательно, уменьшение напряже-

ния смещения $U_{БЭ0}$ на переходе база-эмиттер, что, соответственно, приводит к уменьшению тока базы $I_{Б0}$ и связанного с ним тока покоя коллектора $I_{К0} = \beta I_{Б0}$.

К недостаткам термокомпенсации с помощью терморезистора относят нелинейности функций $R_t = f(\Delta t_n)$ и $I_{К0} = f_1(\Delta t_n^0)$, что создает трудности подбора одинаковой зависимости R_t и $I_{К0}$ для широкого диапазона температур.

Вместо терморезистора в делителе напряжения может быть использован полупроводниковый диод VD (рис. 4.25,б), который в схеме будет включен параллельно переходу база-эмиттер транзистора VT [4]. Для данной схемы можно записать:

$$I_{К0} \approx I_{Э0} = \frac{U_B - U_{БЭ0}}{R_3} = \frac{I_D R_2 + U_{VD} - U_{БЭ0}}{R_3} \approx I_D \frac{R_2}{R_3}, \quad (4.66)$$

где U_{VD} — падение напряжения на открытом p-n переходе диода VD, которое равно падению напряжения $U_{БЭ0}$ на эмиттерном переходе транзистора VT для схем, выполненных по микроэлектронной технологии. При изменении температуры падения напряжений U_{VD} и $U_{БЭ0}$ изменяются одинаково, что позволяет исключить эти слагаемые из выражения (4.66).

Таким образом, коллекторный ток транзистора VT полностью определяется током делителя I_D , повторяет его и пропорционален ему. Поэтому такая схема термокомпенсации называется «токовым зеркалом». Пренебрегая током базы транзистора VT, поскольку $I_B \ll I_D$, ток делителя, состоящего из резисторов R_1, R_2 и диода VD, находится из соотношения, определяемого балансом напряжений в базовой цепи транзистора согласно второму закону Кирхгофа:

$$E_{\Pi} = I_D(R_1 + R_2) + U_{VD}, \quad (4.67)$$

откуда

$$I_D = \frac{E_{\Pi} - U_{VD}}{R_1 + R_2}. \quad (4.68)$$

Затем, задавая сопротивление резистора R_3 , можно по (4.66) рассчитать ток $I_{К0}$. Для обеспечения полной идентичности переходов диода и транзистора в качестве диода в микроэлектронике обычно используют транзистор в диодном включении. При равенстве сопротивлений R_2 и R_3 , даже когда $R_2 = R_3 = 0$, коллекторный ток покоя $I_{К0} = I_D$ согласно (4.66).

5. ТЕОРИЯ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА ДЛЯ РЕЖИМА МАЛЫХ СИГНАЛОВ

5.1. Представление усилительного прибора активным четырёхполюсником с формальными Y , Z и H параметрами

При включении усилительного прибора (транзистора) в усилительном каскаде по одной из трех схем: с ОЭ, с ОБ или с ОК – один из его выводов (эмиттер, база или коллектор) по переменной составляющей будет всегда общим для входных и выходных зажимов, как показано на рис. 5.1, а каждый из оставшихся выводов будет относиться либо к входу, либо к выходу схемы.

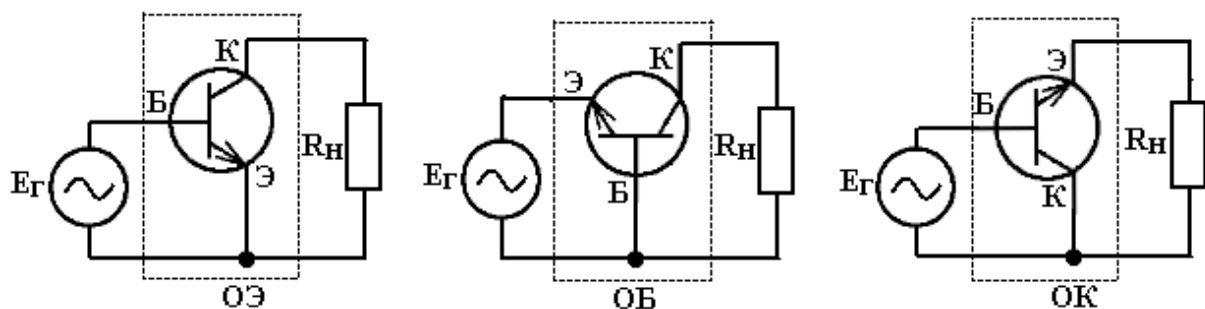


Рис. 5.1. Варианты включения усилительного прибора (биполярного транзистора) по переменному току по схеме с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой (ОБ), с общим коллектором (ОК)

Аналогичным образом полевой транзистор может быть включен по схеме с общим истоком (ОИ), общим затвором (ОЗ) и общим стоком (ОС).

При любом из таких включений транзистор можно рассматривать как активный четырехполюсник, содержащий внутри себя усилительный прибор (УП) и источник питания E_{Π} , обеспечивающий режим работы УП по постоянному току и передающий свою энергию в выходной сигнал. Данный четырехполюсник будет иметь два входных зажима и два выходных. На входных зажимах будут присутствовать ток i_1 и напряжение u_1 , на выходных зажимах – ток i_2 и напряжение u_2 , как показано на рис. 5.2.

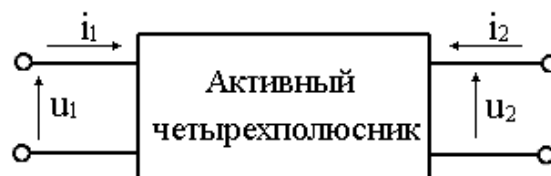


Рис. 5.2. Представление усилительного прибора (транзистора) в виде активного четырехполюсника

Параметры активного четырехполюсника определяются на основе его входных и выходных токов и напряжений. Для получения системы уравне-

ний, связывающих указанные токи и напряжения, два из этих четырех электрических сигналов будем считать независимыми переменными, а два оставшихся сигнала тогда будут однозначно определяться через параметры четырехполюсника как функции этих переменных.

5.1.1. Y-параметры активного четырехполюсника

Если в качестве независимых переменных (аргументов) выбрать напряжения u_1 и u_2 на входе и выходе четырехполюсника, то зависимыми переменными (функциями) окажутся входные и выходные токи i_1 и i_2 , которые могут быть выражены через функциональные соотношения [12]:

$$\begin{aligned} i_1 &= f_1(u_1, u_2) \\ i_2 &= f_2(u_1, u_2). \end{aligned} \quad (5.1)$$

При выполнении усилителем своей основной задачи – усиления сигнала переменного тока – происходят изменения (приращения) токов и напряжений на его входных и выходных зажимах в окрестности рабочей точки на графике ВАХ, положение которой задается режимом по постоянному току. Эти приращения математически можно выразить через полные дифференциалы:

$$\begin{aligned} di_1 &= \frac{\partial i_1}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial i_1}{\partial u_2} du_2 \\ di_2 &= \frac{\partial i_2}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} du_2. \end{aligned} \quad (5.2)$$

При малых приращениях входных сигналов изменения токов и напряжений будут происходить на малых участках ВАХ, которые в этом случае можно считать линейными. Тогда частные производные в уравнениях (5.2) будут характеризовать наклон графика ВАХ в окрестности рабочей точки. При этом они являются константами (коэффициентами).

Для конечных приращений токов и напряжений в линейной области система уравнений (5.2) преобразуется к виду:

$$\begin{aligned} \Delta i_1 &\approx \frac{\partial i_1}{\partial u_1} \Delta u_1 + \frac{\partial i_1}{\partial u_2} \Delta u_2 \\ \Delta i_2 &\approx \frac{\partial i_2}{\partial u_1} \Delta u_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \Delta u_2, \end{aligned} \quad (5.3)$$

где, например, частная производная $\frac{\partial i_1}{\partial u_1}$ будет являться коэффициентом, который показывает степень зависимости тока i_1 от напряжения u_1 , если это напряжение изменится на величину Δu_1 . Далее, учитывая, что приращения

сигналов Δi_i и Δu_i являются достаточно малыми, заменим их комплексными амплитудами соответственно токов \dot{I} и напряжений \dot{U} . Тогда и параметры четырехполюсника, представляемые в системе уравнений (5.3) коэффициентами в виде частных производных, также будут являться комплексными величинами, имеющими в данном случае обозначение \dot{Y} и размерность проводимости [Сименс = Ампер/Вольт].

Для комплексных амплитуд токов и напряжений на входе и выходе четырехполюсника систему уравнений (5.3) можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{Y}_{11}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= \dot{Y}_{21}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{22}\dot{U}_2, \end{aligned} \quad (5.4)$$

где комплексные коэффициенты $\dot{Y}_{11}, \dot{Y}_{12}, \dot{Y}_{21}, \dot{Y}_{22}$ являются формальными малосигнальными Y -параметрами активного четырехполюсника, который замещает усилительный прибор (транзистор) при анализе схем.

Из системы уравнений (5.4) Y -параметры можно определить, используя метод короткого замыкания (КЗ) четырехполюсника по входу и выходу с помощью конденсатора большой емкости, который, замыкая цепь по переменному току, не будет нарушать режим по постоянному току. При выполнении КЗ напряжение на замыкаемом входе или выходе становится равным нулю: $\dot{U}_i=0$, и, соответственно, слагаемое с этим напряжением исключается из системы уравнений (5.4).

Подставляя $\dot{U}_2=0$ в первое уравнение системы (5.4), т.е. выполняя КЗ по выходу, получаем параметр четырехполюсника [4]:

$$\dot{Y}_{11} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \quad - \text{ комплексная входная проводимость при КЗ на выходе.}$$

Данную проводимость можно представить в виде суммы вещественной и мнимой частей:

$$\dot{Y}_{11}(\omega) = g_{11} + j\omega C_{11}, \quad (5.5)$$

где g_{11} – вещественная часть входной проводимости при КЗ на выходе, которая является низкочастотным параметром; C_{11} – входная емкость при КЗ на выходе; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота [рад/с], на которой определяется Y -параметр, f – циклическая частота [Гц].

Также при КЗ на выходных зажимах четырехполюсника ($\dot{U}_2=0$) из второго уравнения системы (5.4) определяется параметр:

$$\dot{Y}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \quad - \text{ комплексная прямая проводимость или крутизна } \dot{S}.$$

$$\dot{Y}_{21}(\omega) = |\dot{Y}_{21}(\omega)|e^{j\varphi_{21}(\omega)}, \quad (5.6)$$

где $|\dot{Y}_{21}(\omega)|$ – модуль прямой проводимости и $\varphi_{21}(\omega)$ – фаза прямой проводимости при КЗ на выходе четырехполюсника.

Выполняя операцию короткого замыкания на входных зажимах четырехполюсника ($\dot{U}_1 = 0$), из первого уравнения системы (5.4) получаем параметр:

$$\dot{Y}_{12} = \left. \frac{\dot{i}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} \text{ – комплексная проводимость обратной связи при КЗ на входе.}$$

$$\dot{Y}_{12}(\omega) = |\dot{Y}_{12}(\omega)|e^{j\varphi_{12}(\omega)}, \quad (5.7)$$

где $|\dot{Y}_{12}(\omega)|$ – модуль обратной проводимости и $\varphi_{12}(\omega)$ – фаза обратной проводимости при КЗ на входе четырехполюсника.

Также при КЗ на входных зажимах четырехполюсника ($\dot{U}_1 = 0$) из второго уравнения системы (5.4) определяется параметр:

$$\dot{Y}_{22} = \left. \frac{\dot{i}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} \text{ – комплексная выходная проводимость при КЗ на входе.}$$

Данную проводимость можно представить в виде суммы вещественной и мнимой частей:

$$\dot{Y}_{22}(\omega) = g_{22} + j\omega C_{22}, \quad (5.8)$$

где g_{22} – вещественная часть выходной проводимости при КЗ на входе, которая является низкочастотным параметром; C_{22} – выходная емкость при КЗ на входе четырехполюсника.

Y-параметры, как следует из их определения выше, имеют размерность проводимости и измеряются в сименсах [См].

Приведенной выше системе уравнений (5.4), определяющей взаимосвязь между комплексными амплитудами и токами на зажимах четырехполюсника через Y-параметры, соответствует формальная двухгенераторная схема замещения усилительного прибора [4], представленная на рис. 5.3.

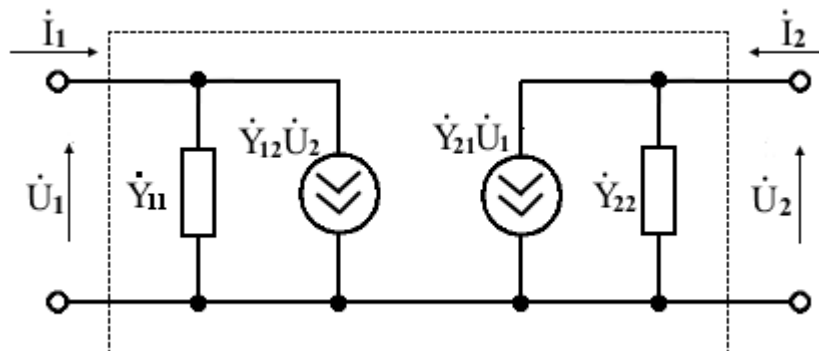


Рис. 5.3. Формальная двухгенераторная схема замещения усилительного прибора – транзистора, описываемого Y-параметрами

Наряду с двухгенераторной эквивалентной схемой замещения усилительного прибора также применяют П-образную одногенераторную эквивалентную схему [4], называемую физической эквивалентной схемой, которая приведена на рис. 5.4. Проводимости $\dot{Y}_1, \dot{Y}_2, \dot{Y}_3$ данной схемы имеют смысл реально существующих \dot{Y} – проводимостей, включенных между соответствующими зажимами четырехполюсника, а проводимость \dot{Y}_4 является крутизной усилительного прибора \dot{S} , определяемой, как будет показано далее, с учетом внутренней обратной связи через проводимость \dot{Y}_2 .

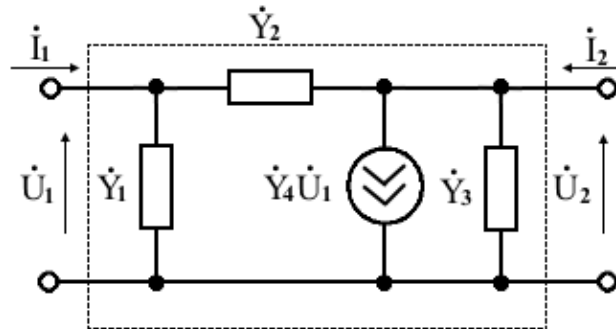


Рис. 5.4. Одногенераторная эквивалентная схема замещения усилительного прибора

Поскольку одногенераторная и двухгенераторная схемы должны быть тождественны по отношению к одинаковым входным и выходным токам и напряжениям, то система уравнений, определяющих Y -параметры в одногенераторной схеме на рис. 5.4, будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} I_1 &= (\dot{Y}_1 + \dot{Y}_2)U_1 - \dot{Y}_2 U_2 \\ I_2 &= (\dot{Y}_4 - \dot{Y}_2)U_1 + (\dot{Y}_2 + \dot{Y}_3)U_2. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Из сравнения систем уравнений (5.4) и (5.9) видно, что формальные \dot{Y}_{ij} - параметры будут связаны с физическими параметрами \dot{Y}_i в схеме на рис. 5.4 следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{11} &= \dot{Y}_1 + \dot{Y}_2 & \dot{Y}_{12} &= -\dot{Y}_2 \\ \dot{Y}_{21} &= \dot{Y}_4 - \dot{Y}_2 & \dot{Y}_{22} &= \dot{Y}_2 + \dot{Y}_3. \end{aligned} \quad (5.10)$$

В свою очередь, физические параметры \dot{Y}_i , как следует из системы уравнений (5.10), будут связаны с формальными параметрами \dot{Y}_{ij} следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_1 &= \dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{12} & \dot{Y}_3 &= \dot{Y}_{22} + \dot{Y}_{12} \\ \dot{Y}_2 &= -\dot{Y}_{12} & \dot{Y}_4 &= \dot{Y}_{21} - \dot{Y}_{12}. \end{aligned} \quad (5.11)$$

Помимо Y -параметров усилительный прибор, формально представляемый активным четырехполюсником, может быть описан ещё Z и H -параметрами [12].

5.1.2. Z-параметры активного четырехполюсника

Z-параметры описывают активный четырехполюсник (усилительный прибор), в котором за независимые переменные принимаются токи I_1 и I_2 , а напряжения U_1 и U_2 представляют собой функциональные зависимости:

$$U_1 = f_1(I_1, I_2) \text{ и } U_2 = f_2(I_1, I_2), \quad (5.12)$$

согласно которым напряжения U_1, U_2 связаны с токами через Z-параметры следующими уравнениями [12]:

$$\begin{aligned} U_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ U_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2. \end{aligned} \quad (5.13)$$

Из записи этой системы уравнений следует, что Z-параметры имеют размерность сопротивлений. Они могут быть определены из уравнений, если входные и выходные токи I_i в них будут поочередно принимать нулевые значения, т.е. при режиме холостого хода (ХХ) по входу и выходу, когда подключаемые к входным или выходным зажимам четырехполюсника цепи по переменному току будут от них отсоединены. Например, при $I_2 = 0$ отключается нагрузка и определяются следующие параметры:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2=0} - \text{входное сопротивление четырехполюсника,} \\ Z_{21} &= \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2=0} - \text{сопротивление прямой передачи четырехполюсника.} \end{aligned}$$

Аналогично в режиме ХХ по выходу определяются параметры Z_{12} и Z_{22} , которые являются соответственно сопротивлением обратной передачи и выходным сопротивлением четырехполюсника.

Для реализации режима холостого хода (ХХ) по переменному току последовательно с входным или выходным выводом четырехполюсника (в разрыв цепи) включают катушку с индуктивностью L такой большой величины, что на частоте определения параметра Z_{ij} модуль её сопротивления $X_L = \omega L \rightarrow \infty$. Однако, на практике для реализации режима ХХ достаточно, чтобы катушка индуктивности имела сопротивление переменному току на частоте сигнала примерно в 10 раз больше, чем входное или выходное сопротивление транзистора.

5.1.3. H-параметры активного четырехполюсника

Для анализа транзисторных схем, когда входное сопротивление усилительного прибора (УП) (биполярного транзистора) является низкоомным из-за прямосмещённого эмиттерного перехода, а выходное сопротивление УП,

наоборот, является высокоомным из-за обратносмещённого коллекторного перехода, были разработаны Н-параметры (от слова “hybrid” – гибридные параметры). При этом в качестве независимых переменных принимаются входной ток \dot{I}_1 и выходное напряжение \dot{U}_2 , а напряжение \dot{U}_1 и ток \dot{I}_2 являются функционально зависимыми величинами [12]:

$$\dot{U}_1 = f_1(\dot{I}_1, \dot{U}_2) \text{ и } \dot{I}_2 = f_2(\dot{I}_1, \dot{U}_2). \quad (5.14)$$

Согласно приведенным зависимостям (5.14) напряжение \dot{U}_1 и ток \dot{I}_2 связаны с током \dot{I}_1 и напряжением \dot{U}_2 через Н-параметры следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{H}_{11}\dot{I}_1 + \dot{H}_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= \dot{H}_{21}\dot{I}_1 + \dot{H}_{22}\dot{U}_2. \end{aligned} \quad (5.15)$$

Уравнения этой системы применимы к любой схеме включения транзистора: с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой (ОБ) или с общим коллектором (ОК). Для определения параметров четырехполюсника (транзистора) в данном случае следует применить метод ХХ по входу и метод КЗ по выходу.

$$\dot{H}_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \text{ – входное сопротивление при КЗ на выходе, [Ом];}$$

$$\dot{H}_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \text{ – коэффициент обратной передачи выходного напряжения при ХХ на входе. Коэффициент является безразмерной величиной;}$$

Коэффициент является безразмерной величиной;

$$\dot{H}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \text{ – коэффициент передачи входного тока при КЗ на выходе. Коэффициент является безразмерной величиной;}$$

Коэффициент является безразмерной величиной;

$$\dot{H}_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \text{ – выходная проводимость при ХХ на входе, [См].}$$

Системе уравнений (5.15), в которой комплексные входные и выходные токи и напряжения активного четырехполюсника связаны друг с другом через Н-параметры, соответствует формальная схема замещения усилительного прибора, представленная на рис. 5.5.

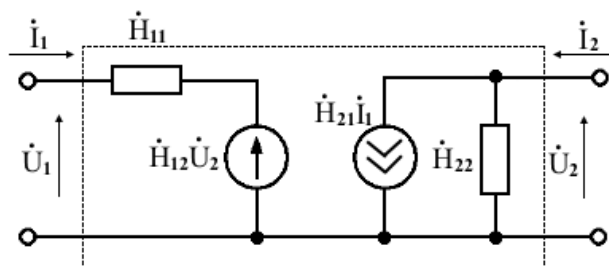


Рис. 5.5. Формальная эквивалентная схема замещения усилительного прибора, описываемого с помощью Н-параметров

Из анализа систем уравнений (5.4) и (5.15), связывающих токи и напряжения на входе и выходе активного четырехполюсника либо через H , либо через Y -параметры, можно заключить, что между этими параметрами существует однозначная связь:

$$\dot{Y}_{11} = \frac{1}{\dot{H}_{11}}; \dot{Y}_{12} = \frac{-\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}}; \dot{Y}_{21} = \frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}}; \dot{Y}_{22} = \frac{\dot{H}_{11}\dot{H}_{22} - \dot{H}_{12}\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}}. \quad (5.16)$$

Поэтому любая расчетная формула из системы H -параметров может быть переписана в систему Y -параметров и наоборот.

H -параметры одного и того же усилительного прибора (транзистора) при различных схемах включения по переменному току будут отличаться друг от друга по величине. Для привязки к конкретной схеме включения, например, с ОЭ или ОБ, в индекс H -параметра добавляют соответственно букву «э» или «б».

Отметим, что коэффициент передачи тока в схеме включения транзистора с общим эмиттером (ОЭ) на низких и средних частотах также имеет второе обозначение $h_{21э} = I_K/I_B = \beta$. В схеме с общей базой (ОБ) коэффициент передачи тока определяется как $h_{21б} = I_K/I_э = \alpha$. Поскольку по определению коэффициент $h_{21э} = h_{21б}/(1 - h_{21б}) \gg 1$, в схеме включения транзистора с ОЭ происходит усиление входного базового тока.

В схеме включения транзистора с ОБ $h_{21б} = h_{21э}/(1 + h_{21э}) < 1$, что означает уменьшение выходного коллекторного тока по сравнению с током, поступающим на вход усилительного прибора (вывод эмиттера). Отметим, что параметры $h_{21э}$ и $h_{21б}$ приводятся в справочных данных транзистора. Остальные H -параметры при схемах включения с ОЭ и с ОБ связаны друг с другом следующим образом:

$$h_{11э} = \frac{h_{11б}}{1 - h_{21б}}, \quad h_{12э} = \frac{h_{11б} \cdot h_{22б}}{1 - h_{21б}} - h_{21б}, \quad h_{22э} = \frac{h_{22б}}{1 - h_{21б}}. \quad (5.17)$$

5.2. Физические эквивалентные схемы замещения усилительного прибора при малых сигналах

Формальные эквивалентные схемы замещения усилительного прибора при малых сигналах, представляемые активным четырехполюсником, описываемым Y , Z и H -параметрами, удобны лишь при численных расчетах в схемах. Однако они малопригодны при моделировании работы схем, когда требуется описывать поведение транзисторов в широком диапазоне частот при сильной частотной зависимости их параметров, которые могут также значительно отличаться для разных типов транзисторов.

Поэтому для отражения реальных свойств транзисторов при моделировании были разработаны замещающие транзисторы физические эквивалентные схемы, содержащие большее количество элементов, чем формальные схемы. При этом параметры этих элементов, например: значения индуктивности, ёмкости, сопротивления – являются фиксированными и не зависящими от частоты. Число параметров, описывающих физическую модель транзистора, например, в программе схемотехнического моделирования Micro-Cap, применяющейся для анализа работы схем, доходит до 50.

Для биполярных транзисторов, работающих в режиме малых сигналов, наибольшее распространение получили два типа физических эквивалентных схем. Первая из них является Т-образной схемой, получаемой из полной модели Эберса – Молла путем исключения из неё нелинейных элементов (диодов) [7].

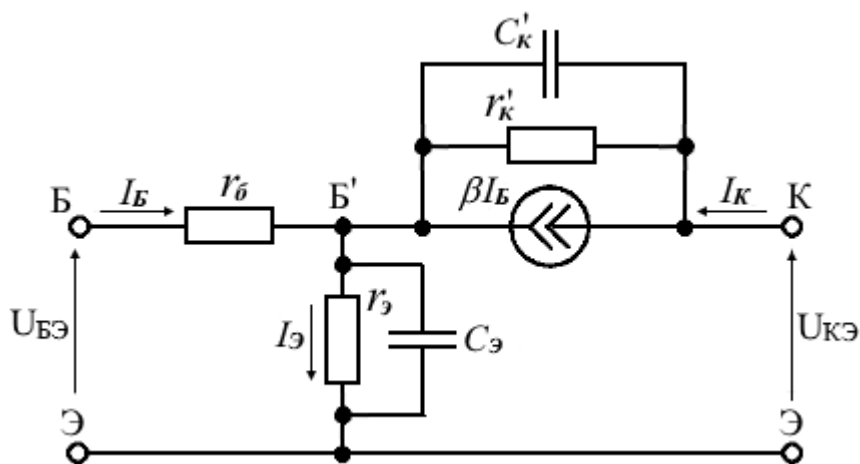


Рис. 5.6. Физическая Т-образная линейная схема замещения биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ

На изображенной на рис. 5.6 физической эквивалентной схеме усиительные свойства транзистора представлены генератором тока βI_B , в котором процесс усиления отображается путем умножения тока базы I_B на коэффициент передачи тока базы β . Резистор $r_б$ характеризует объемное сопротивление базы, которое слабо зависит от режима и определяется типом транзистора (величина $r_б$ составляет порядка 30...100 Ом). Резистор $r_э$ представляет дифференциальное сопротивление открытого перехода эмиттер-база, определяемое по графику зависимости постоянного тока эмиттера $I_э$ от приложенного к переходу напряжения $U_{эБ}$: $I_э = f(U_{эБ})$ в схеме с общей базой:

$$r_э = r_{\text{диф}} = \left. \frac{\Delta U_{эБ}}{\Delta I_э} \right|_{U_{КЭ} = \text{const.}}$$

При этом величина сопротивления резистора r_3 переменному току (динамическое сопротивление эмиттера) зависит от наклона касательной к графику входной ВАХ в рабочей точке. Для вычисления r_3 используется приближенное выражение:

$$r_3 [\text{Ом}] = \frac{\varphi_T}{I_3} = \frac{26 [\text{мВ}]}{I_3 [\text{мА}]}, \quad (5.18)$$

где φ_T — температурный потенциал, определяемый при комнатной температуре $T = 293 \text{ К}$ по формуле $\varphi_T = kT/e$, где k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура, e — заряд электрона.

Резистор r'_k представляет собой дифференциальное сопротивление закрытого перехода коллектор-база ($r'_k > 1 \text{ МОм}$), определяемое по выходным характеристикам транзистора. Конденсатор C_3 представляет диффузионную емкость открытого эмиттерного перехода (десятки...сотни пФ). Конденсатор C'_k отображает барьерную емкость закрытого коллекторного перехода (единицы ... десятки пФ).

В справочниках дифференциальное сопротивление коллекторного перехода r_k и его емкость C_k приводятся для схемы с общей базой. Для пересчета указанных параметров для схемы с общим эмиттером используются соотношения:

$$r'_k = \frac{r_k}{1 + \beta} = \frac{r_k}{1 + h_{213}}; \quad C'_k = C_k(1 + \beta) = C_k(1 + h_{213}). \quad (5.19)$$

5.2.1. Параметры Т-образной физической эквивалентной схемы замещения биполярного транзистора на низких частотах

Приведенную на рис. 5.6 эквивалентную схему для решения практических задач на низких и средних частотах можно упростить [12]. Емкости C_3 и C'_k имеют влияние только на высоких частотах. Поэтому их можно не учитывать при работе на частотах ниже верхней граничной частоты. Объемное сопротивление базы r_6 в ряде случаев тоже можно отбросить как из-за его малости, так и из-за очень малой величины протекающий через него базового тока.

Сопротивление r'_k обратносмещенного коллекторного перехода, включенное параллельно генератору коллекторного тока $I_K = \beta I_B$, составляет мегаомы. Поэтому это сопротивление не будет оказывать влияния на ток генератора, и его можно уверенно исключить из схемы на рис. 5.6.

С учетом сделанных допущений Т-образная физическая модель транзистора для низких частот преобразуется к виду, показанному на рис. 5.7.

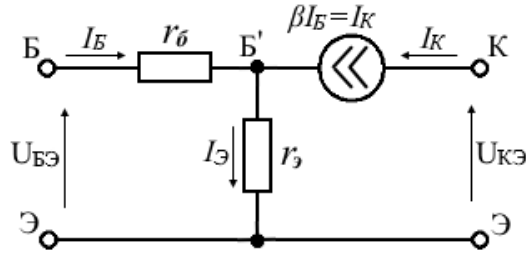


Рис. 5.7. Низкочастотная физическая Т-образная линейная схема замещения биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ

Используя данную низкочастотную эквивалентную схему, определим входное сопротивление транзистора п-р-п структуры, включенного по схеме с ОЭ. Учитывая, что ток эмиттера $I_э$ является суммой базового и коллекторного токов, запишем его как

$$I_э = I_Б + I_К = I_Б + \beta I_Б = I_Б(1 + \beta). \quad (5.20)$$

Тогда напряжение на входе транзистора между выводами базы и эмиттера

$$U_{БЭ} = I_Б r_б + I_э r_э = I_Б r_б + I_Б(1 + \beta) r_э. \quad (5.21)$$

Имея входное напряжение $U_{БЭ}$ и входной ток $I_Б$, находим входное сопротивление транзистора:

$$r_{вх} = U_{БЭ}/I_Б = h_{11э} = r_б + r_э(1 + \beta) = r_б + r_{б'э} \approx r_{б'э}, \quad (5.22)$$

где $r_{б'э} = r_э(1 + \beta) \gg r_б$ – сопротивление между точкой Б' и эмиттером Э.

С помощью этой же эквивалентной схемы найдем крутизну транзистора:

$$S = y_{21э} = \frac{I_2}{U_1} = \frac{I_К}{U_{БЭ}} = \frac{\beta I_Б}{r_{вх} I_Б} = \frac{\beta}{r_б + r_{б'э}} = \frac{\beta}{h_{11э}}. \quad (5.23)$$

Поскольку $r_{б'э} \gg r_б$ и $\beta = h_{21э} \gg 1$, то

$$S \approx \frac{\beta}{r_{б'э}} = \frac{\beta}{r_э(1 + \beta)} \approx \frac{1}{r_э[\text{Ом}]} = \frac{I_э[\text{мА}]}{26}. \quad (5.24)$$

С помощью вычисленных низкочастотных параметров физической эквивалентной схемы можно получить формальную эквивалентную схему замещения транзистора в Н-параметрах, перейдя к ней от физической эквивалентной схемы на рис. 5.8,а.

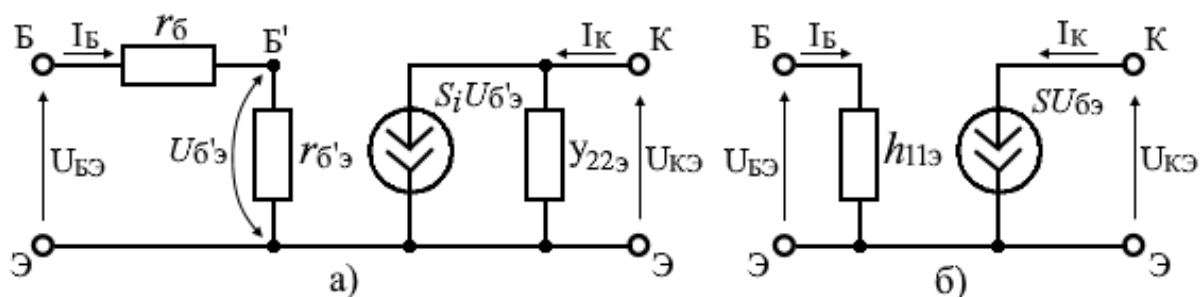


Рис. 5.8. Эквивалентные низкочастотные схемы замещения биполярного транзистора: а) физическая схема замещения, б) формальная схема замещения в h -параметрах

В эквивалентной схеме на рис. 5.8,а ток генератора $S_i U_{б'э}$ определяется внутренней крутизной S_i и напряжением во внутренней точке Б' относительно эмиттера Э:

$$U_{б'э} = U_{БЭ} \frac{r_{б'э}}{r_{б} + r_{б'э}}. \quad (5.25)$$

Тогда ток генератора можно записать в виде:

$$S_i U_{б'э} = S_i U_{БЭ} \frac{r_{б'э}}{r_{б} + r_{б'э}} = S U_{БЭ}, \quad (5.26)$$

где $S = S_i \frac{r_{б'э}}{r_{б} + r_{б'э}} \approx S_i$, поскольку $r_{б'э} \gg r_{б}$.

Считая, что в схеме на рис. 5.8,а последовательно соединенные резисторы $r_{б}$ и $r_{б'э}$ образуют параметр $h_{11э} = r_{вх} = r_{б} + r_{б'э}$, и пренебрегая выходной проводимостью $y_{22э}$ из-за её малости, получаем в окончательном виде формальную низкочастотную схему замещения биполярного транзистора в H -параметрах, представленную на рис. 5.8,б.

5.2.2. Свойства П-образной физической эквивалентной схемы замещения биполярного транзистора на высоких частотах

Наиболее универсальной физической эквивалентной схемой замещения биполярного транзистора, которая может описывать его свойства на высоких частотах, является П-образная схема (рис. 5.9), предложенная американским инженером-электриком и изобретателем Лоуренсом Джозефом Джаколетто (1916 – 2004 гг.) [2, 4]. Она с достаточной для практических расчетов точностью моделирует реальные свойства транзисторов, производимых по различным технологиям, в диапазоне частот до $f \leq 0,6f_{\alpha}$, где f_{α} – граничная частота транзистора по коэффициенту передачи тока в схеме с ОБ, на которой $\alpha = H_{21б}$ падает до 0,707 от своего значения на низких частотах: 0,995...0,998.

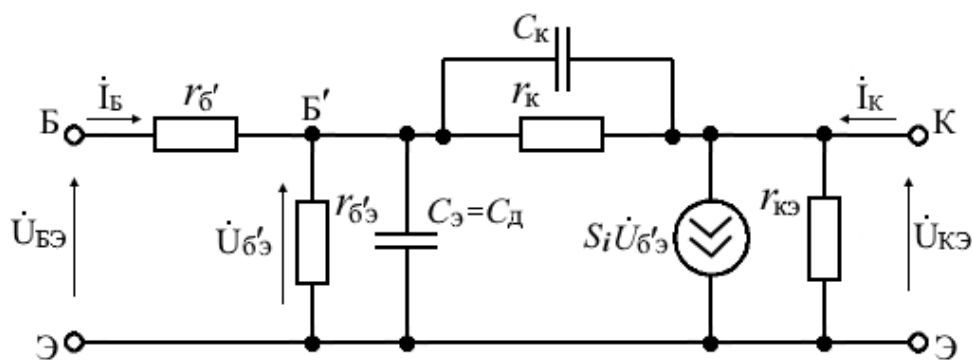


Рис. 5.9. Физическая Π -образная схема замещения биполярного транзистора (схема Джиаколетто), включенного по схеме с ОЭ

Представленная на рис. 5.9 эквивалентная схема, включает емкости $C_э$ и $C_к$, которые определяют характеристики транзистора на высоких частотах. Из них $C_э$ – емкость между точкой B' внутри базы и эмиттером $Э$ является суммой диффузионной $C_д$ и барьерной $C_б$ емкостей эмиттерного перехода транзистора, причем $C_д \gg C_б$. Поэтому принято считать, что $C_э = C_д$. Типовое значение $C_д$ составляет десятки ... сотни пикофарад. Емкость $C_к$ между базой $Б$ и коллектором $К$ определяется барьерной (зарядной) емкостью коллекторного перехода. Так как эмиттерный переход включен в прямом направлении, а коллекторный переход в обратном, то $C_д \gg C_к$. Типовое значение $C_к = 3...5$ пФ.

Резистор $r_{б'}$ представляет объемное (распределенное) сопротивление базы. Типовое значение $r_{б'} = 20 ... 50$ Ом для высокочастотных транзисторов, а для низкочастотных транзисторов $r_{б'} = r_б \approx 100$ Ом. Величина емкости $C_к$ и произведение $r_{б'}C_к$, называемое постоянной времени цепи обратной связи, приводятся в справочниках. Резистор $r_{б'э}$ – сопротивление между точкой B' внутри базы и эмиттером $Э$ определяет входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ. Выше было показано, что $r_{б'э} = r_э(1 + \beta)$, где $r_э[\text{Ом}] = 26/I_э[\text{мА}]$. Резистор $r_{кэ}$ – сопротивление утечки между коллектором и эмиттером, его величина $10^4 ... 10^5$ Ом. Резистор $r_к > 1$ МОм представляет собой дифференциальное сопротивление запертого коллекторного перехода.

Усилительные свойства транзистора представлены показанным на схеме (рис. 5.9) зависимым генератором тока $I_к = S_i \dot{U}_{б'э}$. Величина тока генератора управляется напряжением $\dot{U}_{б'э}$, формирующимся на внутреннем комплексном сопротивлении перехода база-эмиттер между точками B' и $Э$. При этом точка B' находится внутри области базы транзистора, что делает невозможным подключение к ней измерительных средств извне. Крутизна S_i является «внутренней» крутизной транзистора, $S_i = 50...250$ мА/В. Ввиду малого сопротивления базовой области $r_{б'}$ по сравнению с сопротивлением эмиттер-

ного перехода $r_{\beta'_{\text{э}}} = r_{\text{э}}(1 + \beta)$ для схемы включения с ОЭ, «внутреннюю» крутизну S_i , как было показано выше на примере для области низких частот, можно считать равной крутизне транзистора S , определяемой параметром $u_{21\text{э}}$.

Принимая во внимание влияние на высоких частотах диффузионной емкости $C_{\text{д}}$, внутреннее комплексное сопротивление перехода между точками Б' и Э можно записать в виде:

$$Z_{\beta'_{\text{э}}}(j\omega) = \frac{(1/j\omega C_{\text{д}}) \cdot r_{\beta'_{\text{э}}}}{1/j\omega C_{\text{д}} + r_{\beta'_{\text{э}}}} = \frac{r_{\beta'_{\text{э}}}}{1 + j\omega C_{\text{д}} r_{\beta'_{\text{э}}}}. \quad (5.27)$$

При $S_i \approx S$ ток коллектора запишем в комплексной форме:

$$\dot{I}_{\text{К}} = S \dot{U}_{\beta'_{\text{э}}} = S \dot{I}_{\text{Б}} Z_{\beta'_{\text{э}}}(j\omega). \quad (5.28)$$

Из-за наличия диффузионной емкости $C_{\text{д}}$ коэффициент усиления базового тока транзистора $H_{21\text{э}}$ будет являться комплексной величиной:

$$\dot{H}_{21\text{э}} = h_{21\text{э}}(j\omega) = \frac{\dot{I}_{\text{К}}}{\dot{I}_{\text{Б}}} = S Z_{\beta'_{\text{э}}}(j\omega) = \frac{S r_{\beta'_{\text{э}}}}{1 + j\omega C_{\text{д}} r_{\beta'_{\text{э}}}}. \quad (5.29)$$

Обозначая в этом выражении $h_{21\text{э}} = S r_{\beta'_{\text{э}}}$, которое представляет собой значение коэффициента передачи тока на НЧ (5.26), запишем зависимость комплексного коэффициента передачи от частоты f в виде:

$$\dot{H}_{21\text{э}} = \frac{h_{21\text{э}}}{1 + j2\pi f C_{\text{д}} r_{\beta'_{\text{э}}}} = \frac{h_{21\text{э}}}{1 + j \frac{f}{f_{h_{21\text{э}}}}}, \quad (5.30)$$

где $f_{h_{21\text{э}}} = 1/2\pi C_{\text{д}} r_{\beta'_{\text{э}}}$ — граничная частота коэффициента усиления тока $h_{21\text{э}}$ в схеме с общим эмиттером, на которой его величина уменьшается в $\sqrt{2}$ раз или на 3 дБ. Для разного типа транзисторов на НЧ значение $h_{21\text{э}} = 50 \dots 300$.

Модуль зависимости комплексного коэффициента усиления тока от частоты:

$$|\dot{H}_{21\text{э}}| = h_{21\text{э}}(f) = \frac{h_{21\text{э}}}{\sqrt{1 + \left(f/f_{h_{21\text{э}}}\right)^2}}. \quad (5.31)$$

График зависимости модуля коэффициента передачи тока $\dot{H}_{21\text{э}}$ от частоты f приведен на рис. 5.10 в логарифмическом масштабе по оси частот. Поскольку крутизна транзистора S связана с коэффициентом передачи по току $h_{21\text{э}}$ соотношением (5.23), то можно показать, что зависи-

мость модуля крутизны $|\dot{S}| = |S(jf)|$ от частоты будет определяться выражением $S(f) = h_{213}(f)/r_{6'3}$, т.е. её график будет повторять график частотной зависимости коэффициента передачи h_{213} на рис. 5.10.

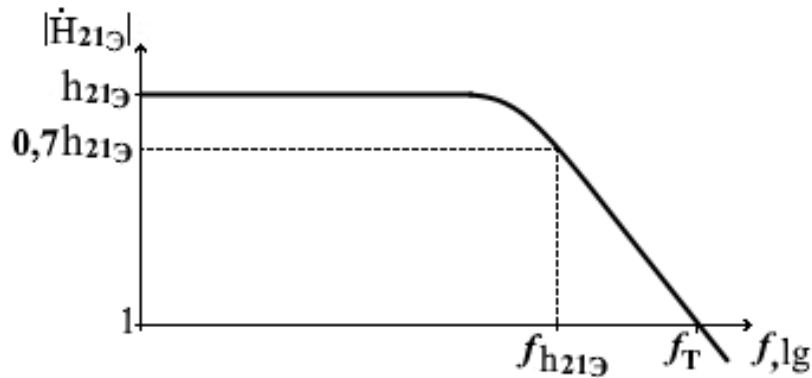


Рис. 5.10. Зависимость модуля коэффициента усиления тока базы $|\dot{H}_{213}|$ биполярного транзистора от частоты входного сигнала в схеме с ОЭ

При этом граничная частота f_{h213} по коэффициенту передачи тока будет совпадать с граничной частотой f_S транзистора по крутизне $|\dot{S}| = y_{213}(f)$. Граничная частота f_S определяет постоянную времени транзистора $\tau = 1/2\pi f_S$ на ВЧ. На высоких частотах, превышающих граничную частоту f_{h213} , спад модуля коэффициента усиления тока h_{213} или β приобретает линейный характер, который может быть описан зависимостью, получаемой из выражения (5.31), если пренебречь в знаменателе единицей в подкоренном выражении:

$$h_{213}(f) \approx h_{213} \cdot f_{h213} / f. \quad (5.32)$$

Из полученного выражения следует, что коэффициент передачи тока $h_{213}(f)$ на ВЧ уменьшается обратно пропорционально частоте сигнала. Выявленное снижение усилительных свойств биполярного транзистора на высоких частотах объясняется наличием диффузионной емкости C_d .

Частота f_T , на которой коэффициент передачи тока базы $h_{213}(f_T) = 1$, называется предельной частотой коэффициента усиления тока в схеме с общим эмиттером. При этом граничная и предельная частоты коэффициента усиления тока в схеме с ОЭ связаны через значение h_{213} соотношением $f_T = f_{h213} h_{213}$. Если в справочнике приведено значение параметра $h_{213}(f_1)$ для некоторой частоты f_1 , то значение предельной частоты $f_T = f_1 \cdot h_{213}(f_1)$. В схеме с общей базой граничная частота передачи тока эмиттера I_3 , который является там входным током, $f_\alpha = f_{h213} = (1 + h_{213})f_{h213}$, т.е.

$f_{h_{21Б}} \approx f_T \gg f_{h_{21Э}}$, что свидетельствует о том, что схема с ОБ является более высокочастотной, чем схема с ОЭ.

Определим величину диффузионной емкости C_d эмиттерного перехода, показанной на эквивалентной схеме (рис. 5.9). Учитывая, что с одной стороны граничная частота передачи тока $f_{h_{21Э}} = f_T/h_{21Э}$, а с другой стороны её можно выразить формулой $f_{h_{21Э}} = 1/2\pi C_d r_{б'э} = 1/2\pi C_d r_э(1 + h_{21Э})$, то приравняв правые части первого и второго выражений, получаем уравнение относительно емкости C_d :

$$f_T/h_{21Э} = 1/2\pi C_d r_э(1 + h_{21Э}). \quad (5.33)$$

Поскольку $h_{21Э} \gg 1$, то из уравнения (5.33), пренебрегая единицей, получаем выражение для определения диффузионной емкости C_d :

$$C_d = 1/2\pi f_T r_э. \quad (5.34)$$

5.3. Параметры физических эквивалентных схем замещения полевого транзистора на низких и высоких частотах

Для определения низкочастотных свойств полевого транзистора можно воспользоваться семейством его проходных и выходных характеристик, например, приведенных на рис. 5.11 для транзистора с управляющим р-п переходом.

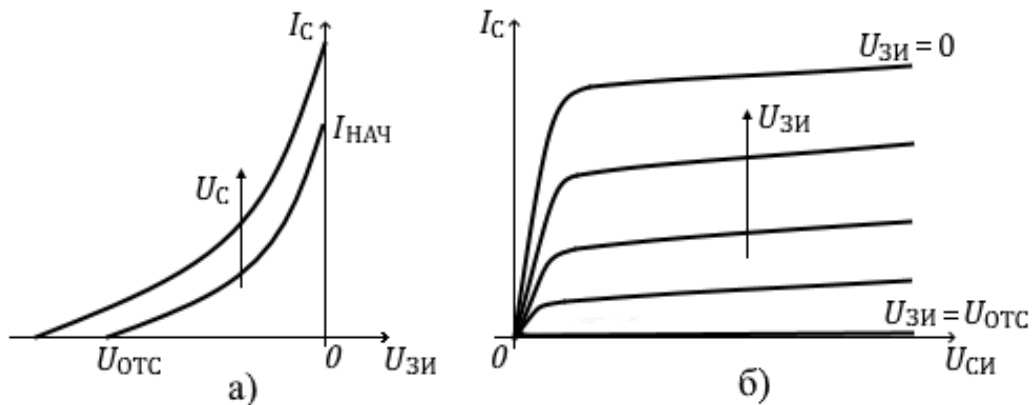


Рис. 5.11. Вольт-амперные характеристики (ВАХ) полевого транзистора с управляющим р-п переходом: а) проходные ВАХ, б) выходные ВАХ

Эквивалентная схема усилительного каскада на полевом транзисторе с общим истоком (ОИ) для переменных составляющих токов и напряжений приведена на рис. 5.12,а.

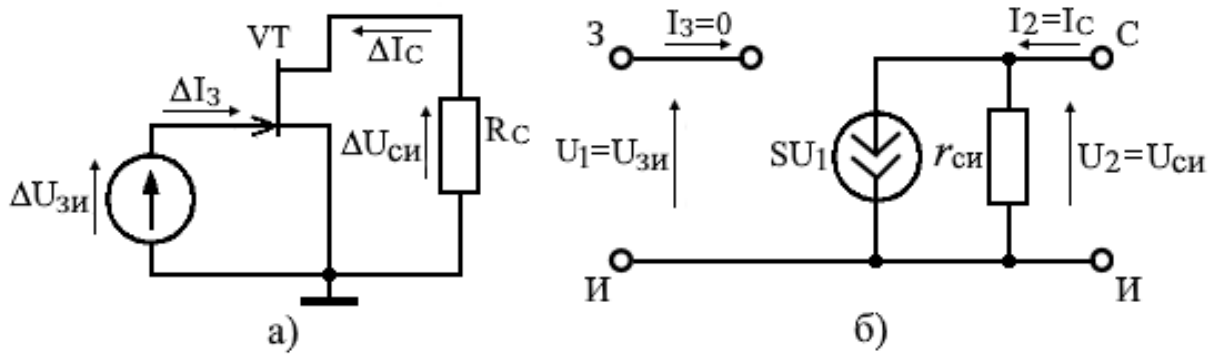


Рис. 5.12. Эквивалентные схемы полевого транзистора: а) для переменной составляющей, б) физическая эквивалентная схема на НЧ

Заменяя в режиме усиления малых сигналов переменные токи и напряжения их малыми приращениями ΔI_i и ΔU_{jk} , запишем систему уравнений для полевого транзистора в Y -параметрах в следующем виде:

$$\begin{aligned}\Delta I_3 &= Y_{11}\Delta U_{3И} + Y_{12}\Delta U_{СИ} \\ \Delta I_C &= Y_{21}\Delta U_{3И} + Y_{22}\Delta U_{СИ}.\end{aligned}\quad (5.35)$$

Поскольку ток затвора является настолько малой величиной, что можно считать $I_3 = 0$, а следовательно, и его приращение $\Delta I_3 = 0$. Тогда из первого уравнения системы для выполнения условия равенства правых и левых частей следует, что $Y_{11} = Y_{12} = 0$.

Предполагая напряжение на стоке $U_{СИ}$ неизменным при построении графика проходной ВАХ, можно считать, что его приращение $\Delta U_{СИ} = 0$. Тогда из второго уравнения системы получаем выражение для крутизны проходной характеристики: $Y_{21И} = \Delta I_3 / \Delta U_{3И} = S$.

Далее, полагая напряжение на затворе $U_{3И}$ постоянным, будем иметь его приращение $\Delta U_{3И} = 0$. Тогда из второго уравнения системы получаем формулу для определения дифференциального параметра $Y_{22И} = \Delta I_C / \Delta U_{СИ} = 1/r_{СИ}$. Данный параметр характеризует наклон выходных характеристик в области насыщения, который ввиду своей малости определяет очень малую выходную проводимость транзистора или большое сопротивление канала $r_{СИ}$ между стоком и истоком.

Основной системе уравнений (5.4), описывающей активный четырех-полюсник с формальными Y -параметрами, при определенных выше конкретных Y -параметрах усилительного прибора будет соответствовать на НЧ физическая эквивалентная схема замещения полевого транзистора, приведенная на рис. 5.12,б. Из второго уравнения этой системы и рис. 5.12,б следует, что выходной ток транзистора $I_2 = I_C$ на НЧ будет определяться выражением:

$$I_2 = SU_1 + (1/r_{СИ}) U_2. \quad (5.36)$$

В области высоких частот на характеристики транзистора будут влиять межэлектродные емкости, условно показанные на рис. 5.13,а.

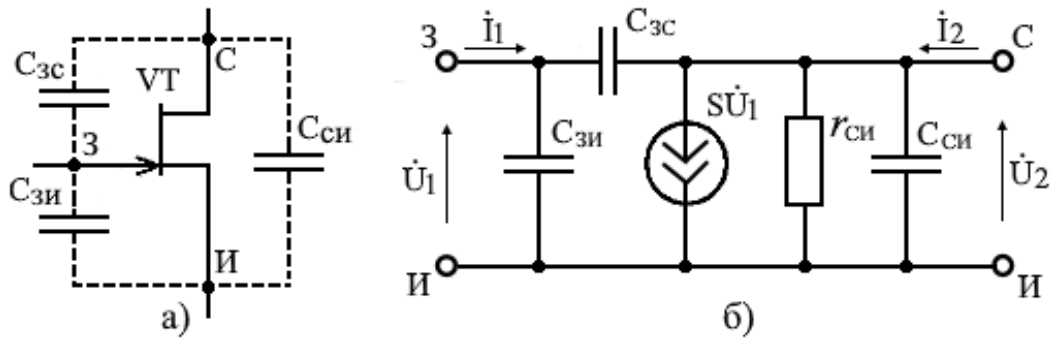


Рис. 5.13. а) межэлектродные емкости полевого транзистора, б) физическая эквивалентная схема замещения полевого транзистора на ВЧ

Емкость $C_{3и}$ образуется между входными зажимами и является барьерной емкостью между затвором и истоком. Емкость $C_{3с}$ называется проходной емкостью между затвором и стоком, она также является барьерной. Емкость $C_{си}$ - это емкость между выходными зажимами (выводы стока и истока).

Примерные значения этих емкостей для маломощных транзисторов составляют: $C_{3и} = 2 \dots 15$ пФ, $C_{3с} = 0,3 \dots 10$ пФ, емкость $C_{си}$ не превышает 1 пФ для транзисторов с управляющим р-п переходом и $C_{си} = 3 \dots 15$ пФ для МДП-транзисторов. В мощных МДП-транзисторах значения межэлектродных емкостей могут доходить до сотни пикофард. С учетом межэлектродных емкостей физическая эквивалентная схема полевого транзистора на высоких частотах при включении с общим истоком принимает вид, показанный на рис. 5.13,б.

У-параметры этой схемы находятся методом короткого замыкания по входу и выходу.

$$\dot{Y}_{11} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} = \frac{\dot{U}_1(j\omega C_{3и} + j\omega C_{3с})}{\dot{U}_1} = j\omega(C_{3и} + C_{3с}),$$

$$\dot{Y}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} = \frac{\dot{U}_1(S - j\omega C_{3с})}{\dot{U}_1} = S - j\omega C_{3с},$$

$$\dot{Y}_{12} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} = \frac{-\dot{U}_2(j\omega C_{3с})}{\dot{U}_2} = -j\omega C_{3с},$$

$$\dot{Y}_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} = \frac{\dot{U}_2(g_i + j\omega(C_{си} + C_{3с}))}{\dot{U}_2} = g_i + j\omega(C_{си} + C_{3с}),$$

где g_i – проводимость канала между стоком и истоком, $g_i = 1/r_{си}$.

Сумма емкостей $C_{3и} + C_{3с}$ называется статической входной емкостью или входной емкостью при ненагруженном транзисторе. На низкой частоте, когда в формулах для Y -параметров принимают $\omega = 0$, учитываются только два НЧ параметра: $y_{21} = S$ и $y_{22} = 1/r_{си}$.

Крутизна полевого транзистора $S = |\dot{Y}_{21}|$ практически не зависит от частоты, но имеет малую величину $S_{пт} \leq 20$ мА/В по сравнению с крутизной биполярного транзистора $S_{бт} = 50 \dots 250$ мА/В.

5.3. Определение основных показателей усилительного каскада с помощью формальных Y -параметров усилительного прибора, проводимостей источника сигнала и нагрузки

В общем виде эквивалентная схема усилительного каскада по переменной составляющей состоит из усилительного прибора, представляемого активным четырехполюсником, к входным зажимам которого подключен источник сигнала с ЭДС $\dot{E}_Г$, обладающий внутренним сопротивлением $Z_Г = 1/\dot{Y}_Г$, а к выходным зажимам подключена нагрузка $Z_Н = 1/\dot{Y}_Н$, как показано на рис. 5.14.

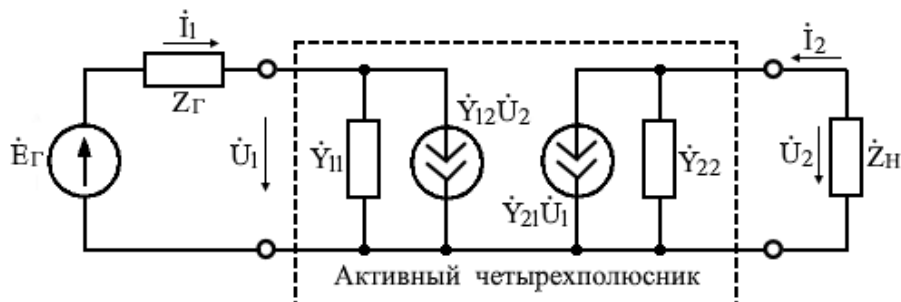


Рис. 5.14. Формальная эквивалентная схема усилительного каскада с подключенным источником сигнала и комплексной нагрузкой

Основными показателями усилительного каскада являются коэффициенты передачи по току и напряжению, а также значения входных и выходных сопротивлений (проводимостей) каскада: $\dot{K}_U = \dot{U}_2/\dot{U}_1$, $\dot{K}_E = \dot{U}_2/\dot{E}_Г$, $\dot{K}_I = \dot{I}_2/\dot{I}_1$, $\dot{Y}_{вх}$, $\dot{Y}_{вых}$. Пусть активный четырехполюсник описывается системой двух уравнений в Y -параметрах:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{Y}_{11}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= \dot{Y}_{21}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{22}\dot{U}_2, \end{aligned} \quad (5.37)$$

где Y -параметры определяются методом короткого замыкания на входе и выходе схемы по переменной составляющей.

Непосредственно из представленной на рис. 5.14 схемы, учитывая, что ток $\dot{Y}_{21}\dot{U}_1$ второго генератора протекает по параллельному соединению про-

проводимостей \dot{Y}_{22} и \dot{Y}_H , записываем выражение для напряжения \dot{U}_2 на нагрузке $\dot{Z}_H = 1/\dot{Y}_H$ [4]:

$$\dot{U}_2 = -\dot{Y}_{21}\dot{U}_1/(\dot{Y}_{22} + \dot{Y}_H), \quad (5.38)$$

из которого получаем формулу для коэффициента передачи каскада по напряжению:

$$\dot{K}_U = \dot{U}_2/\dot{U}_1 = -\dot{Y}_{21}/(\dot{Y}_{22} + \dot{Y}_H). \quad (5.39)$$

Определим входную проводимость усилительного каскада $\dot{Y}_{\text{вх}} = \dot{I}_1/\dot{U}_1$ при подключенной нагрузке $\dot{Z}_H = 1/\dot{Y}_H$. Для этого левую и правую части первого уравнения системы (5.37) разделим на \dot{U}_1 . В результате получаем выражение:

$$\dot{Y}_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{Y}_{11}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{12}\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{12}\dot{K}_U = \dot{Y}_{11} - \frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{22} + \dot{Y}_H}, \quad (5.40)$$

которое состоит из двух слагаемых: статической \dot{Y}_{11} и динамической составляющей (второе слагаемое), возникающей из-за появления внутренней обратной связи \dot{Y}_{12} .

Далее находим сквозной коэффициент передачи по напряжению \dot{K}_E . Из схемы на рис. 5.14 получаем выражение для входного тока \dot{I}_1 :

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_1\dot{Y}_{\text{вх}} = \dot{E}_\Gamma/(\dot{Z}_\Gamma + \dot{Y}_{\text{вх}}^{-1}), \quad (5.41)$$

откуда выражаем

$$\dot{E}_\Gamma = \dot{U}_1(1 + \dot{Z}_\Gamma\dot{Y}_{\text{вх}}). \quad (5.42)$$

Подставляя (5.42) в формулу для \dot{K}_E , окончательно находим:

$$\dot{K}_E = \frac{\dot{U}_2}{\dot{E}_\Gamma} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1(1 + \dot{Z}_\Gamma\dot{Y}_{\text{вх}})} = \frac{\dot{K}_U}{(1 + \dot{Z}_\Gamma\dot{Y}_{\text{вх}})}, \quad (5.43)$$

где коэффициент передачи по напряжению \dot{K}_U был определен ранее по (5.39).

Найдём коэффициент передачи по току \dot{K}_I . Получим из схемы на рис. 5.14 выражение для тока \dot{I}_2 , протекающему по нагрузке \dot{Y}_H :

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{Y}_{21}\dot{U}_1\dot{Y}_H}{\dot{Y}_{22} + \dot{Y}_H} = -\dot{K}_U\dot{U}_1\dot{Y}_H = -\dot{U}_2\dot{Y}_H, \quad (5.44)$$

где знак минус указывает на то, что принятое направление тока \dot{I}_2 не совпадает с направлением падения напряжения \dot{U}_2 на нагрузке \dot{Y}_H . Далее, исходя из определения коэффициента передачи по току \dot{K}_I , записываем:

$$\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{-\dot{U}_2 \dot{Y}_H}{\dot{U}_1 \dot{Y}_{BX}} = -\dot{K}_U \frac{\dot{Y}_H}{\dot{Y}_{BX}}. \quad (5.45)$$

Подставляя в эту формулу полученные раньше выражения для входной проводимости \dot{Y}_{BX} (5.40) и коэффициента передачи по напряжению \dot{K}_U (5.39), приходим к окончательной формуле для \dot{K}_I :

$$\dot{K}_I = \frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11} + \dot{Z}_H(\dot{Y}_{11}\dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21})}. \quad (5.46)$$

Выходную проводимость определим с помощью второго уравнения системы (5.37), разделив его правую и левую части на напряжение \dot{U}_2 :

$$\dot{Y}_{\text{вых}} = \frac{\dot{Y}_{21}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{22}\dot{U}_2}{\dot{U}_2} = \dot{Y}_{22} + \dot{Y}_{21}\dot{K}_{U\text{обр}}, \quad (5.47)$$

где $\dot{K}_{U\text{обр}} = \dot{U}_1/\dot{U}_2$ – коэффициент передачи активного четырехполюсника с выхода на вход.

Получить соотношение для $\dot{K}_{U\text{обр}}$ можно, подключив источник ЭДС \dot{E}_Γ к выходным зажимам четырехполюсника вместо сопротивления нагрузки \dot{Z}_H , а его прежнее место подключения закоротить. Тогда для напряжения \dot{U}_1 на входных зажимах можно записать, что

$$\dot{U}_1 = -\dot{Y}_{12}\dot{U}_2/(\dot{Y}_{11} + \dot{Z}_\Gamma^{-1}), \quad (5.48)$$

откуда получаем соотношение для обратного коэффициента передачи напряжения с выхода на вход:

$$\dot{K}_{U\text{обр}} = \dot{U}_1/\dot{U}_2 = -\frac{\dot{Y}_{12}}{\dot{Y}_{11} + \dot{Z}_\Gamma^{-1}}, \quad (5.49)$$

подставляя которое в формулу (5.47), получаем окончательное выражение для выходной проводимости каскада $\dot{Y}_{\text{вых}}$ при закороченном месте подключения источника ЭДС усиливаемого сигнала \dot{E}_Γ :

$$\dot{Y}_{\text{вых}} = \dot{Y}_{22} - \frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11} + \dot{Z}_\Gamma^{-1}}. \quad (5.50)$$

Таким образом, через Y-параметры активного четырехполюсника, внутреннее сопротивление источника сигнала и сопротивление нагрузки можно определить все основные показатели усилительного каскада.

6. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

6.1. Основные определения и виды обратной связи

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

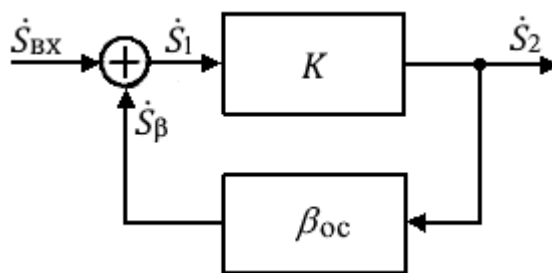


Рис. 6.1. Структурная схема усилителя, охваченного обратной связью

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

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

Достоинства отрицательной обратной связи (ООС):

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

Недостатки отрицательной обратной связи:

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

Ввиду того, что сигналы в усилителях с ОС (рис. 6.1) могут быть представлены токами и напряжениями, существуют различные виды организации обратной связи. По способу получения сигнала обратной связи с выхода усилителя различают **ОС по напряжению**, когда сигнал на выходе четырех-полюсника цепи ОС является функцией напряжения: $\dot{U}_\beta = f(\dot{U}_2)$, как показано на рис. 6.2,а, и **ОС по току**, когда сигнал обратной связи является функцией выходного тока: $\dot{U}_\beta = f(\dot{I}_2)$, как показано на рис. 6.2,б.

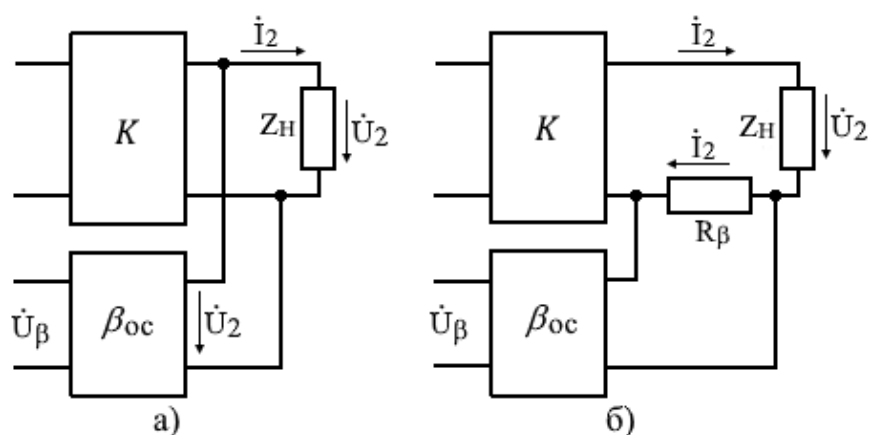


Рис. 6.2. Способы формирования сигнала обратной связи на выходе усилителя:
а) по напряжению, б) по току

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

По способу введения сигнала ОС во входную цепь усилителя различают **последовательную ОС**, когда выход цепи ОС подключен к входу усилителя

последовательно с источником сигнала, как показано на рис. 6.3,а, и **параллельную ОС**, когда выход цепи ОС подсоединен параллельно входу усилителя, как показано на рис. 6.3,б.

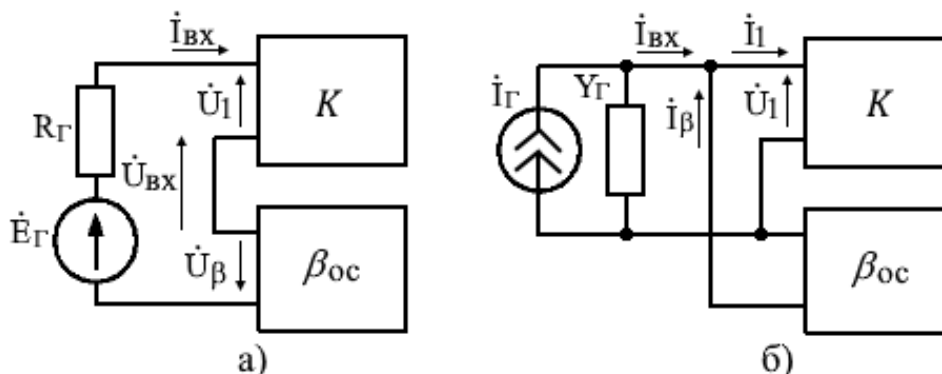


Рис. 6.3. Способы введения обратной связи во входную цепь усилителя:
а) при последовательной ОС, б) при параллельной ОС

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

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

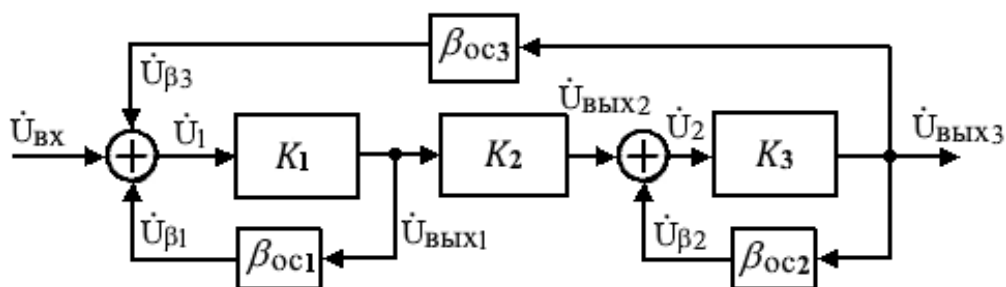


Рис. 6.4. Разновидности структур обратной связи в многокаскадном усилителе

В зависимости от способа съема сигнала обратной связи с выхода усилителя и способа подачи сигнала с выхода цепи ОС на вход усилителя различают четыре основных вида обратной связи:

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

6.2. Коэффициент передачи усилителя с обратной связью

На основе определения обратной связи, отраженного в структурной схеме усилителя на рис. 6.1, получим общее выражение для коэффициента передачи \dot{K}_{oc} усилителя, охваченного обратной связью [11]. При принятых на схеме обозначениях сигналов коэффициент усиления усилителя без ОС (собственно усилителя K) можно записать в виде: $\dot{K} = \dot{S}_2 / \dot{S}_1$. Коэффициент передачи цепи ОС: $\dot{\beta}_{oc} = \dot{S}_\beta / \dot{S}_2$. Напряжение на входе усилителя \dot{K} после сумматора представим в виде алгебраической суммы: $\dot{S}_1 = \dot{S}_{bx} + \dot{S}_\beta$, откуда сигнал на входе усилителя с ОС: $\dot{S}_{bx} = \dot{S}_1 - \dot{S}_\beta$. С учетом того, что сигнал на выходе цепи ОС: $\dot{S}_\beta = \dot{S}_1 \dot{\beta}_{oc} \dot{K}$, перепишем \dot{S}_{bx} в виде:

$$\dot{S}_{bx} = \dot{S}_1 - \dot{S}_1 \dot{\beta}_{oc} \dot{K} = \dot{S}_1 (1 - \dot{\beta}_{oc} \dot{K}).$$

Коэффициент передачи усилителя, охваченного обратной связью:

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

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

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

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

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

Если же петлевое усиление $\dot{\beta}_{oc} \dot{K}$ в области средних частот является вещественной и отрицательной величиной, т.е. $\dot{\beta}_{oc} \dot{K} = \beta_{oc} K < 0$, то ОС будет отрицательной. При этом коэффициент усиления усилителя с ОС будет меньше коэффициента усиления без ОС:

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

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

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

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

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

6.3. Свойства усилителей с обратной связью

6.3.1. Влияние ОС на входное сопротивление усилителя

а) Последовательная ОС

Введение напряжения обратной связи \dot{U}_β во входную цепь усилителя при последовательной ОС показано выше на рис. 6.3,а. Для усилителя при отсутствии ОС напряжение с выхода цепи обратной связи $\dot{U}_\beta = 0$ и входное сопротивление определяется выражением: $\dot{Z}_{вх} = \dot{U}_1 / \dot{I}_{вх}$. При наличии ОС входное сопротивление $\dot{Z}_{вх\ oc} = \dot{U}_{вх} / \dot{I}_{вх}$. Так как при последовательной ОС напряжение на входе усилителя K определяется суммой напряжений:

$\dot{U}_1 = \dot{U}_{вх} + \dot{U}_\beta$, где $\dot{U}_\beta = \dot{\beta}_{oc} \dot{K} \dot{U}_1$, то входное напряжение усилителя с ОС как нового устройства можно записать в виде:

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_1 - \dot{\beta}_{oc} \dot{K} \dot{U}_1 = \dot{U}_1 (1 - \dot{\beta}_{oc} \dot{K}).$$

Разделив полученное для $\dot{U}_{вх}$ выражение на $\dot{I}_{вх}$, получаем входное сопротивление усилителя с ОС:

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

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

результате включения противофазного напряжения \dot{U}_β последовательно с напряжением \dot{E}_r .

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

б) Параллельная ОС

Введение тока обратной связи \dot{I}_β во входную цепь усилителя при параллельной ОС показано на рис. 6.3,б. Для усилителя при отсутствии ОС ток, поступающий с выхода цепи обратной связи, $\dot{I}_\beta = 0$, и входное сопротивление усилителя определяется выражением: $\dot{Z}_{\text{вх}} = \dot{U}_1 / \dot{I}_{\text{вх}} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1$. При введении ОС входное сопротивление $\dot{Z}_{\text{вх ос}} = \dot{U}_1 / \dot{I}_{\text{вх}}$. Так как при параллельной ОС входной ток \dot{I}_1 усилителя K определяется суммой: $\dot{I}_1 = \dot{I}_{\text{вх}} + \dot{I}_\beta$, где $\dot{I}_\beta = \dot{\beta}_{\text{ос}} \dot{K} \dot{I}_1$, то входной ток усилителя с ОС как нового устройства можно записать в виде: $\dot{I}_{\text{вх}} = \dot{I}_1 - \dot{\beta}_{\text{ос}} \dot{K} \dot{I}_1 = \dot{I}_1 (1 - \dot{\beta}_{\text{ос}} \dot{K})$. Тогда входное сопротивление усилителя с ОС:

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

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

При параллельной положительной ОС входное сопротивление усилителя увеличивается, так как ток генератора сигнала \dot{I}_r синфазно складывается с выходным током \dot{I}_β цепи ОС, увеличивая ток \dot{I}_1 и, следовательно, напряжение \dot{U}_1 на входе усилителя K .

6.3.2. Влияние ОС на выходное сопротивление усилителя

а) Обратная связь по напряжению

При обратной связи по напряжению сигнал ОС снимается непосредственно с выводов резистора нагрузки \dot{Z}_n виде напряжения \dot{U}_2 , как показано на рис. 6.2,а. В этом случае при закорачивании нагрузки по переменной со-

ставляющей напряжение на её зажимах $\dot{U}_2 = 0$, и сигнал на выходе цепи ОС пропадает.

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

При введении обратной связи $\dot{Z}_{вых\text{ ос}} = \dot{U}_{2xx\text{ ос}}/\dot{I}_{2кз}$, где напряжение $\dot{U}_{2xx\text{ ос}}$ на выходе усилителя при ХХ, если ОС последовательная по входу и на входе осуществляется суммирование напряжений, можно записать в виде:

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

Учитывая, что $\dot{U}_\beta = \dot{U}_{2xx\text{ ос}} \dot{\beta}_{ос}$, запишем:

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

Производя в (6.8) группировку членов, получаем:

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

откуда находим напряжение холостого хода на выходе усилителя при ОС:

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

Тогда выходное сопротивление усилителя при наличии ОС:

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

При отрицательной обратной связи выходное сопротивление

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

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

б) Обратная связь по току

При обратной связи по току сигнал ОС снимается в виде напряжения с дополнительного резистора R_β , являющегося датчиком тока, включенного

последовательно с сопротивлением нагрузки \dot{Z}_H , как показано на рис. 6.2,б. Поскольку падение напряжения на резисторе R_β отражает все изменения выходного тока \dot{I}_2 , оно используется в качестве входного сигнала для цепи ОС. При холостом ходе, когда нагрузка по переменному току отключается от выхода усилителя, протекающий через нагрузку и резистор R_β переменный ток $\dot{I}_2 = 0$, и сигнал обратной связи пропадает.

Выходное сопротивление равно отношению напряжения холостого хода на выходе усилителя \dot{U}_{2xx} к току короткого замыкания $\dot{I}_{2кз}$. При отсутствии обратной связи $\dot{Z}_{вых} = \dot{U}_{2xx}/\dot{I}_{2кз}$, где $\dot{I}_{2кз} = \dot{I}_1 \dot{K}_{кз}$, а $\dot{K}_{кз}$ есть коэффициент передачи усилителя при КЗ на его выходе по переменному току. При отключении по переменному току нагрузки \dot{Z}_H (холостой ход) обратная связь пропадает. Поэтому значение напряжения холостого хода \dot{U}_{2xx} на выходе усилителя с ОС и без ОС будет одинаковым: $\dot{U}_{2xx ос} = \dot{U}_{2xx}$.

При введении обратной связи $\dot{Z}_{вых ос} = \dot{U}_{2xx ос}/\dot{I}_{2кз ос}$, где ток $\dot{I}_{2кз ос}$ на выходе усилителя при КЗ при параллельной ОС по входу, когда на входе осуществляется суммирование токов, можно записать в виде:

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

Учитывая, что $\dot{I}_\beta = \dot{I}_{2кз ос} \dot{\beta}_{ос}$, перепишем (6.13) в виде:

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

Производя в (6.14) группировку членов, получаем:

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

откуда находим ток короткого замыкания на выходе усилителя при ОС:

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

Тогда выходное сопротивление усилителя при наличии ОС:

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

При отрицательной обратной связи по току выходное сопротивление

$$\dot{Z}_{вых ос} = \dot{Z}_{вых} (1 + \dot{\beta}_{ос} \dot{K}_{кз}) > \dot{Z}_{вых}. \quad (6.18)$$

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

6.3.3. Влияние отрицательной ОС на нестабильность коэффициента усиления

Будем считать величину $\delta K = \Delta K / K$ относительной нестабильностью коэффициента усиления усилителя без ОС. Для определения относительной нестабильности δK_{oc} коэффициента усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью (ООС), воспользуемся основным выражением (6.3) теории обратной связи, отражающим изменение коэффициента усиления для усилителя с ООС [11]:

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

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

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

Вычисляем производную в виде отношения:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

или

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

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

6.3.4. Влияние отрицательной ОС на линейные частотные искажения

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

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

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

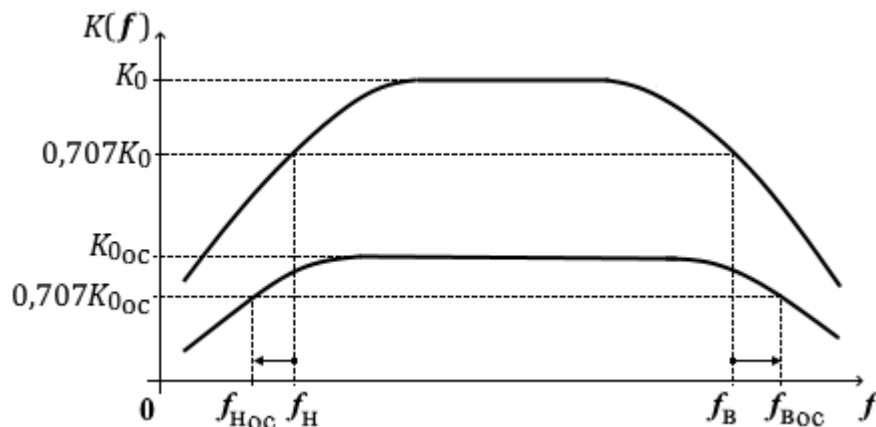


Рис. 6.5. Иллюстрация расширения полосы пропускания усилителя при введении отрицательной обратной связи

В области нижних и верхних частот из-за спада АЧХ $K(f)$ усилителя без ОС усиление петли ОС $\beta_{oc}K(f)$ будет уменьшаться, что приведет к меньше-

му спаду усиления усилителя, охваченному ООС. При этом спад АЧХ усилителя с ООС становится более пологим, частотные искажения уменьшаются, а полоса пропускания усилителя расширяется как в сторону нижних, так и в сторону верхних частот. Спад АЧХ у усилителя без ООС можно рассматривать как нестабильность коэффициента усиления, которая при введении ООС уменьшается в F раз.

Получим количественные соотношения, определяющие степень расширения полосы пропускания при введении отрицательной ОС [11]. Воспользуемся обобщенной формулой для операторного коэффициента передачи усилителя переменного напряжения, АЧХ которого приведена на рис. 6.5:

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

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

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

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

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

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

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

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

Введя в формулу (6.31) показанные там обозначения, запишем её в следующем виде:

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

где

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

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

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

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

$$f_{B oc} = \frac{1}{2\pi\tau_{B oc}} = \frac{(1 + \beta_{oc}K_0)}{2\pi\tau_B} = f_B(1 + \beta_{oc}K_0) = f_B F. \quad (6.35)$$

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

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

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

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

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

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

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

$$\begin{aligned}
 tg\varphi_{oc} &= \frac{B}{A + \beta_{oc}(A^2 + B^2)} = \frac{B/A}{1 + \beta_{oc}K\sqrt{(A^2 + B^2)/A^2}} = \\
 &= \frac{tg\varphi}{1 + \beta_{oc}K\sqrt{1 + tg^2\varphi}} < tg\varphi.
 \end{aligned} \tag{6.38}$$

Так как $tg\varphi$ характеризует фазовый сдвиг напряжения на выходе усилителя в диапазоне частот, и, следовательно, показывает отклонение ФЧХ от линейной функции, то при введении ООС фазовые искажения также уменьшаются.

Выше было показано (6.4), что передаточная функция усилителя с обратной связью при глубокой ОС определяется только характеристиками цепи ОС и не зависит от передаточной функции самого усилителя без ООС: $\dot{K}_{oc} = 1/\dot{\beta}_{oc}$. Поэтому частотно-зависимая отрицательная ОС будет вносить изменения в частотные характеристики усилителя, которые будут обратными по отношению к частотным характеристикам модуля коэффициента передачи $\dot{\beta}_{oc}$ цепи ОС.

Рассмотрим несколько примеров влияния частотно-зависимой цепи ОС на АЧХ усилителя. При выполнении цепи ОС в виде интегрирующей RC-цепи, показанной на рис. 6.6,а, модуль её коэффициента передачи с ростом частоты падает. Следовательно, результирующая АЧХ усилителя с ОС в этой области частот будет иметь подъём.

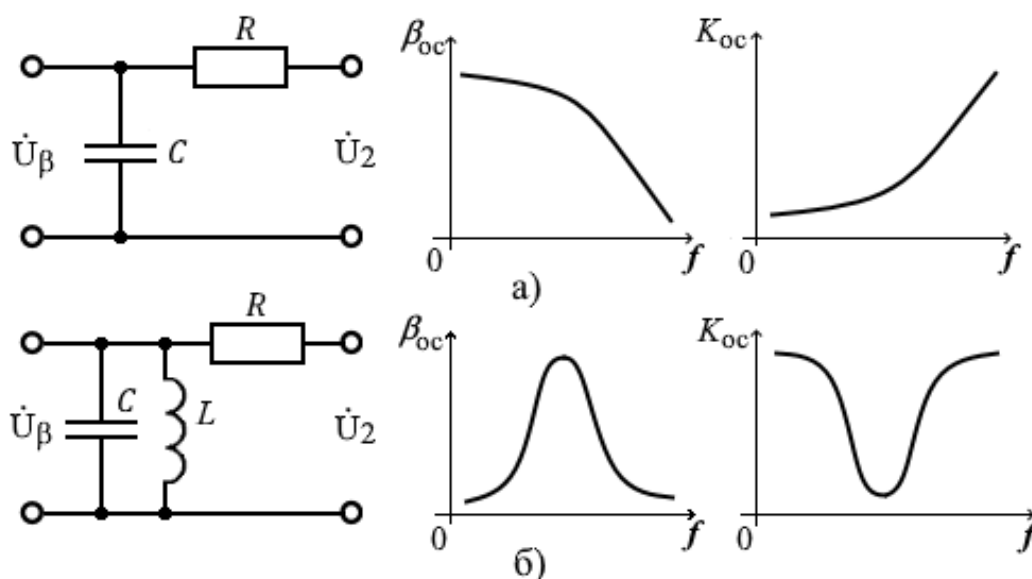


Рис. 6.6. Схемы частотно-зависимых цепей ОС и оказываемое ими влияние на формирование АЧХ усилителей с ОС

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

6.3.5. Влияние обратной связи на устойчивость усилителя

При введении в усилитель обратной связи могут возникнуть условия для самовозбуждения усилителя, т.е. превращения его в автогенератор собственных колебаний. Для определения условий устойчивой работы усилителя рассмотрим выражение для комплексного коэффициента передачи усилителя с ОС [11]:

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

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

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

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

2. Если $\beta_{oc}(\omega)K(\omega) = 1$, то выполняется условие **баланса амплитуд**. Коэффициент усиления теоретически стремится к бесконечности, поскольку $K_{oc} = K/(1 - \beta_{oc}K) \rightarrow \infty$, что соответствует самовозбуждению усилителя.

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

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

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

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

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

Условию самовозбуждения усилителя ($\dot{\beta}_{oc}K = \beta_{oc}K = 1$) на комплексной плоскости (A, jB) соответствует точка с координатами $(1, 0)$, лежащая на вещественной оси, как показано на рис. 6.7.

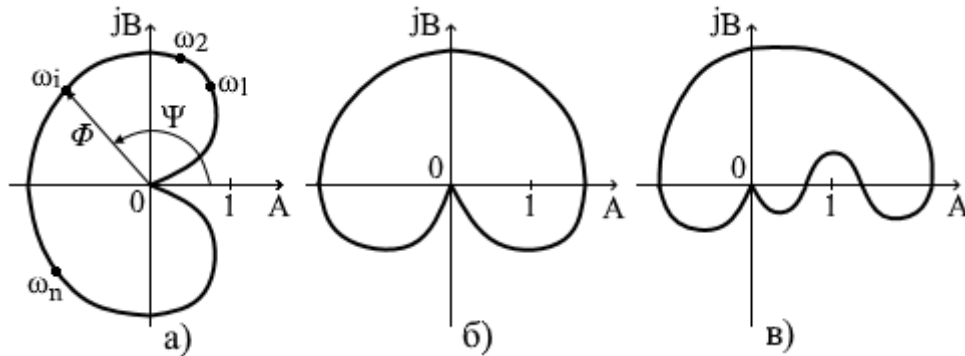


Рис. 6.7. Годографы вектора петлевого усиления усилителей с ОС: а) абсолютно устойчивого, б) неустойчивого, в) условно устойчивого усилителя

Задавая с некоторым шагом значения частоты ω от $\omega = 0$ до $\omega = \infty$, для каждого нового значения частоты ω_i по формулам (6.41) находим длину вектора $\phi(\omega_i)$ и его фазовый угол $\Psi(\omega_i)$. Затем по полученным точкам строим линию годографа, показанную на рис. 6.7,а.

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

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

Для обеспечения устойчивого состояния усилителя следует уменьшать фазовый сдвиг и модуль петлевого усиления, что может быть достигнуто уменьшением числа каскадов, охваченных цепями ОС. Принимая во внима-

ние неустойчивость параметров усилителя, необходимо иметь запас по устойчивости, определяемый коэффициентом запаса $\alpha_{\text{зап}} = 1/A_{10}$, где $A_{10} = |\beta_{\text{ос}} K|$, и углом запаса по фазе $\varphi_{\text{зап}}$, физический смысл которых поясняется на рис. 6.8.

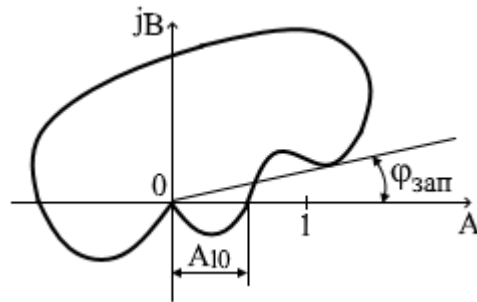


Рис. 6.8. Обеспечение запаса по устойчивости в усилителях с ОС

При реализации усилительных схем с ОС запас по устойчивости обеспечивают, выбирая $\alpha_{\text{зап}} \geq 2 \dots 3$ и $\varphi_{\text{зап}} \geq 20 \dots 30^\circ$ [5].

6.3.6. Влияние отрицательной ОС на нелинейные искажения и помехи в усилителе

При рассмотрении влияния отрицательной обратной связи на нелинейные искажения или собственные помехи усилителя представим реальный усилитель в виде неискажающего линейного усилителя с коэффициентом передачи K , к выходному сигналу которого добавляются гармонические составляющие от некоторого внутреннего генератора гармоник, возникающих от нелинейностей ВАХ выходного каскада усилителя или его собственных помех [2, 7, 17]. При суммировании неискаженного усиленного сигнала с напряжением гармоник $\dot{U}_Г$ от данного генератора создается напряжение, в точности совпадающее по форме с искаженным сигналом на выходе реального усилителя, представленного на рис. 6.9 как искажающий усилитель.

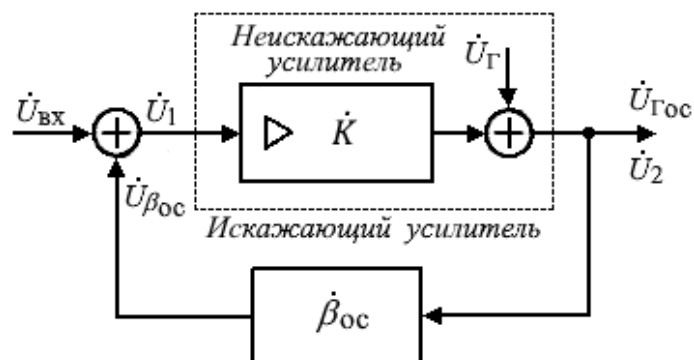


Рис. 6.9. К определению нелинейных искажений усилителя с ОС

При охвате реального (искажающего) усилителя обратной связью с коэффициентом передачи $\dot{\beta}_{\text{ос}}$ напряжение возникающих в усилителе без ОС

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

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

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

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

Полученное выражение показывает, что введение ОС изменяет напряжение гармоник или помех аналогично изменению коэффициента передачи усилителя (6.27). Общий вид полученной формулы означает, что она будет справедлива для всех способов получения с выхода усилителя сигнала ОС и введения его во входную цепь.

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

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

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

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

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

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

6.3.7. Влияние отрицательной ОС на амплитудную характеристику усилителя

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

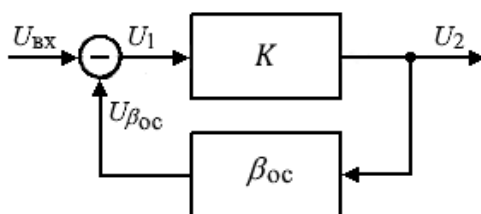


Рис. 6.10. Структурная схема усилителя с отрицательной ОС

С помощью геометрических построений на рис. 6.11 рассмотрим формирование амплитудной характеристики при охвате усилителя отрицательной ОС [17].

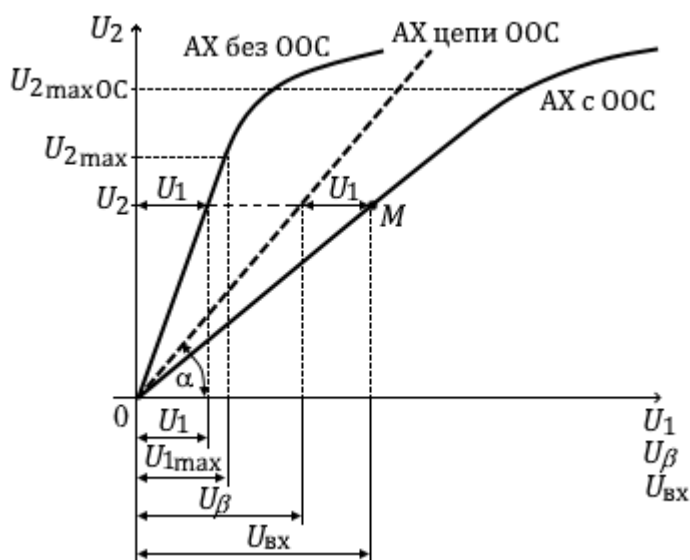


Рис. 6.11. Амплитудные характеристики усилителя без ОС и с отрицательной ОС

При рассмотрении амплитудной характеристики усилителя без обратной связи для уровней входного напряжения $U_1 \leq U_{1max}$ зависимость $U_2 = f(U_1)$

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

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

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

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

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

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

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

Данное приращение напряжения отобразим на графике для выбранного уровня выходного напряжения U_2 , получая таким образом точку M новой амплитудной характеристики усилителя с ОС с координатами $(U_{вх}, U_2)$. Да-

лее, задаваясь другим уровнем напряжения U_2 на выходе усилителя (т.е. смещая горизонтальную пунктирную линию, соответствующую U_2 , выше или ниже первоначального уровня), по формуле (6.47) получаем координаты других точек амплитудной характеристики усилителя, охваченного отрицательной ОС. Полученная зависимость $U_2 = f(U_{вх})$ характеризуется существенно большей линейностью, поскольку она получается из линейной характеристики цепи ОС путем сдвига её точек вправо на небольшие величины U_1 .

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

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

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

6.4. Схемы реализации видов отрицательной ОС в усилителях

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

6.4.1. Последовательная отрицательная ОС по напряжению

Структурная схема усилителя с данным видом ООС приведена на рис. 6.12:

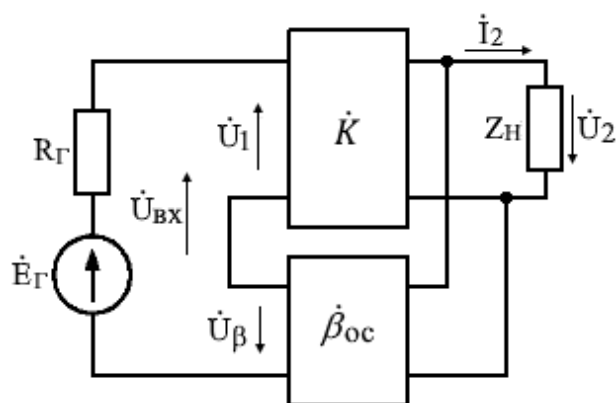


Рис. 6.12. Структурная схема последовательной ОС по напряжению

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

В схеме усилителя на рис. 6.13,а, где транзистор VT включен по схеме с общим коллектором, напряжением ОС по переменной составляющей является выходное напряжение $\dot{U}_2 = \dot{U}_\beta$, синфазное с входным напряжением относительно общего провода, но противофазное с ним относительно перехода база-эмиттер транзистора VT. Поэтому ОС здесь является отрицательной. $K_u \approx 1$.

В схеме на рис. 6.13,б цепь ОС образована делителем из резисторов R_{oc} и $R_{э1}$. Поэтому напряжение \dot{U}_β на выходе цепи ОС будет являться только частью выходного напряжения \dot{U}_2 . В данной схеме $K_u \gg 1$.

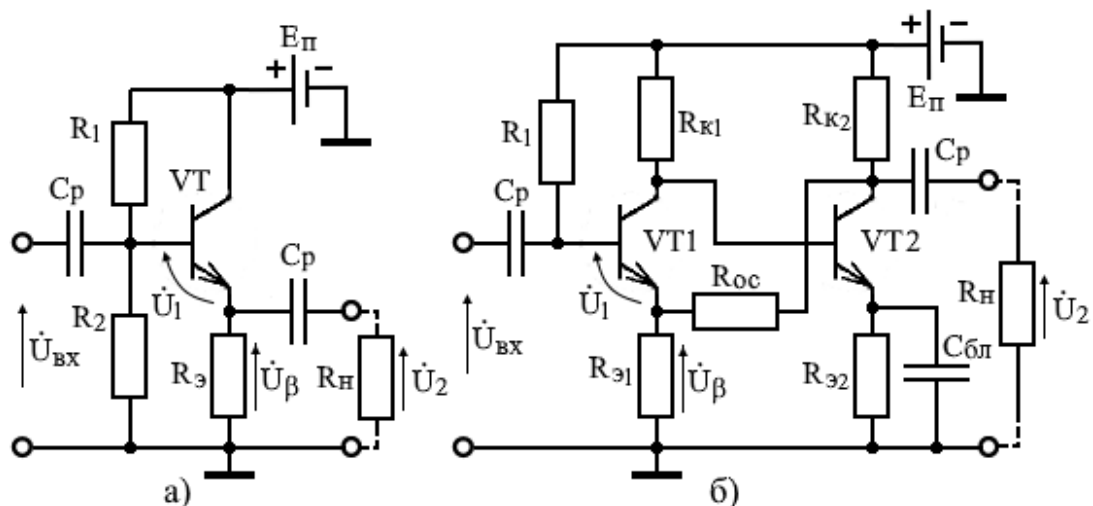


Рис. 6.13. Схемы усилителей с последовательной ООС по напряжению

При коротком замыкании нагрузки R_H по переменной составляющей напряжение на выходе пропадает ($\dot{U}_2 = 0$). При этом пропадает также напряжение на выходе цепи ОС, т.е. $\dot{U}_\beta = 0$. При данном виде ОС во входной

цепи усилителя происходит алгебраическое суммирование напряжения сигнала $\dot{U}_{\text{вх}}$ с выходным напряжением \dot{U}_{β} цепи ОС.

6.4.2. Последовательная отрицательная ОС по току

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

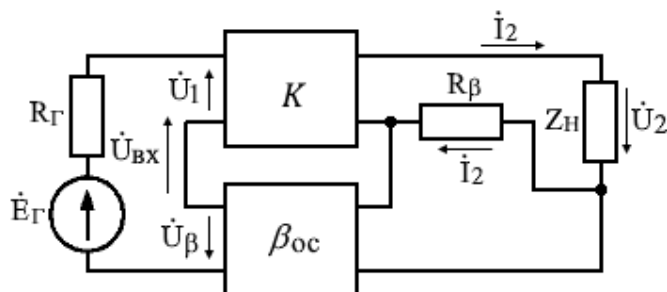


Рис. 6.14. Структурная схема последовательной ОС по току

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

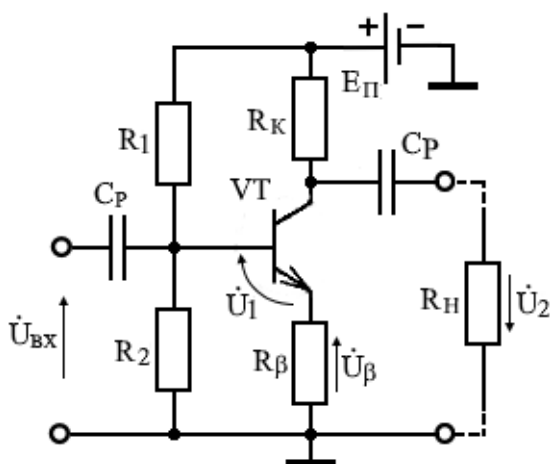


Рис. 6.15. Схема усилителя с последовательной ООС по току

Для создания обратной связи по току в цепь эмиттера транзистора VT включен резистор R_{β} , через который протекает один и тот же переменный ток, что и через параллельное соединение резисторов R_K и R_N , причем резистор R_N является внешней нагрузкой. На резисторе R_{β} образуется напряжение ОС \dot{U}_{β} , которое будет включено последовательно с напряжением \dot{U}_1 на переходе база-эмиттер транзистора VT, но при этом будет ему противофазно. При коротком замыкании по переменной составляющей выхода каскада (вывод коллектора) на общий провод напряжение обратной связи \dot{U}_{β} не пропадает. $K_u > 1$.

6.4.3. Параллельная отрицательная ОС по напряжению

Структурная схема усилителя с данным видом обратной связи приведена на рис. 6.16.

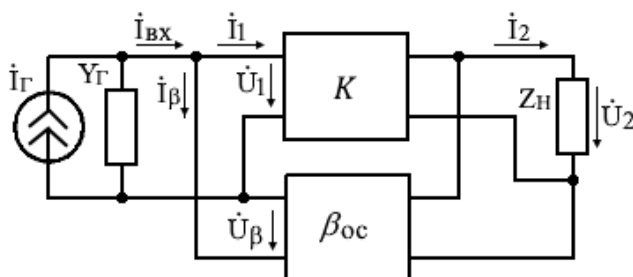


Рис. 6.16. Структурная схема параллельной ООС по напряжению

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

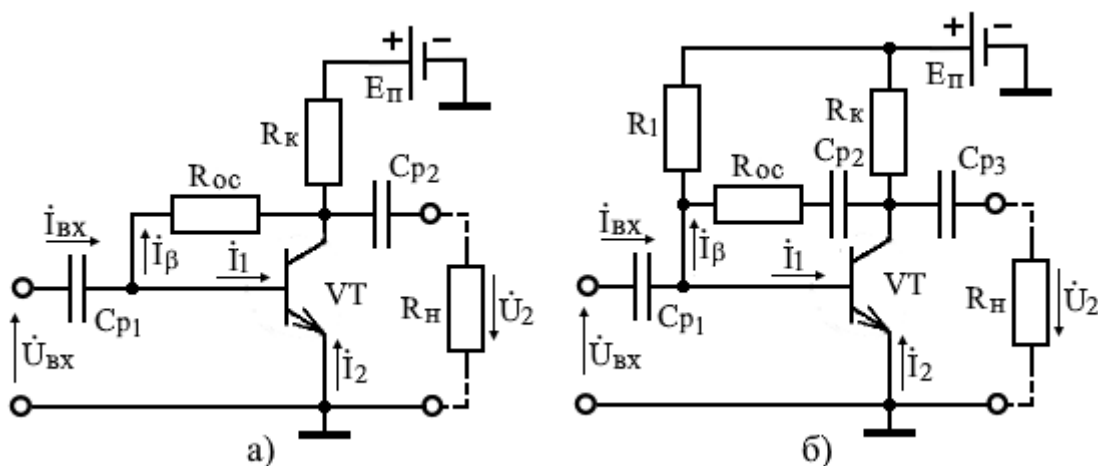


Рис. 6.17. Схемы усилителей с параллельной ООС по напряжению

При параллельной ОС на входе усилителя осуществляется суммирование тока от источника сигнала с током, поступающим по цепи ОС, с выхода усилителя. Входной ток I_{BX} , создаваемый напряжением источника сигнала U_{BX} с большим выходным сопротивлением (источник тока), и ток I_β , создаваемый переменным выходным напряжением U_2 с помощью резистора R_{oc} , находятся в противофазе, поскольку каскад с общим эмиттером переворачивает фазу напряжения входного сигнала на 180° . В схеме на рис. 6.17,а резистор R_{oc} является ещё частью схемы коллекторного смещения и схемы коллекторной стабилизации режима транзистора по постоянному току. В схеме на рис. 6.17,б смещение задается фиксированным током базы через резистор R_1 , а отрицательная ОС осуществляется только по переменной составляю-

щей благодаря разделительному конденсатору C_{p2} . Разделительные конденсаторы C_{pi} имеют пренебрежимо малое сопротивление в рабочем диапазоне частот. Схема на рис. 6.17,а используется чаще из-за меньшего числа компонентов и большей функциональности. В обеих схемах $K_u \gg 1$.

6.4.4. Параллельная отрицательная ОС по току

Структурная схема усилителя с данным видом обратной связи приведена на рис. 6.18. Напряжение ОС на выходе усилителя формируется в результате протекания выходного тока \dot{I}_2 по специально включенному последовательно с нагрузкой Z_H резистору R_β .

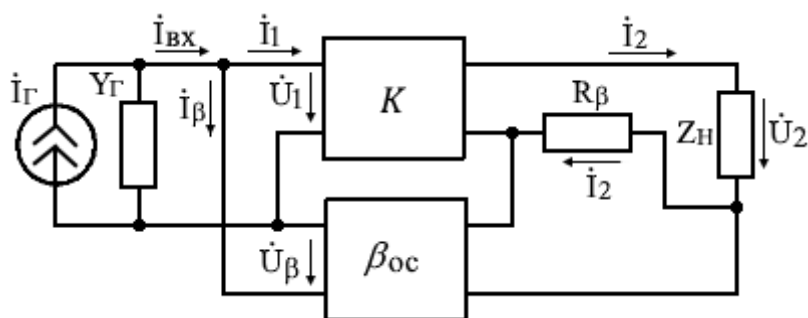


Рис. 6.18. Структурная схема параллельной ООС по току

Новое устройство с введенной параллельной отрицательной ОС по току будет обладать более низким входным сопротивлением и более высоким значением выходного сопротивления, чем усилитель K без обратной связи. Приведем электрическую схему усилителя, в котором применяется данный вид обратной связи.

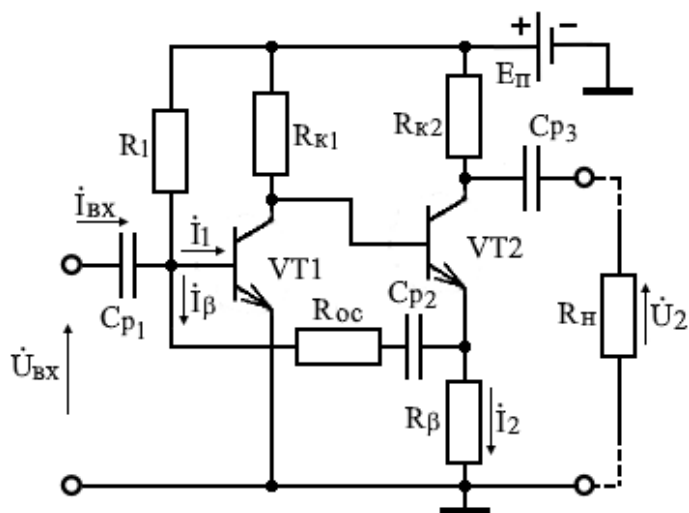


Рис. 6.19. Схема усилителя с параллельной отрицательной ОС по току

Для образования обратной связи по току в цепь эмиттера транзистора VT2 включен резистор R_β , на котором выходной переменный ток \dot{I}_2 создает падение напряжения $R_\beta \dot{I}_2$, которое является противофазным с входным

напряжением $\dot{U}_{\text{вх}}$, т.е. ОС является отрицательной. Поэтому создаваемый напряжением $R_{\beta} \dot{I}_2$ с помощью резистора обратной связи $R_{\text{ос}}$ ток \dot{I}_{β} , поступающий на базу VT1, будет вычитаться из входного тока $\dot{I}_{\text{вх}}$, уменьшая ток \dot{I}_1 , поступающий непосредственно на вход усилительного каскада (базовый вывод транзистора VT1). При замыкании выхода усилителя (коллектор VT2) по переменной составляющей на общий провод сигнал ОС не исчезнет, поскольку он снимается с вывода эмиттера транзистора VT2. Разделительные конденсаторы C_{pi} обеспечивают гальваническую развязку цепей постоянного и переменного токов. Они имеют пренебрежимо малое сопротивление в рабочем диапазоне частот. Коэффициент усиления $K_u \gg 1$.

6.5. Паразитные обратные связи в усилителях

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

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

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

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

Рассмотрим параллельную схему питания усилительных каскадов на примере двухкаскадного усилителя на биполярных транзисторах (рис. 6.20).

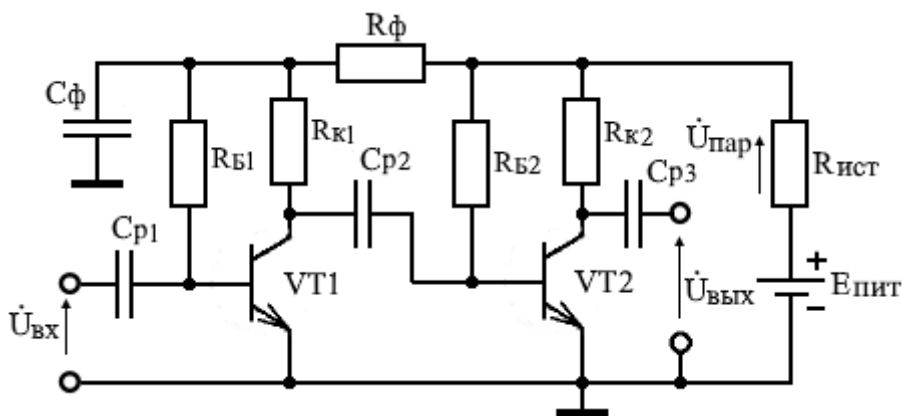


Рис. 6.20. Компенсация паразитной ОС по цепи коллекторного питания

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

7. КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

7.1. Основные определения и характеристики усилителей

Предварительные каскады усиления переменного и постоянного тока предназначены для усиления входных сигналов до величины, достаточной для возбуждения оконечного каскада, являющегося усилителем мощности. В отличие от усилителей переменного тока, примером которых являются усилители звуковых частот (УЗЧ), усилители постоянного тока (УПТ) обладают способностью усиливать также постоянную составляющую тока сигнала, т.е. у данного класса усилителей $f_{н\text{ гр}} = 0$. Сравнение частотных характеристик УЗЧ и УПТ приведено на рис. 7.1.

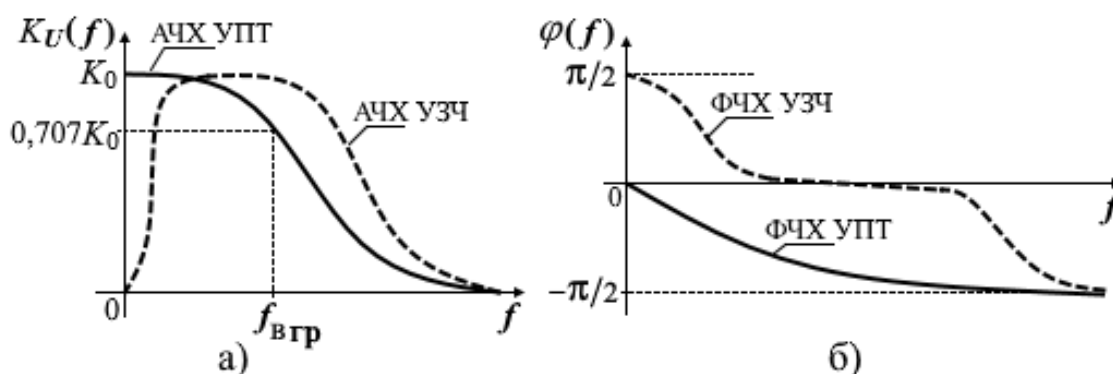


Рис. 7.1. Частотные характеристики усилителя постоянного тока и усилителя звуковых частот: а) АЧХ УПТ и УЗЧ, б) ФЧХ УПТ и УЗЧ

Из графиков амплитудно-частотных характеристик на рис. 7.1,а следует, что усиление УПТ максимально при нулевой частоте сигнала, в то время как усилитель переменного тока (усилитель звуковых частот) не способен усиливать сигналы нулевых частот из-за наличия в его схеме разделительных конденсаторов и трансформаторов, которые препятствуют передаче постоянной составляющей сигнала. Графики фазочастотных характеристик на рис. 7.1,б показывают, что у УПТ отсутствует фазовый сдвиг на нулевой частоте сигнала, а у УЗЧ (усилителя переменного тока) фазовый сдвиг на этой частоте максимален и имеет положительный знак.

Переходная характеристика УПТ в области малых времен имеет такой же характер, как и у усилителя переменного тока (рис. 7.2,а). Однако, в области больших времен, где область малых времен (ОМВ) сжимается в вертикальный отрезок в окрестности нулевой частоты, переходная характеристика УПТ имеет не спадающий равномерный тренд, в то время как в переходной характеристике УЗЧ появляется нарастающий со временем спад Δ , как показано на рис. 7.2,б.

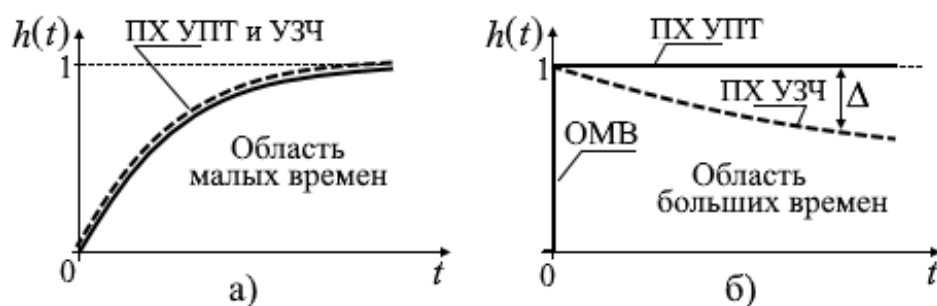


Рис. 7.2. Переходные характеристики УПТ и усилителя звуковых частот (УЗЧ):
а) ПХ в области малых времен, б) ПХ в области больших времен

Из-за необходимости усиления постоянной составляющей сигнала в УПТ нельзя применять частотно-зависимые элементы (разделительные конденсаторы и трансформаторы), а также оптронные развязывающие цепи, особенно в схемах межкаскадной связи. В УПТ используется только гальваническая (непосредственная) связь между каскадами, что допускает возможность усиления низкочастотной помехи, близкой по характеру к полезному сигналу. Схемы простейших однокаскадных УПТ на биполярных транзисторах приведены на рис. 7.3.

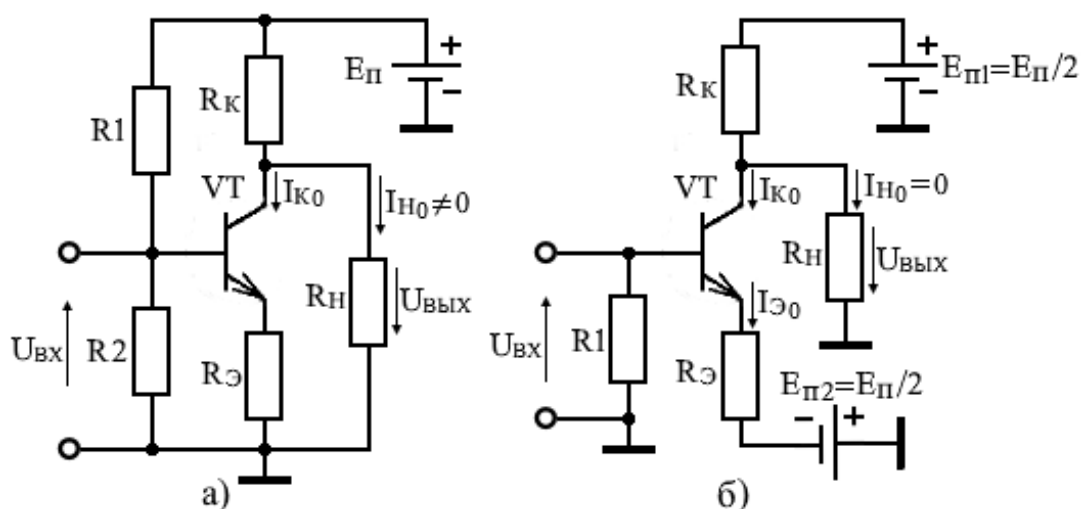


Рис. 7.3. Однокаскадные УПТ на биполярных транзисторах с подключенной нагрузкой: а) с несимметричным питанием, б) с симметричным питанием

Из-за несимметричного питания в схеме УПТ на рис. 7.3,а при отсутствии входного сигнала через нагрузку R_n протекает постоянный ток $I_{H0} \neq 0$, создавая на ней падение напряжения $U_{вых} = E_{п} - R_{к}(I_{к0} + I_{H0}) \neq 0$, которое может быть уменьшено до минимальной величины (но не до нуля) лишь при полностью открытом транзисторе VT (режим насыщения), когда усиление уже невозможно. Таким образом, при проектировании схем на УПТ из нескольких каскадов при несимметричном питании возникает необходимость

компенсации напряжения на коллекторе, определяющего режим транзистора по постоянному току.

Избежать такой ситуации можно, применяя в каскаде УПТ симметричное питание, как показано в схеме на рис. 7.3,б, где $E_{п1} = E_{п2} = E_{п}/2$. Тогда при соблюдении баланса напряжений: $I_{к0}R_{к} = U_{кэ0} + I_{э0}R_{э} = E_{п}/2$ через нагрузку не будет протекать постоянный ток ($I_{н0} = 0$), и напряжение на выходе УПТ (на коллекторе) при отсутствии сигнала на входе будет равно нулю: $U_{вых} = 0$.

Отметим, что в схеме на рис. 7.3,б, благодаря второму источнику питания $E_{п2}$, при задании начального смещения можно обойтись без делителя напряжения $R1$ и $R2$, который используется в схеме при несимметричном питании на рис. 7.3,а, поскольку здесь для задания смещения используется резистор $R_{э}$, с помощью которого между базой и эмиттером транзистора VT создается необходимое напряжение покоя: $U_{БЭ0} = E_{п}/2 - I_{э0}R_{э}$.

Неприятной особенностью простейших каскадов УПТ является наличие на их выходе **дрейфа нуля** [5,10], которым называют самопроизвольное изменение выходного напряжения при неизменном входном сигнале или закороченном входе усилителя, когда $U_{вх} = 0$.

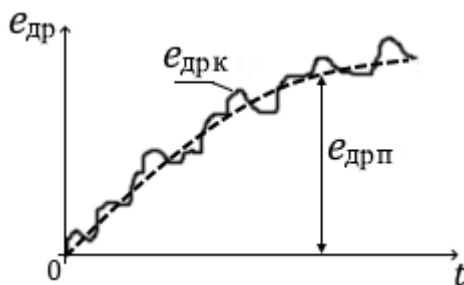


Рис. 7.4. Напряжение дрейфа нуля на выходе усилителя постоянного тока

В напряжении дрейфа нуля $e_{др}(t)$ на выходе усилителя на рис. 7.4 можно выделить постоянную $e_{дрп}(t)$ и колебательную (переменную) $e_{дрк}(t)$ составляющие дрейфа. Причиной постоянной составляющей дрейфа являются:

- нестабильность напряжения источника питания;
- температурная нестабильность параметров элементов схемы;
- физическое старение элементов схемы.

Переменная составляющая дрейфа обусловлена низкочастотными помехами и шумами, в большей части, из-за флуктуаций при токораспределении на переходе эмиттер-база транзистора. По величине переменная составляющая дрейфа намного меньше постоянной. Наличие дрейфа нуля в УПТ препятствует достижению высокой чувствительности каскада (усилению малых сигналов).

Различают два вида дрейфа:

- **абсолютный дрейф** $\Delta U_{\text{вых}}$ при закороченном входе усилителя, т.е. при $U_{\text{вх}} = 0$. Он измеряется в [мкВ/час, мкВ/сутки];
- **относительный** или **приведенный** к входу усилителя **дрейф**, по которому оценивается качество работы УПТ: $e_{\text{др}} = \Delta U_{\text{вых}}/K_U$.

Наиболее существенным в транзисторных УПТ является **температурный дрейф**. Это величина приведенного дрейфа при изменении температуры на 1°C: $e_{\text{др}} = \Delta U_{\text{вых}}/(K_U \Delta T)$. Данный вид дрейфа измеряется в [мкВ/град].

Если УПТ является многокаскадным усилителем, и каждый каскад в нём вносит свою долю напряжения дрейфа, умножаемую последующими каскадами, то напряжение дрейфа на выходе усилителя:

$$\Delta U_{\text{вых}} = e_{\text{др}1} K_1 K_2 \dots K_n + e_{\text{др}2} K_2 K_3 \dots K_n + \dots + e_{\text{др}n} K_n. \quad (7.1)$$

При этом величина приведенного ко входу дрейфа:

$$e_{\text{др}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{K_U} = e_{\text{др}1} + e_{\text{др}1} \frac{1}{K_1} + \dots + e_{\text{др}n} \frac{1}{K_1 K_2 \dots K_{n-1}}, \quad (7.2)$$

где $K_U = K_1 K_2 \dots K_n$. Если коэффициент усиления первого каскада $K_1 \geq 10$, то можно считать, что дрейф нуля всего усилителя будет определяться дрейфом нуля первого каскада.

Все УПТ с гальванической связью можно классифицировать на два вида: небалансные и балансные. К отдельному большому классу относятся УПТ с преобразованием усиливаемого сигнала на несущую частоту и последующей демодуляцией переменного сигнала после его усиления (МДМ-усилители).

7.2. Небалансные усилители постоянного тока

Примером небалансного УПТ является двухкаскадный усилитель на биполярных транзисторах, схема которого представлена на рис. 7.5 [10, 18].

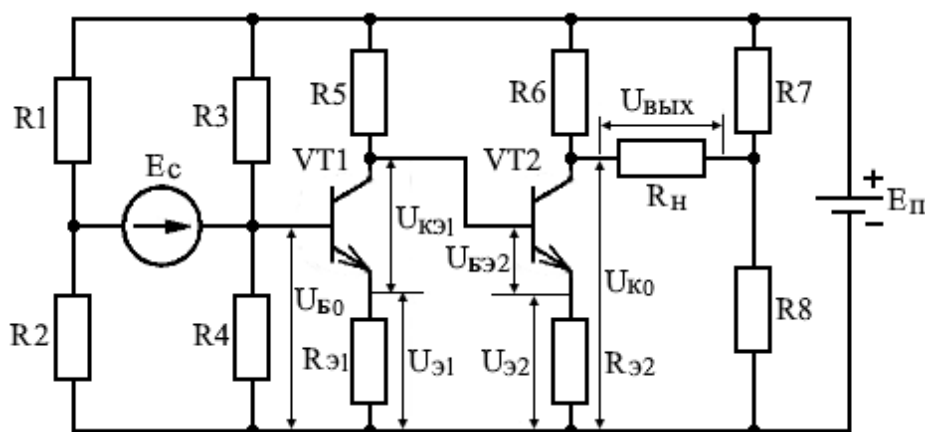


Рис. 7.5. Небалансный двухкаскадный усилитель постоянного тока

В усилителе использована гальваническая связь между каскадами. Напряжение смещения на базу второго каскада, задающего его рабочую точку, подается через коллекторную нагрузку (резистор R_5) первого каскада. В каскадах УПТ применена эмиттерная стабилизация коллекторных токов покоя с помощью резисторов $R_{э1}$ и $R_{э2}$. Чтобы исключить влияние напряжения источника питания $E_{п}$ на входной и выходной сигналы, источник сигнала E_c и нагрузка $R_{н}$ включены по мостовой схеме в диагонали сбалансированных мостов. Резисторы R_1 и R_2 первого моста компенсируют смещение $U_{Б0}$ на базе транзистора VT1, а резисторы R_7 и R_8 второго моста компенсируют положительный потенциал $U_{к0}$ на коллекторе транзистора VT2, определяющий его режим работы. Если же будет изменяться напряжение сигнала E_c , то будет изменяться и напряжение, действующее между базой и эмиттером транзистора VT1. В результате, транзистор будет усиливать это изменение напряжения сигнала, которое после двухкаскадного усиления изменит напряжение $U_{вых}$ на резисторе нагрузки $R_{н}$, включенном в диагональ моста на выходе УПТ.

Проведём качественную оценку усилительных свойств данного УПТ. Согласно обозначениям на рис. 7.5 запишем:

$$U_{Бэ2} = (U_{кэ1} + U_{э1}) - U_{э2}. \quad (7.3)$$

Из полученного соотношения следует, что

$$U_{э2} = U_{э1} + (U_{кэ1} - U_{Бэ2}), \quad (7.4)$$

где выражение в скобках всегда является положительной величиной, поскольку в активном режиме работы транзистора $U_{кэ1}$ превышает $U_{Бэ2} \approx 0,7$ В примерно на порядок. Поэтому всегда будет выполняться неравенство: $U_{э2} > U_{э1}$. Это приводит к двум негативным последствиям. Во-первых, при неизменных значениях напряжения питания $E_{п}$ и режимов работы транзисторов VT1 и VT2 сопротивление резистора R_6 приходится выбирать меньшим, чем R_5 , что снизит коэффициент усиления по напряжению второго каскада.

Во-вторых, увеличение $U_{э2}$ при одинаковом режиме работы транзисторов достигается путем увеличения сопротивления $R_{э2}$, что приводит к дополнительному заметному уменьшению усиления второго каскада, поскольку сопротивления $R_{эi}$ создают в каскадах последовательную отрицательную ОС по току. Поэтому создание небалансных УПТ подобного типа с числом каскадов, превышающим три, является не эффективным из-за значительного снижения усиления последующих каскадов.

Применение схем сдвига уровня коллекторного потенциала вместо использования резисторов $R_{эi}$, создающих ООС, позволяет увеличить усиление. Однако наличие гальванических связей между каскадами сохраняет важный

недостаток этих УПТ: возникновение дрейфа нуля на выходе под действием дестабилизирующих факторов.

7.3. Балансные усилители постоянного тока. Дифференциальный каскад

Использование балансных или мостовых схем в усилителях постоянного тока позволяет получить существенное уменьшение дрейфа нуля, обусловленное многими факторами: изменением напряжения питания и температуры окружающей среды, а также старением элементов усилителя. Балансные схемы УПТ имеют два входа и два выхода, что допускает четыре разновидности использования таких схем [12], показанные на рис. 7.6.

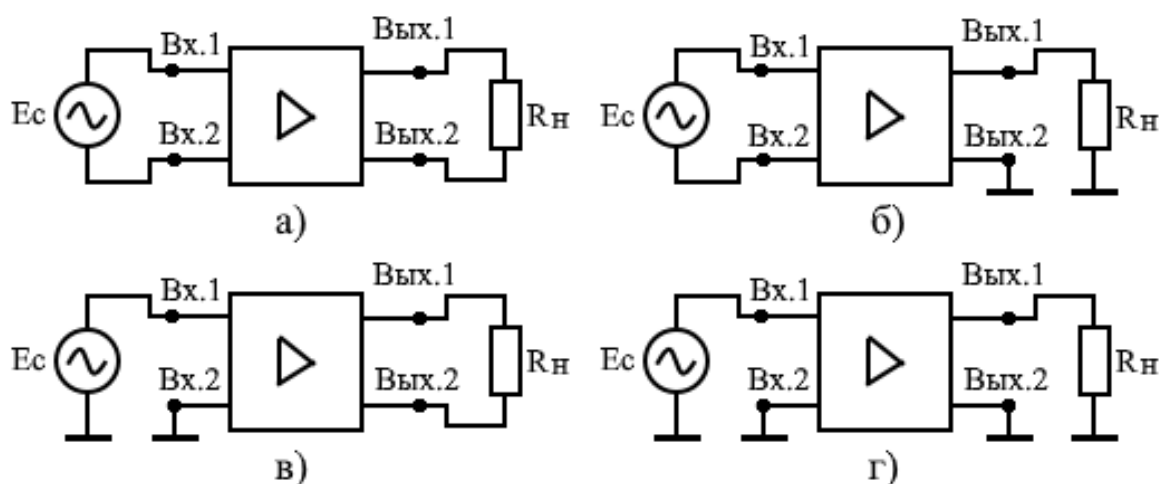


Рис. 7.6. Варианты схем подключения источника сигнала и нагрузки в балансных УПТ: а) симметричный вход – симметричный выход; б) симметричный вход – несимметричный выход; в) несимметричный вход – симметричный выход; г) несимметричный выход – несимметричный выход

Наибольшее распространение среди мостовых схем получил параллельный балансный усилитель, который ещё называют дифференциальным (разностным) усилителем (ДУ). К достоинствам ДУ относятся:

- способность подавления синфазных сигналов (помех);
- способность усиления разностного (парафазного) сигнала;
- способность выполнения математических операций, таких как перемножение сигналов и преобразование частоты сигнала.

Основным достоинством ДУ является очень малый дрейф нуля из-за дифференциального включения двух транзисторов по мостовой схеме и их идентичности по всем параметрам, поскольку ДУ в настоящее время выполняются на одном кристалле, составляющем основу интегральных микросхем (ИМС). Схемы выполнения ДУ на биполярных и полевых транзисторах являются идентичными (рис. 7.7) [16].

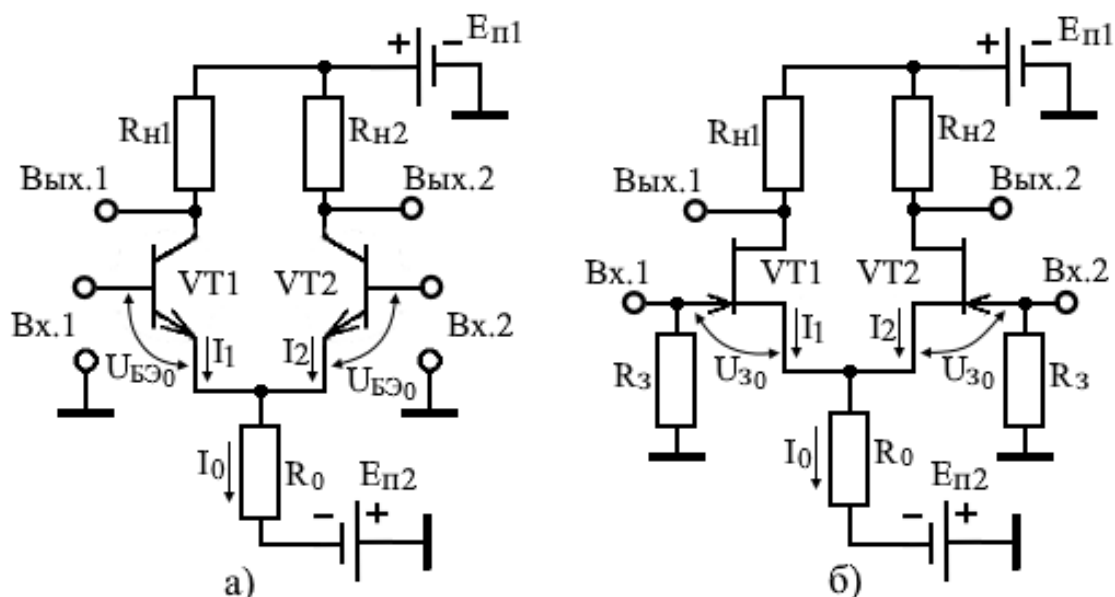


Рис. 7.7. Дифференциальные усилительные каскады: а) на биполярных транзисторах; б) на полевых транзисторах с управляющим р-п переходом

Представленные на этих рисунках дифференциальные усилители можно подключать к источнику входного сигнала и внешней нагрузке всеми указанными на рис. 7.6 способами. При симметричном выходе внешняя нагрузка R_n подключается между выводами коллекторов (стоков) транзисторов, т.е. между клеммами «Вых.1» и «Вых.2». При несимметричном выходе внешняя нагрузка R_n подключается между одной из клемм «Вых.1» («Вых.2») и общим проводом («землей»).

Для обеспечения нулевого уровня выходного напряжения на коллекторе (стоке) без применения схем сдвига уровня в ДУ использован второй источник питания $E_{п2}$, подключённый к точке соединения эмиттеров (истоков) транзисторов через резистор R_0 . Назначение данного резистора – компенсация влияния дестабилизирующих факторов при неидеальном балансе схемы путём введения последовательной отрицательной ООС по току, образующейся для синфазных сигналов благодаря резистору R_0 .

Кроме того, второй источник питания $E_{п2}$ и резистор R_0 позволяют реализовать начальное смещение $U_{БЭ0}$ без применения стандартного базового делителя на резисторах, использующегося в небалансных схемах:

$$U_{БЭ0} = E_{п2} - I_0 R_0.$$

Вследствие симметричности схемы ДУ при равенстве резисторов $R_{н1}$, $R_{н2}$ и подобранных транзисторах VT1 и VT2, что точно выполняется при интегральном исполнении, токи транзисторов I_i будут одинаковыми при любых одновременных и односторонних изменениях свойств транзисторов, резисторов и входных напряжений $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$. При этом разность выходных напряжений

между коллекторами (стоками) транзисторов $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых1}} - U_{\text{вых2}} = 0$. В такой идеальной схеме дрейф нуля будет полностью отсутствовать, а синфазные входные напряжения ($\dot{U}_{\text{вх1}} = \dot{U}_{\text{вх2}}$) даже при значениях, приближающихся к $E_{\text{п}}$, не будут вызывать выходного отклика.

Данное свойство дифференциального усилителя можно объяснить путем представления его эквивалентной схемой в виде балансного моста [13, 18], приведенной на рис. 7.8. Резисторы R_{VT1} и R_{VT2} в нижней части моста представляют собой выходные сопротивления транзисторов ДУ, которые изменяются в зависимости от уровня напряжений, подаваемых на входы ДУ.

Резисторы R_{H1} и R_{H2} в верхней части моста подключаются к коллекторам (стокам) транзисторов в качестве внутренней нагрузки. При симметричном выходе $R_{H1} = R_{H2}$, а в диагональ моста между точками «Вых.1» и «Вых.2» может быть включено внешнее нагрузочное сопротивление R_H , которое не показано на рис. 7.7. Левое плечо моста образовано элементами R_{H1} и R_{VT1} , а правое плечо – элементами R_{H2} и R_{VT2} .

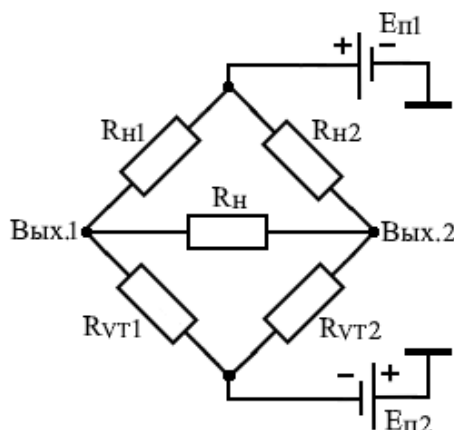


Рис. 7.8. Эквивалентная схема дифференциального усилителя

Причины, вызывающие дрейф нуля в УПТ (нестабильность напряжения питания, влияние температуры на параметры элементов и их старение), действуют на оба плеча моста одинаково. Поэтому потенциалы на концах резистора R_H в диагонали моста будут также изменяться одинаково, оставаясь равными друг другу, что обуславливает отсутствие тока через нагрузку R_H , а, следовательно, при указанных влияниях $\Delta U_{\text{вых}} = 0$. Таким образом, сам принцип работы ДУ препятствует возникновению в нём дрейфа нуля. При этом одностороннему по знаку и одинаковому изменению потенциалов на краях резистора R_H в ДУ противодействует глубокая ООС благодаря резистору R_0 .

При появлении ненулевой разности между входными напряжениями $\Delta U_{\text{вх}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}} \neq 0$ произойдет разбаланс моста из-за возникшего в процес-

се усиления неравенства в выходных сопротивлениях R_{VT1} и R_{VT2} транзисторов. При этом по сопротивлению R_H из-за разности потенциалов на его концах потечет ток, создавая выходное напряжение ДУ $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ2}} \neq 0$, пропорциональное входной разности напряжений $\Delta U_{\text{ВХ}}$.

С ростом входной разности напряжений $\pm \Delta U_{\text{ВХ}}$ она будет усиливаться в ДУ с некоторым коэффициентом усиления K до уровней напряжений на коллекторах (стоках), приближающихся к напряжениям источников питания $+E_{\text{П1}}$, $-E_{\text{П2}}$, формируя амплитудную характеристику ДУ, представленную на рис. 7.9.

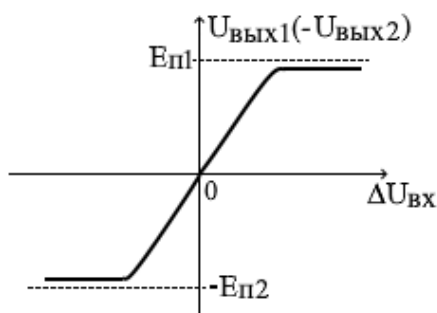


Рис. 7.9. Амплитудная характеристика дифференциального усилителя

Таким образом, амплитудная характеристика ДУ представляет собой зависимость выходного напряжения на любом из коллекторов транзисторов от разности постоянных напряжений на входах транзисторов, т.е. от величины входного дифференциального напряжения $\Delta U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ДИФ}}$.

На линейном возрастающем участке графика амплитудная характеристика дифференциального усилителя может быть аппроксимирована зависимостью:

$$U_{\text{ВЫХ}i} = \pm K_d (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}),$$

где K_d — коэффициент усиления разностного сигнала. На горизонтальных участках графика, где напряжение на выходах ДУ остается постоянным независимо от величины $\Delta U_{\text{ВХ}}$, коэффициент усиления $K_d = 0$.

7.3.1. Свойства ДУ при усилении синфазных сигналов

Дифференциальный усилитель имеет различную реакцию на выходе при воздействии на его входы синфазных и противофазных сигналов. Рассмотрим свойства ДУ при синфазных входных сигналах, которые являются одинаковыми по величине (амплитуде) и совпадающими по фазе напряжениями (рис. 7.10) [5].

Как правило, воздействие на входы ДУ синфазных сигналов производится из одного источника, генерирующего, например, помехи, воздействующие на входы транзисторов одновременно и с одинаковой интенсивностью. Также за синфазные сигналы принимают изменения напряжений источников

питания ДУ из-за их нестабильности или наводок на шины питания от мощных помех.

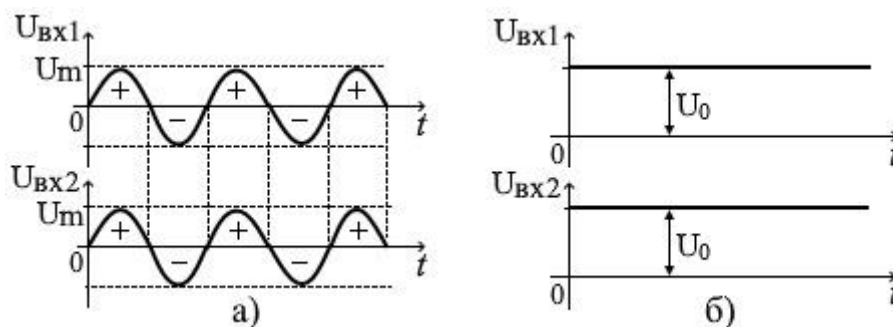


Рис. 7.10. Примеры синфазности: а) переменных сигналов, б) постоянных сигналов

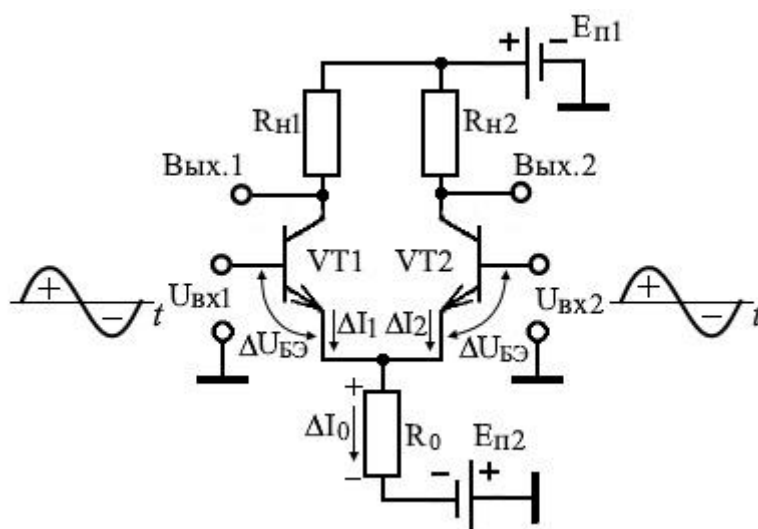


Рис. 7.11. Воздействие на входы дифференциального УПТ синфазных сигналов

Показанные для примера на рис. 7.11 синфазные воздействия напряжений U_{BX1} и U_{BX2} вызывают однонаправленные одинаковые изменения коллекторных (эмиттерных) токов обоих транзисторов ΔI_1 и ΔI_2 , которые объединяются в изменение тока ΔI_0 , протекающего через резистор R_0 в цепи эмиттеров и вызывающего на нём изменение падения напряжения $\Delta U_{R_0} = \Delta I_0 R_0$, которое относительно переходов база-эмиттер транзисторов является противофазным с входными напряжениями, вызывающими первоначальные изменения токов I_1 и I_2 в плечах. Поэтому изменения токов ΔI_1 и ΔI_2 будут значительно ослабляться.

Таким образом, благодаря резистору R_0 в схеме ДУ для синфазных сигналов реализуется последовательная отрицательная ОС по току, стабилизирующая токи I_1 и I_2 , а, следовательно, и ток I_0 . При высоком стабилизирующем действии цепи ООС синфазные сигналы вызовут лишь незначительные изменения напряжений на выходных клеммах УПТ «Вых.1» и «Вых.2» относительно «земли». Соответственно, не изменится и разность напряжений

$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}2} - U_{\text{вых}1} = 0$ между выходами при использовании симметричного выхода, если первоначально схема ДУ была сбалансирована. Кроме того, при большой величине резистора R_0 он сам будет оказывать непосредственное стабилизирующее действие на ток I_0 или на токи I_1 и I_2 .

Для оценки влияния элементов схемы УПТ на степень компенсации влияния синфазного сигнала $U_{\text{вх с}} = U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2}$ воспользуемся основными положениями теории обратной связи. Представим приращение напряжения на резисторе R_0 , обусловленное одинаковым приращением токов I_i из-за воздействия на входы УПТ синфазных сигналов как напряжение на выходе цепи ОС:

$$\Delta U_{\text{ос}} = -\Delta I_0 R_0 = -2\Delta I_i R_0. \quad (7.5)$$

Знак минус в формуле (7.5) показывает, что формируемое на резисторе R_0 напряжение ОС находится в противофазе с входным сигналом.

В результате изменения токов I_i напряжение на каждом выходе ДУ изменится на одинаковую величину: $\Delta U_{\text{вых}1} = \Delta U_{\text{вых}2} = -\Delta I_i R_{\text{н}i}$, где знак минус показывает, что напряжение на коллекторе транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, находится в противофазе с входным сигналом.

Коэффициент передачи цепи ОС для данной схемы УПТ запишем как

$$\beta_{\text{ос}} = \frac{\Delta U_{\text{ос}}}{\Delta U_{\text{вх} i}} = \frac{2\Delta I_i R_0}{\Delta I_i R_{\text{н}i}} = 2 \frac{R_0}{R_{\text{н}i}}. \quad (7.6)$$

При допущении, что ОС отсутствует, коэффициент передачи по напряжению каждого плеча ДУ, где транзистор включен по схеме с ОЭ, для областей низких и средних частот можно записать в виде:

$$K_0 = -S_0 R_{\text{н}i}, \quad (7.7)$$

где $S_0 = y_{213}$ – крутизна транзистора в схеме с ОЭ для области НЧ и СЧ.

Используя общую формулу для коэффициента усиления усилителя, охваченного цепью обратной связи, находим коэффициент передачи УПТ для синфазного сигнала:

$$K_{\text{с}} = \frac{\Delta U_{\text{вых} i}}{U_{\text{вх с}}} = \frac{K_0}{1 - \beta_{\text{ос}} K_0} = \frac{-S_0 R_{\text{н}i}}{1 + 2 \frac{R_0}{R_{\text{н}i}} S_0 R_{\text{н}i}} = \frac{-S_0 R_{\text{н}i}}{1 + 2S_0 R_0}. \quad (7.8)$$

Поскольку крутизна S_0 биполярного транзистора имеет величину порядка 50...250 мА/В, а величина R_0 может превышать единицы [кОм], то в знаменателе формулы (7.8) $2S_0 R_0 \gg 1$. Тогда выражение (7.8) можно упростить, и коэффициент усиления каждого плеча УПТ выразить формулой:

$$K_{\text{с}} = - \frac{R_{\text{н}i}}{2R_0}. \quad (7.9)$$

Анализ полученного выражения показывает, что при большом значении сопротивления R_0 коэффициент усиления синфазного сигнала $K_c \approx 0$. АЧХ дифференциального усилителя при синфазном входном сигнале, график которой представлен на рис. 7.12, остается равномерной до области высоких частот (ВЧ), где возможен дисбаланс плеч УПТ из-за влияния паразитных емкостей, приводящего к ослаблению ООС.

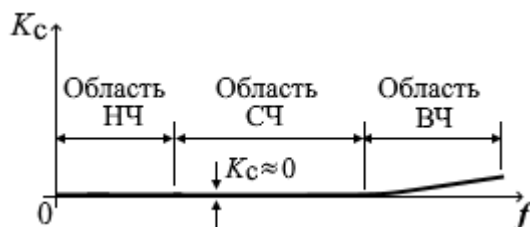


Рис. 7.12. АЧХ дифференциального УПТ при синфазном сигнале

Из формы записи выражения (7.9) следует, что дифференциальный каскад при синфазном сигнале можно представить в виде эквивалентной схемы, показанной на рис. 7.13, где резистор R_0 состоит из двух параллельно соединенных резисторов $2R_0$. Равенство потенциалов эмиттеров позволяет исключить соединение выводов этих резисторов в верхней точке. При этом верхние выводы каждого резистора $2R_0$ оказываются подключенными только к одному эмиттеру. В результате, дифференциальный каскад распадается на два отдельных каскада с ОЭ, охваченных последовательной ООС по току.

Входное сопротивление дифференциального каскада при синфазном сигнале определяется входным сопротивлением каскада с ОЭ при не зашунтированном конденсатором резисторе $2R_0$ в цепи эмиттера, т.е. при действии последовательной отрицательной ОС по току в каждом плече ДУ.

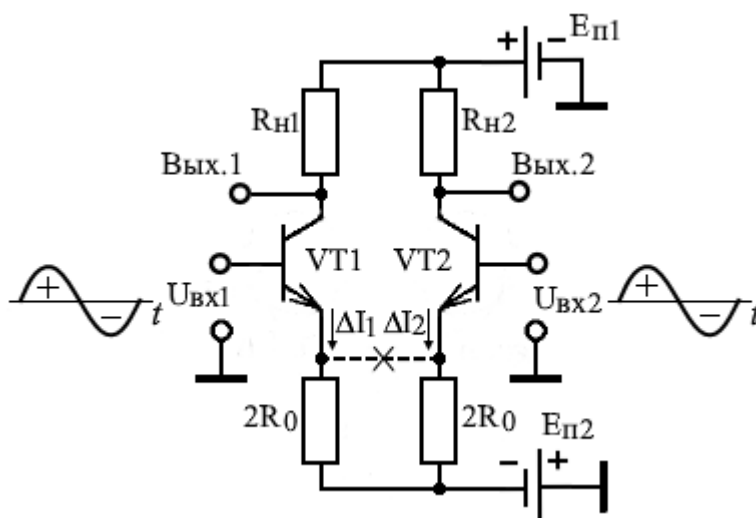


Рис. 7.13. Эквивалентная схема дифференциального каскада при воздействии на его входы синфазных сигналов

Эквивалентная схема этого отдельного каскада при использовании низкочастотной Т-образной физической схемы замещения биполярного транзистора приведена на рис. 7.14. В соответствии со схемой входное сопротивление плеча

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{Б}}r_{\text{б}} + I_{\text{Э}}(r_{\text{э}} + 2R_0)}{I_{\text{Б}}}, \quad (7.10)$$

где ток эмиттера $I_{\text{Э}}$ запишем в виде $I_{\text{Э}} = (1 + \beta)I_{\text{Б}}$. Тогда

$$R_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{Б}}r_{\text{б}} + I_{\text{Б}}(1 + \beta)(r_{\text{э}} + 2R_0)}{I_{\text{Б}}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta)(r_{\text{э}} + 2R_0) \approx 2R_0\beta. \quad (7.11)$$

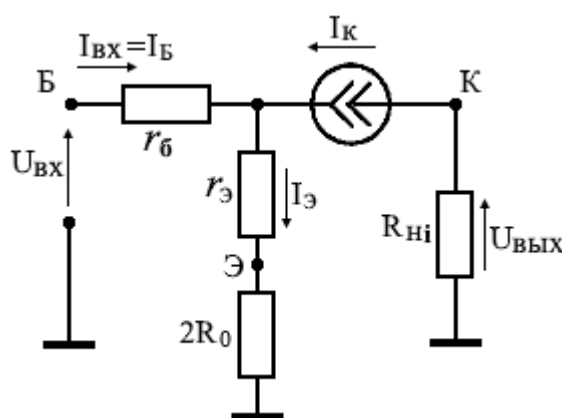


Рис. 7.14. Эквивалентная схема одного плеча дифференциального усилителя при воздействии синфазного сигнала

Из формул (7.9) и (7.11) следует, что показатели дифференциального УПТ при воздействии синфазного сигнала улучшаются с увеличением сопротивления R_0 . Однако непосредственное увеличение номинала R_0 приводит к трудностям его интегрального изготовления (требуется *большие* размеры кристалла) и увеличению напряжения источников питания $E_{\text{п1}}$ и $E_{\text{п2}}$ для сохранения положения рабочей точки. Поэтому вместо резистора R_0 чаще всего используют токостабилизирующие цепи на транзисторах, которые будут рассмотрены в дальнейшем.

7.3.2. Свойства ДУ при усилении противофазных сигналов

Для оценки реакции дифференциального усилителя (ДУ) на воздействие противофазных (парафазных) сигналов на его входы относительно общего провода подаются одинаковые по величине, но противоположные по фазе напряжения [5]. Примеры таких сигналов приведены на рис. 7.15.

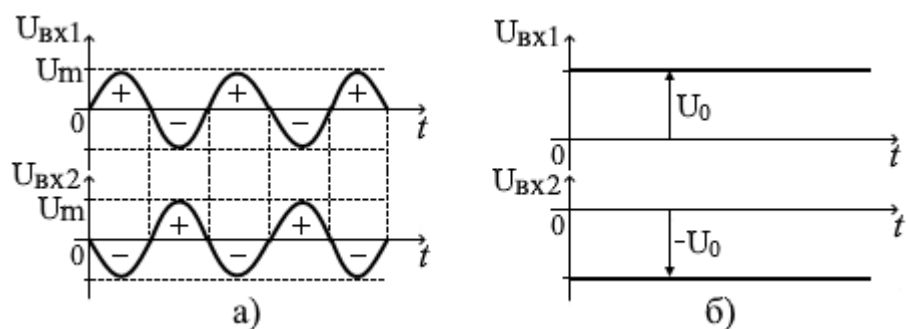


Рис. 7.15. Примеры противофазности сигналов при подаче на входы ДУ:
а) переменных напряжений, б) постоянных напряжений

При противофазных входных сигналах $U_{BX1} = -U_{BX2}$ в каскаде ДУ происходит их взаимное вычитание с учётом знака и усиление образующегося дифференциального сигнала $U_{BXД} = U_{BX1} - (-U_{BX2}) = 2U_{BXi}$. При этом в каждом плече ДУ токи транзисторов I_1 и I_2 изменяются на одинаковую величину ΔI_i , но в противоположных направлениях, как показано на рис. 7.16. Поэтому суммарный ток транзисторов в плечах $I_0 = (I_1 + \Delta I_1) + (I_2 - \Delta I_2) = I_1 + I_2$, протекающий по резистору R_0 , остается неизменным, т.е. разность изменений напряжений на резисторе R_0 от приращений токов I_1 и I_2 равна нулю.

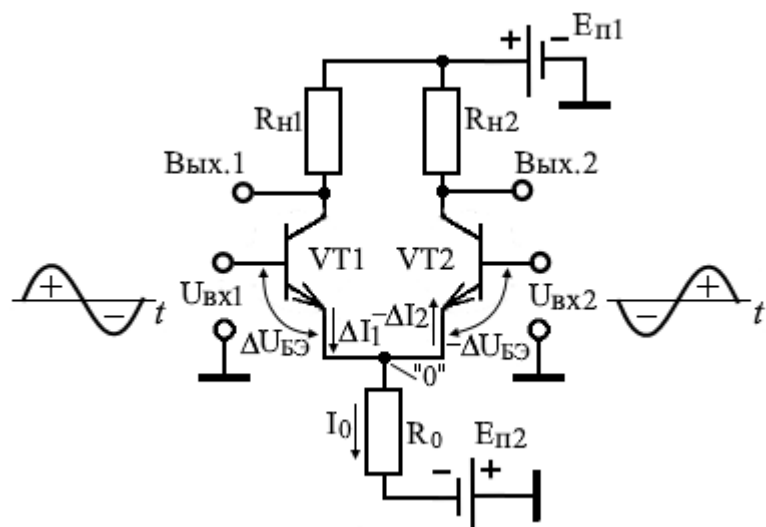


Рис. 7.16. Воздействие на входы ДУ противофазных сигналов

Отсутствие протекания через резистор R_0 разностного тока означает, что в точке соединения эмиттеров образуется виртуальный «0» или виртуальная «земля», из-за чего обратная связь по току через резистор R_0 при противофазных сигналах будет отсутствовать, как если бы резистор R_0 шунтировался по переменному току конденсатором большой емкости, что означает его исключение из эквивалентной схемы, представленной на рис. 7.17. Каждое плечо ДУ при этом работает независимо от другого плеча во всём диапазоне частот.

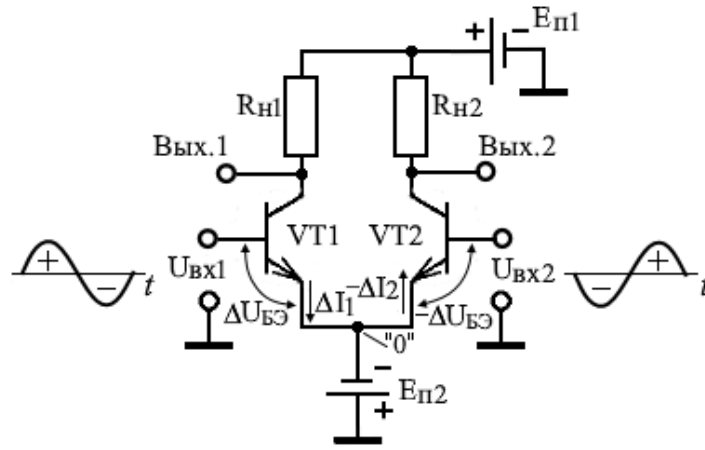


Рис. 7.17. Эквивалентная схема дифференциального УПТ при усилении противофазных сигналов

Изменения токов транзисторов каждого плеча ΔI_i вызывают соответствующие изменения выходных коллекторных напряжений, противофазных с изменениями токов ΔI_i , протекающих по резисторам R_{hi} :

$$\Delta U_{\text{вых } i} = -\Delta I_i R_{hi}. \quad (7.12)$$

Тогда для каждого плеча коэффициент усиления по напряжению можно записать в виде:

$$K_d = \frac{\Delta U_{\text{вых } i}}{U_{\text{вх } d}} = -\frac{\Delta I_i R_{hi}}{2U_{\text{вх}}} = -\frac{S_0 R_{hi}}{2}, \quad (7.13)$$

где $S_0 = \Delta I_i / U_{\text{вх}}$ – крутизна транзистора в каждом плече.

Качество дифференциального усилителя характеризуется отношением K_d / K_c , показывающим способность ДУ различать малый дифференциальный сигнал на фоне большого синфазного. Данное отношение называется **коэффициентом ослабления синфазного сигнала** $K_{\text{осс}}$:

$$K_{\text{осс}} = \frac{K_d}{K_c} = \frac{S_0 R_{hi} R_0}{R_{hi}} = S_0 R_0 \gg 1, \quad (7.14)$$

где K_c и K_d вычисляются соответственно по формулам (7.9) и (7.13).

Ввиду большой величины $K_{\text{осс}}$ его выражают в децибелах:

$$K_{\text{осс, дБ}} = 20 \lg \frac{K_d}{K_c} = 20 \lg (S_0 R_0). \quad (7.15)$$

Для современных дифференциальных каскадов коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{осс}}$ находится в пределах 80...100 дБ.

При организации в дифференциальном усилителе симметричного выхода, когда внешняя нагрузка подключается между коллекторами транзисторов, напряжение на ней определяется следующим образом:

$$\Delta U_{\text{вых д}} = |\Delta U_{\text{вых2}} - \Delta U_{\text{вых1}}| = 2\Delta I_i R_{\text{нi}}. \quad (7.16)$$

В этом случае коэффициент усиления ДУ, определяемый с помощью формулы (7.13), равен коэффициенту усиления каскада с ОЭ без ООС в области низких и средних частот:

$$K_{\text{д}} = \frac{\Delta U_{\text{вых i}}}{U_{\text{вх д}}} = \frac{2\Delta I_i R_{\text{нi}}}{2U_{\text{вх}}} = S_0 R_{\text{нi}}. \quad (7.17)$$

Для оценки изменения коэффициента усиления ДУ в области высоких частот можно воспользоваться обобщенным выражением для коэффициента передачи активного фильтра НЧ 1-го порядка:

$$K_{\text{д}} = K_{\text{д0}} \frac{1}{1 + j\omega\tau_{\text{в}}}, \quad (7.18)$$

где $K_{\text{д0}}$ – коэффициент усиления ДУ на нулевой частоте, определяемый по формуле (7.17), $\tau_{\text{в}}$ – постоянная времени фильтра НЧ, определяющая крутизну спада АЧХ на высоких частотах.

Выражение для АЧХ ДУ получим, найдя модуль комплексного коэффициента передачи ФНЧ, записанного в виде (7.18):

$$K_{\text{д}}(\omega) = \frac{K_{\text{д0}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{в}})^2}} = \frac{K_{\text{д0}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{в гр}}}\right)^2}}, \quad (7.19)$$

где $\omega_{\text{в гр}} = 1/\tau_{\text{в}}$ – верхняя граничная частота [рад/с] или частота среза $f_{\text{ср}}$ [Гц].

Для частот $\omega \gg \omega_{\text{в гр}}$ выражение (7.19) можно упростить, отбросив единицу в знаменателе этого выражения. В результате для области ВЧ получаем:

$$K_{\text{д}}(\omega) = K_{\text{д0}} \frac{\omega_{\text{в гр}}}{\omega} = K_{\text{д0}} \frac{f_{\text{в гр}}}{f}, \quad (7.20)$$

где $f = \omega/2\pi$ – текущая циклическая частота [Гц] в области ВЧ.

Из полученных выражений (7.19) и (7.20) видно, что при графическом представлении график АЧХ дифференциального усилителя можно аппроксимировать двумя асимптотами. На низких частотах при $f < f_{\text{в гр}}$ аппроксимирующей функцией будет $K_{\text{д}}(f) = K_{\text{д0}}$. Тогда как на верхних частотах при $f > f_{\text{в гр}}$ аппроксимация АЧХ осуществляется линейно спадающей зависимостью (7.20):

$$K_{\text{д}}(f) = K_{\text{д0}} f_{\text{в гр}} / f.$$

Такая кусочно-линейная аппроксимация АЧХ называется *диаграммой Бode*. Она представлена на рис. 7.18 в сравнении с плавно изменяющейся функцией АЧХ (пунктирная линия), определяемой по формуле (7.19).

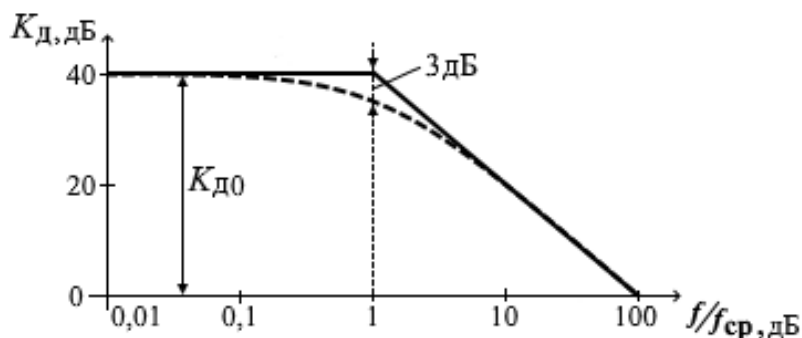


Рис. 7.18. Кусочно-линейная аппроксимация АЧХ дифференциального усилителя при противофазных входных сигналах

Поскольку коэффициент усиления ДУ на низких частотах может быть большой величиной, как и его частотный диапазон, то график частотной характеристики $K_d(f)$ строится в двойном логарифмическом масштабе: по оси частот и по оси коэффициента усиления K_d . Максимальная погрешность в отклонении кусочно-линейной аппроксимации АЧХ от непрерывной функции образуется на частоте $f_{в\ гр}$ (частоте среза $f_{ср}$), на которой её величина составляет 3 дБ.

В области высоких частот, когда $f/f_{ср} \gg 1$, коэффициент усиления K_d , согласно (7.20), изменяется обратно пропорционально частоте. При увеличении частоты в 10 раз (на декаду) K_d уменьшается в 10 раз, т.е. на 20 дБ. Таким образом, наклон АЧХ ДУ в области ВЧ составляет -20 дБ/дек или -6 дБ/октаву, что соответствует наклону АЧХ ФНЧ 1-го порядка.

Поскольку при противофазных сигналах дифференциальный усилитель можно рассматривать как два отдельных каскада на транзисторах без ООС, включенных по схеме с ОЭ, то входное сопротивление каждого из них может быть определено по полученной ранее формуле (5.21):

$$R_{вх} = U_{БЭ}/I_B = h_{11э} = r_6 + r_э(1 + \beta) \approx r_э(1 + \beta), \quad (7.21)$$

где сопротивление эмиттера в Т-образной физической НЧ модели транзистора рассчитывается по формуле: $r_э[\text{Ом}] = 26/I_э[\text{мА}]$.

Таким образом, входное сопротивление каждого плеча ДУ при синфазных сигналах (7.11) будет больше, чем при противофазных (7.21), что объясняется действием последовательной отрицательной ОС по току в первом случае, когда на входы ДУ воздействуют синфазные сигналы.

7.3.3. Свойства ДУ при несимметричном включении

При несимметричном включении ДУ напряжение сигнала подается только на один вход дифференциального усилителя, а второй вход ДУ заземляется (соединяется с общим проводом), как показано на рис. 7.19. При этом левое плечо ДУ на транзисторе VT1 представляет собой каскад с общим эмиттером, охваченный последовательной отрицательной обратной связью по току. При $U_{\text{вх}2} = 0$ правое плечо ДУ на транзисторе VT2 представляет собой каскад с общей базой (ОБ), вход которого подключен к эмиттерному выходу каскада на транзисторе VT1 [5, 12].

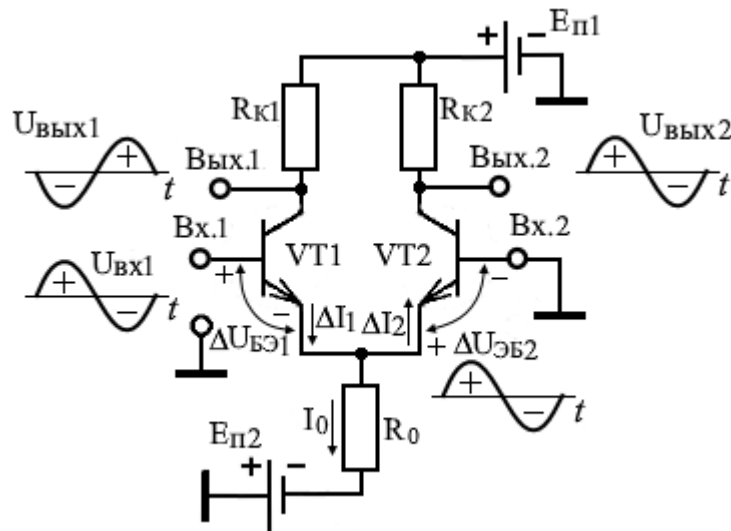


Рис. 7.19. Дифференциальный УПТ при несимметричном включении

Каскад с ОБ обладает глубокой параллельной отрицательной ОС по току. Его входное сопротивление невелико $R_{\text{вх об}} \approx r_{\text{э}} \approx 1/S_0$, где $r_{\text{э}}$ – дифференциальное сопротивление открытого перехода база-эмиттер, определяемое из формулы (5.24); S_0 – крутизна транзистора в области низких и средних частот.

Сопротивление, на котором создается падение напряжения ОС по току U_{β} в левом плече ДУ, состоит из параллельно соединенных сопротивления R_0 и сопротивления $R_{\text{вх об}} \approx 1/S_0$. Поскольку токостабилизирующее сопротивление $R_0 \gg R_{\text{вх об}}$, то $R_{\beta} = R_0 || R_{\text{вх об}} \approx 1/S_0$. Тогда коэффициент передачи цепи ОС в каскаде с ОЭ левого плеча:

$$\beta_{\text{ос}} = U_{\beta} / U_{\text{вых}1} = \Delta I_1 R_{\beta} / (\Delta I_1 R_{\text{н}1}) = 1 / (S_0 R_{\text{н}1}). \quad (7.22)$$

Коэффициент усиления каскада с ОЭ без ООС в области НЧ и СЧ:

$$K_{01} = -S_0 R_{\text{н}1}. \quad (7.23)$$

Воспользовавшись теорией обратной связи, найдем коэффициент передачи левого плеча с учётом действия отрицательной ОС по току:

$$K_{oc1} = \frac{U_{вых1}}{U_{вх1}} = \frac{K_{01}}{1 - \beta_{oc} K_{01}} = - \frac{S_0 R_{н1}}{1 + S_0 R_{н1} / (S_0 R_{н1})} = - \frac{S_0 R_{н1}}{2}. \quad (7.24)$$

Из полученной формулы следует, что левое плечо ДУ на коллекторе VT1 (Вых.1) инвертирует фазу входного сигнала на 180° . Усилительный каскад в левом плече ДУ можно рассматривать как эмиттерный повторитель, нагруженный на входное сопротивление правого плеча, который является каскадом с ОБ на транзисторе VT2. Выше было показано, что $R_{вх\text{ ОБ}} \approx 1/S_0$. Для эмиттерного повторителя (ЭП) коэффициент передачи цепи ОС $\beta_{oc\text{ ЭП}} = 1$.

При отсутствии отрицательной ОС в транзисторном каскаде на VT1 (ЭП) его коэффициент усиления по напряжению определялся бы крутизной транзистора и величиной нагрузки, т.е. выражением $K_{ЭП} = S_0 R_{вх\text{ ОБ}}$. А с учетом действия в каскаде отрицательной ОС:

$$K_{ЭПос} = \frac{K_{ЭП}}{1 + \beta_{oc\text{ ЭП}} K_{ЭП}} = \frac{S_0 \cdot \frac{1}{S_0}}{1 + S_0 \cdot \frac{1}{S_0}} = \frac{1}{2}. \quad (7.25)$$

Таким образом, на вход каскада с ОБ правого плеча поступает только половина входного напряжения $U_{вх1}$, что объясняется его равномерным распределением по последовательно соединенным одинаковым эмиттерным сопротивлениям переходов $r_{э}$ транзисторов первого и второго плеча, что иллюстрируется схемой на рис. 7.20.

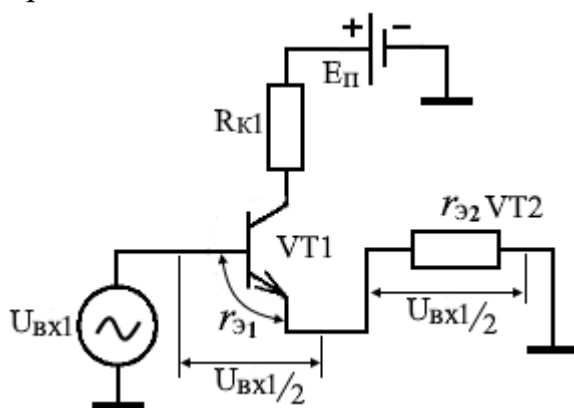


Рис. 7.20. Распределение входного напряжения $U_{вх1}$ между эмиттерными сопротивлениями переходов $r_{эi}$ транзисторов 1-го и 2-го плеча

Коэффициент усиления напряжения каскада с ОБ второго плеча определяется крутизной транзистора S_0 и величиной нагрузки $R_{н2} = R_{н1}$:

$$K_{0Б} = S_0 R_{н2}. \quad (7.26)$$

Полный коэффициент передачи напряжения $U_{вх1}$ от входа левого плеча к выходу второго плеча ДУ определяется как

$$K_{21} = U_{вых2}/U_{вх1} = K_{ЭПос} K_{0Б} = S_0 R_{н2}/2. \quad (7.27)$$

Сравнивая выражения (7.24) и (7.27) для коэффициентов передачи входного напряжения $U_{вх1}$ на выходы 1-го и 2-го плеч, можно сделать вывод, что дифференциальный усилитель в данном случае работает как фазорасщепительный каскад с поворотом фазы на 180° по первому выходу и сохранением фазы на втором выходе, а также с одинаковыми по абсолютному значению коэффициентами усиления по обоим выходам и одинаковыми выходными сопротивлениями. Такие устройства ещё называют **фазоинверторами**.

По отношению к первому выходу вход «Вх.1», на который подается сигнал, будет называться **инвертирующим**, а по отношению к второму выходу он будет являться **не инвертирующим**. При подаче сигнала на второй вход при заземлённом первом названию входов взаимно меняются. Эти свойства ДУ используются при построении на их основе операционных усилителей (ОУ).

7.3.4. Повышение эффективности дифференциального усилителя

Схемотехнические усовершенствования ДУ связаны с увеличением коэффициента усиления дифференциального сигнала, коэффициента ослабления синфазного сигнала, а также увеличения входного сопротивления для дифференциального сигнала. Однако непосредственное увеличение номинала резистора R_n в цепи коллектора для увеличения коэффициента усиления противофазного сигнала и увеличение номинала резистора R_0 в цепи эмиттера согласно (7.9) и (7.11), с целью уменьшения коэффициента усиления синфазного сигнала при сохранении токов покоя транзисторов, приводит к необходимости увеличения ЭДС источников питания $E_{п1}$ и $E_{п2}$, что не приемлемо при реализации ДУ по интегральной технологии из-за увеличения рассеиваемой и потребляемой мощностей.

Поэтому в качестве указанных нагрузок следует использовать элементы, которые оказывают малое сопротивление постоянному току, что предотвратит потери по цепи питания, и, вместе с тем, эти элементы будут обладать большим сопротивлением для переменного тока, что требуется для улучшения характеристик ДУ. К числу таких элементов, обладающих указанными параметрами и широко применяющимися на практике, относится биполяр-

ный транзистор. На рис. 7.21 приведена типовая выходная характеристика биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

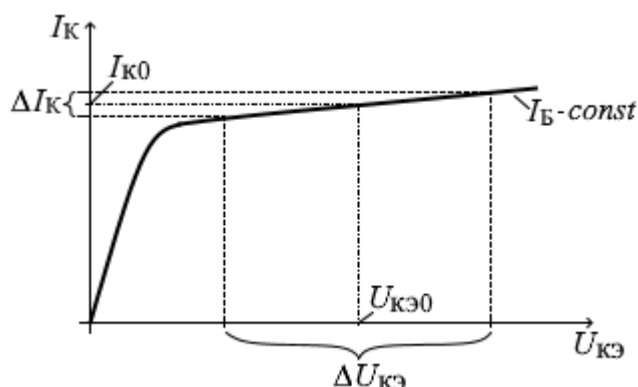


Рис. 7.21. К определению дифференциального и интегрального выходных сопротивлений биполярного транзистора

При работе в активной области выходная ВАХ транзистора имеет очень пологий наклон, обусловленный уменьшением ширины базы при увеличении напряжения на коллекторном переходе (эффект Эрли). Как следует из рис. 7.21, при примерном равенстве напряжений $U_{KЭ0}$ и $\Delta U_{KЭ}$ ток I_{K0} намного превышает приращение ΔI_K . Поэтому определяемое по характеристике дифференциальное выходное сопротивление транзистора для переменного тока $r_{KЭ} = \Delta U_{KЭ} / \Delta I_K$ будет значительно превосходить его интегральное (статическое) выходное сопротивление, определяемое координатами точки покоя ($U_{KЭ0}, I_{K0}$) как $R_{K0} = U_{KЭ0} / I_{K0}$.

Замена резистора R_0 в обычной схеме ДУ (рис. 7.16) на высокое дифференциальное выходное сопротивление транзистора осуществляется с помощью специальных схем, называемых **генераторами стабильного тока** (ГСТ).

К эмиттерам VT1, VT2 ДУ

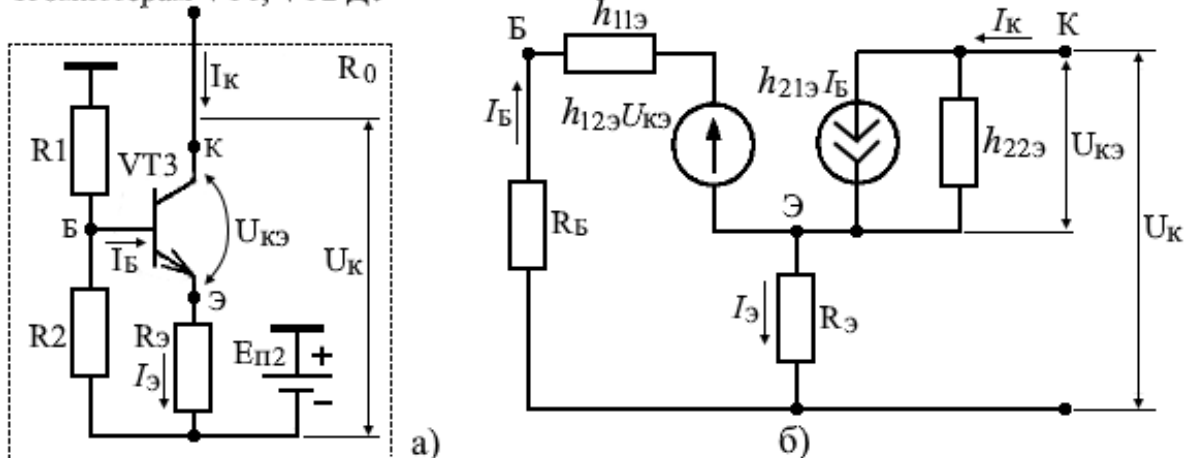


Рис. 7.22. а) Генератор стабильного тока (ГСТ) на биполярном транзисторе;
б) эквивалентная схема ГСТ для переменного тока

Простейшим ГСТ является каскад с общим эмиттером, в который для дополнительного увеличения выходного сопротивления каскада вводится последовательная ООС по току с помощью резистора $R_э$ (рис. 7.22,а). Проведем расчет выходного сопротивления данного ГСТ переменному току со стороны коллектора, используя эквивалентную схему на рис. 7.22,б, где транзистор представлен формальной схемой замещения с h -параметрами. Резисторы R_1 и R_2 базового делителя по переменному току соединены параллельно, образуя на эквивалентной схеме сопротивление $R_Б$, вычисляемое по формуле:

$$R_Б = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \quad (7.28)$$

Выходное сопротивление ГСТ определяется как $R_{\text{вых}} = U_K / I_K$, где U_K — переменное напряжение между коллектором и общим проводом, I_K — переменный ток коллектора. Запишем уравнения Кирхгофа для эквивалентной схемы на рис. 7.22,б:

$$U_K = U_{Kэ} + (I_K + I_Б)R_э, \quad (7.29)$$

$$I_K = h_{21э}I_Б + h_{22э}U_{Kэ}, \quad (7.30)$$

$$I_Б(R_Б + h_{11э} + R_э) + I_K R_э = 0. \quad (7.31)$$

Исключая из этих уравнений $U_{Kэ}$ и $I_Б$, получаем выражение для $R_{\text{вых}}$:

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_K}{I_K} \approx R_э \frac{R_Б + h_{11э}}{R_Б + h_{11э} + R_э} + \frac{1}{h_{22э}} \cdot \frac{R_Б + h_{11э} + (h_{21э} + 1)R_э}{R_Б + h_{11э} + R_э}. \quad (7.32)$$

Поскольку в первом слагаемом выражения (7.32) сопротивление в цепи эмиттера $R_э$ намного меньше выходного сопротивления транзистора $1/h_{22э}$, присутствующего во втором слагаемом, то, пренебрегая первым членом этого выражения, получаем:

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{1}{h_{22э}} \cdot \frac{R_Б + h_{11э} + (h_{21э} + 1)R_э}{R_Б + h_{11э} + R_э}. \quad (7.33)$$

Из анализа полученного выражения следует, что с увеличением сопротивления резистора обратной связи по току $R_э$ от нуля до значений $R_э \gg R_Б + h_{11э}$, выходное сопротивление ГСТ будет увеличиваться от выходного сопротивления транзистора в схеме с ОЭ: $R_{\text{выхОЭ}} \approx 1/h_{22э}$ до величины выходного сопротивления транзистора в схеме с ОБ: $R_{\text{выхОБ}} \approx (h_{21э} + 1)/h_{22э}$, которое на два порядка превышает $R_{\text{выхОЭ}}$. Однако, для сохранения приемлемого режима по постоянному току величина $R_э$ ограничивается значениями единиц килоом.

В качестве примера рассмотрим случай, когда выходное сопротивление $R_{\text{выхОЭ}} \approx 1/h_{22Э} = 20 \text{ кОм}$, $h_{21Э} = \beta = 50$, $R_B = h_{11Э} = R_Э = 1 \text{ кОм}$. После подстановки этих данных в формулу (7.33) для схемы ГСТ на рис. 7.22,а получаем $R_{\text{вых}} = 340 \text{ кОм}$. При этом выходное сопротивление транзистора в схеме с ОБ $R_{\text{выхОБ}}$, как предельное значение $R_{\text{вых}}$ для ГСТ, составит примерно 1 МОм .

В ряде случаев последовательно с резистором R_2 базового делителя напряжения в ГСТ (рис. 7.22,а) включают транзистор в диодном включении, как показано на рис. 7.23, где в качестве диода использован транзистор VT1 [4, 15].

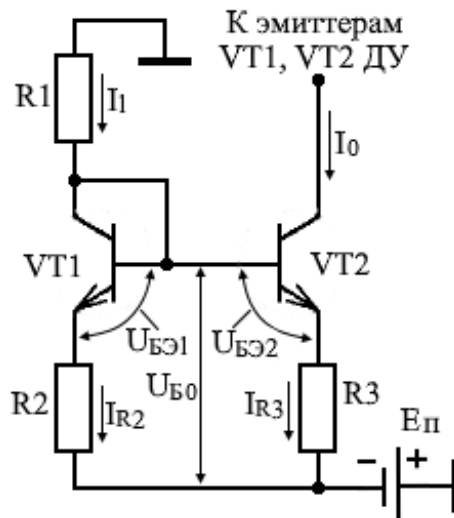


Рис. 7.23. Схема ГСТ с термокомпенсацией – «токовое зеркало»

С помощью этой диодной схемы осуществляется температурная компенсация изменений коллекторного тока транзистора VT2, на котором реализуется ГСТ, при изменениях температуры окружающей среды, поскольку при близком расположении транзисторов VT1 и VT2 температурные воздействия и реакции на них являются одинаковыми. Из-за особенностей работы ГСТ с термокомпенсацией её называют **токовым зеркалом**.

Цепь, состоящая из резисторов R_1 , R_2 и диода на транзисторе VT1, образует базовый делитель напряжения для транзистора VT2 и задает протекающий по делителю ток I_1 . Базы транзисторов объединены, и поэтому напряжение на них относительно минусового вывода источника питания $E_{\text{п}}$ будет одинаковое: $U_{\text{Б0}}$. Для схемы на рис. 7.23, пренебрегая малыми токами базы можно записать следующие соотношения: $I_1 \approx I_{R2}$, $U_{\text{БЭ1}} \approx U_{\text{БЭ2}}$, и тогда

$$I_0 \approx I_{R3} = \frac{U_{\text{Б0}} - U_{\text{БЭ2}}}{R_3} = \frac{I_1 R_2 + U_{\text{БЭ1}} - U_{\text{БЭ2}}}{R_3} = I_1 \frac{R_2}{R_3}, \quad (7.34)$$

т. е. ток I_0 , протекающий через транзистор VT2, будет пропорционален току делителя I_1 . Если же сопротивление $R2 = R3$, то ток $I_0 = I_1$, т.е. является «зеркалом» для тока I_1 . Ток I_1 делителя будет определяться величиной напряжения источника E_{π} , сопротивлением задающих резисторов $R1, R2$ и падением напряжения $U_{БЭ1}$ на эмиттерном переходе транзистора VT1:

$$I_1 = \frac{E_{\pi} - U_{БЭ1}}{R1 + R2} . \quad (7.35)$$

Вывод коллектора транзистора VT2 схемы «токовое зеркало» подключается в дифференциальном усилителе к точке соединения эмиттеров транзисторов VT1 и VT2 (рис. 7.19). В качестве одинаковых резисторов $R2$ и $R3$ в формуле (7.34) могут рассматриваться сопротивления эмиттерных переходов r_3 транзисторов VT1 и VT2. При этом сами внешние резисторы $R2$ и $R3$ из схемы исключаются: $R2 = R3 = 0$.

Дальнейшим усовершенствованием схемы ДУ на рис. 7.16 является увеличение усиления за счет применения схемы «токовое зеркало» в качестве динамической нагрузки второго плеча, как показано на рис. 7.24 [7, 14].

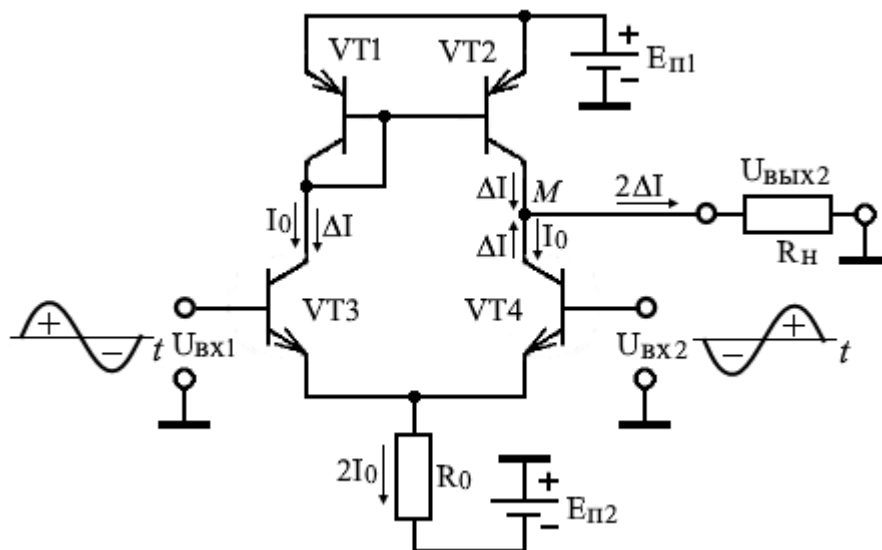


Рис. 7.24. Применение ГСТ «токовое зеркало» в качестве динамической нагрузки второго плеча

Нагрузкой второго плеча, выполненного на транзисторе VT4, служит выходное дифференциальное сопротивление транзистора VT2, которое само по себе является очень большим. К тому же это сопротивление изменяется в соответствии с сигналом, что дополнительно увеличивает коэффициент усиления. Механизм работы динамической нагрузки заключается в том, что если под действием входного сигнала коллекторный ток в левом плече уменьшается на величину ΔI , то для сохранения постоянства тока через резистор R_0 и

поддержания виртуального «нуля» в точке соединения эмиттеров VT3, VT4 ток коллектора транзистора VT4 в правом плече увеличивается на ту же величину ΔI (при противофазных входных сигналах).

Но поскольку транзисторы VT1 и VT2 являются элементами «токового зеркала», то ток в цепи эмиттера VT2 должен также уменьшиться, как и в первом плече, на величину ΔI . В точке М правого плеча векторные изменения токов ΔI , идущих от коллекторов VT2 и VT4, складываются, создавая суммарный ток $2\Delta I$, вдвое увеличивающий напряжение $U_{\text{вых2}}$ на внешней нагрузке по сравнению со случаем, когда к коллекторам транзисторов VT3 и VT4 ДУ были бы подключены просто нагрузочные резисторы $R_{\text{нi}}$. Реально с помощью динамической управляемой нагрузки можно повысить коэффициент усиления второго плеча каскада ДУ в 1,5...2 раза. С помощью транзистора VT1 в диодном включении обеспечивается термокомпенсация ухода рабочей точки транзистора VT2 и управление реализуемой на VT2 динамической нагрузкой для транзистора VT4.

Входное сопротивление транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером, которые входят в левое и правое плечо ДУ, для дифференциальных сигналов согласно выражению (7.21) можно повысить, уменьшая ток покоя $I_{\text{Эi}}$ транзистора, что увеличит дифференциальное сопротивление $r_{\text{э}}$ параметра эквивалентной схемы в соответствии с формулой (5.18). Вторым путем повышения входного сопротивления является увеличение коэффициента передачи тока базы $\beta = h_{213}$ путём замены одного транзистора каскадным включением транзисторов по схеме Дарлингтона, как показано на рис. 7.25 [11, 14].

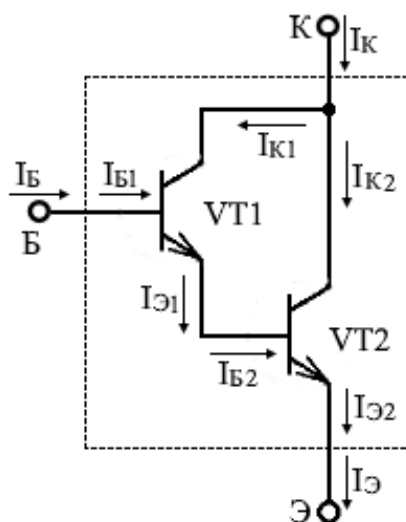


Рис. 7.25. Каскадное соединение транзисторов по схеме Дарлингтона

Каскадное соединение двух транзисторов образует составной транзистор, имеющий один вывод коллектора (К), один вывод эмиттера (Э) и один

вывод базы (Б). Во многих случаях составные транзисторы выпускаются производителем в одном корпусе, и внешне такие транзисторы ничем не отличаются от обычных. Определим связь между параметрами составного транзистора и параметрами транзисторов, входящих в его состав.

Пусть β_1 и β_2 — коэффициенты передачи токов базы транзисторов VT1 и VT2 для схемы включения с ОЭ. Запишем коэффициент усиления тока базы β составного транзистора в виде соотношения $\beta = I_K/I_B$. Ток коллектора составного транзистора является суммой коллекторных токов транзисторов VT1 и VT2:

$$I_K = I_{K1} + I_{K2}, \quad (7.36)$$

где ток коллектора первого транзистора VT1: $I_{K1} = \beta_1 I_B$, а ток коллектора второго транзистора VT2: $I_{K2} = \beta_2 I_{B2} = \beta_2 I_{\Sigma 1} = \beta_2 (\beta_1 + 1) I_B$.

Подставляя I_{K1} и I_{K2} в формулу для тока коллектора составного транзистора I_K (7.36), получаем выражение:

$$I_K = I_B [\beta_1 + \beta_2 (\beta_1 + 1)]. \quad (7.37)$$

Затем, используя общее определение для коэффициента усиления базового тока в схеме с ОЭ: $\beta = I_K/I_B$, находим коэффициент усиления базового тока составного транзистора:

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 (\beta_1 + 1) \approx \beta_1 (\beta_2 + 1) \approx \beta_1 \beta_2. \quad (7.38)$$

Таким образом, коэффициент усиления тока базы составного транзистора равен произведению коэффициентов передачи токов баз, составляющих его транзисторов.

Для определения входного сопротивления составного транзистора воспользуемся низкочастотной Т-образной физической схемой замещения биполярного транзистора (рис. 5.7). Применяя соотношение (5.21) к составному транзистору, запишем

$$R_{BX} = r_{\Sigma 1} + (r_{\Sigma 2} + R_{BX2})(1 + \beta_1), \quad (7.39)$$

где $r_{\Sigma 1}$, β_1 , $r_{\Sigma 2}$ — соответственно объёмное сопротивление базы, коэффициент передачи тока базы и дифференциальное сопротивление открытого эмиттерного перехода транзистора VT1; R_{BX2} — входное сопротивление транзистора VT2, которое представляется не зашунтированным конденсатором резистором, последовательно соединённым с резистором $r_{\Sigma 1}$, являющимся параметром транзистора VT1.

Для транзистора VT2, используя его физическую модель запишем:

$$R_{BX2} = r_{\Sigma 2} + r_{\Sigma 3}(1 + \beta_2). \quad (7.40)$$

Ввиду большой величины коэффициента усиления тока базы β биполярных транзисторов, принимаем, что $1 + \beta_1 \approx \beta_1$, $1 + \beta_2 \approx \beta_2$. Пренебрегая также малыми величинами объёмных сопротивлений базовых областей $r_{\beta 1}$ и $r_{\beta 2}$, по которым протекает малый ток, получаем, что $R_{\text{вх}2} \approx r_{\beta 2} \beta_2$. Тогда очевидно, что в выражении (7.39) $r_{\beta 1} \ll R_{\text{вх}2}$, что позволяет $r_{\beta 1}$ из числа слагаемых исключить.

С учетом сделанных допущений из формулы (7.39) получаем окончательное приближенное соотношение для оценки входного сопротивления составного транзистора:

$$R_{\text{вх}} \approx r_{\beta 2} \beta_1 \beta_2. \quad (7.41)$$

Таким образом, входное сопротивление составного двухкаскадного транзистора при равенстве коэффициентов передачи тока входящих в него транзисторов оказывается в β раз больше входного сопротивления отдельного транзистора.

Альтернативой составным транзисторам для увеличения входного сопротивления является использование транзисторов с весьма высоким коэффициентом усиления тока базы, называемых супербета транзисторами. Коэффициент усиления тока базы β у этих транзисторов достигает нескольких тысяч. Например, у биполярного транзистора IT124 статический коэффициент передачи тока β или $h_{21\beta} = 1500$, а у транзистора LS301 $h_{21\beta} = 2000$. Однако, допустимое напряжение на коллекторном переходе у супербета транзисторов невелико, ограничено значениями 18...20 В и меньше.

При работе этих транзисторов в режиме малых коллекторных токов порядка 10 мкА можно добиться высоких входных сопротивлений. Например, имея транзистор с $\beta = 2000$, при токе покоя $I_{\text{к}0} = 10$ мкА получаем величину входного сопротивления $R_{\text{вх}} \approx \beta r_{\beta} = \beta \cdot 26 / I_{\text{э}0} = 5,2$ ГОм.

Дифференциальный каскад (усилитель) являются первым каскадом в операционных усилителях. Примером операционного усилителя с супербета транзисторами на входе является прибор ОРА2205, выпущенный фирмой Texas Instruments. Корпус данного прибора, включающего в свой состав два независимых операционных усилителя, занимает вместе с выводами площадь всего 5 x 5 мм².

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Опыт чтения лекций в университете по дисциплине «Схемотехника электронных устройств» показывает, что, несмотря на бурное развитие и внедрение цифровых методов обработки сигнала, обработка аналогового сигнала, который является первичным носителем информации, и создание электронных устройств для выполнения операций с аналоговым сигналом представляет определенную трудность не только для студентов, выполняющих курсовые и выпускные квалификационные работы, но и для квалифицированных разработчиков радиотехнической аппаратуры на предприятиях. Всё это доказывает, что преподавание дисциплины «Схемотехника электронных устройств» в доступной форме, но в тоже время с глубоким освещением большинства важных разделов курса имеет важное практическое значение.

К сожалению, из-за желания сделать материал максимально доступным для понимания студентов, но ограниченного объема учебного пособия, в нем не были освещены многие важные вопросы, к числу которых относятся: рассмотрение характеристик каскадов усиления переменного сигнала на биполярных и полевых транзисторах в области низких, средних и высоких частот, импульсные и широкополосные каскады усиления с коррекцией частотных и переходных характеристик, каскодные усилительные схемы, оконечные однотактные и двухтактные каскады усиления мощности при различной схемотехнике их выполнения и режимах работы транзисторов, операционные усилители и функциональные устройства на их основе, построение активных частотных фильтров на операционных усилителях при различной аппроксимации АЧХ, устройства регулировки и перемножения аналоговых сигналов на транзисторах, дифференциальных каскадах и операционных усилителях. Перечисленные вопросы предполагается изложить при дальнейшей работе над учебным пособием.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Новожилов О. П. Схемотехника радиоприемных устройств: учебное пособие для академического бакалавриата. – М.: Издательство Юрайт, 2019. – 256 с.
2. Манаев Е. И. Основы радиоэлектроники. – М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2019. – 512 с.
3. Савицкая М. П., Ботнарь Л. Б. Аналоговые электронные устройства: учебное пособие. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2008. – 108 с.
4. Протопопов А. С. Усилительные устройства: серия «Конспекты лекций по радиотехническим дисциплинам», вып.12. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2003. – 80 с.
5. Протопопов А. С. Усилители с обратной связью, дифференциальные и операционные усилители и их применения: серия «Конспекты лекций по радиотехническим дисциплинам», вып.13. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2003. – 64 с.
6. Травин Г. А. Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения: учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2009. – 592 с.
7. Рафиков Р. А. Электронные цепи и сигналы. Аналоговые сигналы и устройства: учебное пособие. – СПб.: Лань, 2017. – 440 с.
8. Схемотехника телекоммуникационных устройств: учебное пособие для вузов / Под ред. С. В. Соколова. – М.: Горячая линия-Телеком, 2017. – 322 с.
9. Битюков В. К. Источники вторичного электропитания: учебник / В.К. Битюков, Д.С. Симачков, В.П. Бабенко. – М.: Инфра-Инженерия, 2019. – 376 с.
10. Осинцев О. Н. Аналоговые усилители: учебное пособие. – М.: МИРЭА, 2009. – 216 с.
11. Перепелкин Д. А. Схемотехника усилительных устройств: учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2014. – 283 с.
12. Дьюб Динеш С. Электроника: схемы и анализ. – М.: Техносфера, 2008. – 432 с.
13. Ушакова Л. В. Электронная техника: учебное пособие. – М.: УМЦ СПО, 2008. – 198 с.
14. Теряев Б. Г., Тарасов В. П. Схемотехника аналоговых электронных устройств. Часть 2: учебное пособие. – М.: МИРЭА, 2013. – 132 с.
15. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. – М.: ДМК Пресс, 2018. – 636 с.
16. Корис Р., Шмидт-Вальтер Х. Справочник инженера-схемотехника. – М.: Техносфера, 2008. – 608 с.
17. Мамонкин И. Г. Усилительные устройства. – М.: Связь, 1977. – 360 с.
18. Головин О. В., Кубицкий А. А. Электронные усилители. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.

Учебное издание

**Тепляков Алексей Павлович,
Битюков Владимир Ксенофонович**

СХЕМОТЕХНИКА ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Учебное пособие

Печатается в авторской редакции

Подписано в печать 29.09.2021. Формат 60×84 1/16.
Физ. печ. л. 11,75. Тираж 100 экз. Изд. № 48. Заказ № 757.

МИРЭА – Российский технологический университет
119454, Москва, пр. Вернадского, д. 78