Объявляется набор в магистратуру в 2021г.

По направлению:
12.04.01 Приборостроение
Направленность (профиль) программы:
(Технологии цифрового города)

Все вопросы по почте:
ankravets@mail.ru

А. В. Кравец

Схемотехника радиоэлектронных устройств

учебное пособие

ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ЮФУ
РОСТОВ-НА-ДОНУ-ТАГАНРОГ

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Инженерно-технологическая академия

А. В. КРАВЕЦ

СХЕМОТЕХНИКА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Учебное пособие

Ростов-на-Дону − Таганрог
Издательство Южного федерального университета
2021

УДК 621.375(075.8)+621.382(075.8)
ББК 32.846+3285
К771

Печатается по решению кафедры
встраиваемых и радиоприемных систем
Института радиотехнических систем и управления
Южного федерального университета
(протокол № 8 от 10 марта 2019 г.)

Рецензенты:
кандидат технических наук, заведующий кафедры радиотехнических систем Института радиотехнических систем и управления ЮФУ
В. Т. Лобач
кандидат технических наук, заведующий отделом «Алгоритмического обеспечения систем автоматической обработки изображений»
«АО Научно-конструкторское бюро вычислительных систем»
И. В. Сидько

Кравец, А. В.
К771 Схемотехника радиоэлектронных устройств : учебное пособие / А. В. Кравец ; Южный федеральный университет. – Ростов-на-Дону ; Таганрог : Издательство Южного федерального университета, 2021. – 156 с.
ISBN 978-5-9275-3746-4
Соответствует программе курса «Схемотехника радиоэлектронных устройств» для студентов всех форм обучения по направлению «Радиотехника».

УДК 621.375(075.8)+621.382(075.8)
ББК 32.846+3285

ISBN 978-5-9275-3746-4

© Южный федеральный университет, 2021
© Кравец А. В., 2021
© Оформление. Макет. Издательство
Южного федерального университета, 2021

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ ……...……... 7

Глава 1. ЭЛЕКТРОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ И КОМПОНЕНТЫ …… 8

1. Проводники и диэлектрики …..……... 8

1.1. Металлы и неметаллы ……... 9

1.2. Полупроводники …… 10

1.2.1. Кристаллическая решетка …… 11

1.2.2. Свободные электроны и дырки …… 11

1.2.3. Проводимость в полупроводниках ……. 13

1.2.4. Температурная зависимость …… 13

1.2.5. Примесные полупроводники ……. 14

1.3. Электронно-дырочный переход (p–n-переход) ……... 15

1.3.1. p–n-переход в равновесном состоянии …….. 15

1.3.2. Смещение p–n-перехода в прямом направлении ……... 17

1.3.3. Смещение p–n-перехода в обратном направлении …….. 18

1.4. Характеристики диода ……... 19

1.5. Полупроводниковые стабилитроны …… 19

1.5.1. Характеристики стабилитрона …… 21

1.5.2. Применение стабилитронов …… 22

1.6. Диоды Шоттки …… 23

1.6.1. Кремниевые диоды Шоттки …… 24

1.6.2. Диоды Шоттки из карбида кремния …… 25

1.7. Фотодиоды …….. 27

1.8. Излучающие диоды …… 28

1.9. Оптроны …….. 28

1.10. Варикапы ……... 29

1.11. Туннельные диоды ……... 30

1.12. Динистор ……..... 31

1.13. Диак ……... 35

1.14. Тиристор …… 38

1.15. Симистор ……... 43

1.16. Биполярный транзистор …….. 46

1.16.1. Переход база-эмиттер …… 48

1.16.2. Изготовление транзистора …… 48
1.16.3. Работа транзистора …… 49
1.16.4. Коллекторный переход …… 50
1.16.5. Эмиттерный переход базы …… 50
1.17. Полевые транзисторы …….. 51
1.17.1. Введение в полевые транзисторы ……... 51
1.17.2. Структура полевого транзистора с управляющим p–n-переходом ……..... 52
1.17.3. Принцип действия полевого транзистора с управляющим p–n-*переходом* ……..... 53
1.17.4. Стоковые характеристики ……..…….. 55
1.17.5. Уравнение Шокли ……... 57
1.17.6. Смещение полевого транзистора с управляющим p–n-*переходом* ……..... 57
1.17.7. Анализ схемы с автоматическим смещением …….. 58
1.17.8. МОП-транзисторы ……..... 59
1.17.9. МОП-транзисторы со встроенным каналом и с индуцированным каналом …….. 61
1.17.10. Принцип действия МОП-транзистора ……. 62
1.17.11. Схемы смещения МОП-транзисторов …….. 62

Глава 2. УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ДИСКРЕТНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ …….. 64
2.1. Параметры и характеристики усилителей электрических сигналов …… 64
2.2. Простейшие усилительные каскады, задание рабочей точки ... 70
2.3. Основные схемы усилительных каскадов на биполярном транзисторе ……. 75
2.3.1. Схема с общим эмиттером …….. 75
2.3.1.1. Схема с общим эмиттером в области средних частот …… 75
2.3.1.2. Схема с общим эмиттером в области низких частот …… 78
2.3.1.3. Схема с общим эмиттером в области высоких частот ……. 81

2.3.2. Схема с общей базой ……. 85
2.3.2.1. Схема с общей базой в области средних частот …… 85
2.3.2.2. Схема с общей базой в области низких частот ……. 87
2.3.2.3. Схема с общей базой в области высоких частот …… 87
2.3.3. Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель) … 88
2.3.3.1. Схема с общим коллектором в области средних частот 88
2.3.3.2. Схема с общим коллектором в области низких частот ... 92
2.3.3.3. Схема с общим коллектором в области высоких частот 92
2.4. Обратная связь (ОС) ……. 92
2.4.1. Основные параметры и определения …… 92
2.4.2. Параллельная обратная связь по напряжению (Y-типа) … 95
2.4.3. Последовательная обратная связь по напряжению (H-типа) .. 97
2.4.4. Последовательная обратная связь по току (Z-типа) ……. 98
2.4.5. Параллельная обратная связь по току (G-типа) …….. 100
2.4.6. Влияние обратной связи на нелинейные искажения и помехи ……. 102
2.4.7. Влияние последовательной ООС по напряжению на стабильность коэффициента усиления усилителя …….. 103
2.4.8. Расширение полосы рабочих частот в малосигнальном режиме с помощью обратной связи ……. 104
2.4.9. Устойчивость усилителей с отрицательной обратной связью ……. 105
2.5. Токовое зеркало …… 107
2.6. Дифференциальный каскад (ДК) ……. 113
2.6.1. Общие сведения …… 113
2.6.2. Малосигнальные усилительные параметры ДК …… 116
2.7. Широкополосные усилители ……... 120
2.7.1. Общие сведения …… 120
2.7.2. Расширение полосы пропускания в области низких частот ... 120
2.7.3. Расширение полосы пропускания в области высоких частот ... 120

Глава 3. УСИЛИТЕЛИ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ ... 129
3.1. Основные сведения об операционных усилителях …… 129
3.2. Основные параметры операционных усилителей ……. 131
3.3. Основные схемы включения операционных усилителей ……. 141
3.3.1. Инвертирующий усилитель …….. 141

3.3.2. Неинвертирующий усилитель 144
3.3.3. Повторитель 144
3.3.4. Разностный усилитель 145
3.4. Сумматоры 147
3.4.1. Инвертирующий сумматор 147
3.4.2. Неинвертирующий сумматор 148
3.5. Компараторы 149

ЗАКЛЮЧЕНИЕ 153

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ 154

ВВЕДЕНИЕ

В нашем «цифровом мире» иногда кажется, что аналоговым электронным устройствам осталось место только в музее. Но в реальном мире большинство сигналов аналоговые по своей природе, поэтому даже в самых современных смартфонах, компьютерах, мониторах и любых других цифровых приборах есть часть схемы, построенная на аналоговых элементах.

Современная схемотехника радиоэлектронных устройств решает несколько основных задач.

Во-первых, усиление слабых сигналов до уровня, необходимого для работы аналогово-цифрового преобразователя.

Во-вторых, усиление сигналов с выхода цифро-аналогового преобразователя до необходимого уровня (усиление по мощности).

В-третьих, получение питающих напряжений для работы схемы. Устройства вторичного питания рассматриваются в отдельном предмете, поэтому речь в данном учебном пособии пойдет о различных усилительных устройствах и простейших устройствах преобразования сигнала.

Глава 1. ЭЛЕКТРОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ И КОМПОНЕНТЫ

1. Проводники и диэлектрики

Химические элементы и соединения можно классифицировать по различным признакам. Одним из вариантов классификации является подразделение веществ на проводники и диэлектрики. Идеальный проводник не оказывает сопротивления электрическому току, а сопротивление диэлектрика равно бесконечности, т.е. через идеальный диэлектрик ток не протекает. Хотя идеальные проводники и диэлектрики в природе не существуют, материалы, близкие по свойствам к тому и другому виду, встречаются довольно часто.

Способность материала проводить электрический ток оценивается его удельным сопротивлением (ρ). Удельное сопротивление материала – это сопротивление одного кубического сантиметра этого материала (рис. 1.1).

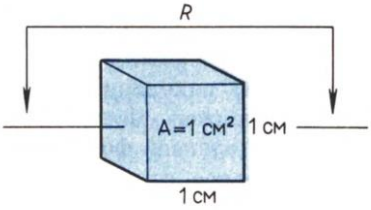


Рис. 1.1. Удельное сопротивление материала

Удельные сопротивления некоторых материалов приведены в табл. 1.1. За единицу удельного сопротивления принят Ом·см. Как видно из таблицы, хороший проводник имеет удельное сопротивление около $2 \cdot 10^{-6}$ Ом·см, тогда как удельное сопротивление диэлектриков – около 10^{14}Ом·см. Таким образом, разница между удельными сопротивлениями диэлектриков и проводников огромна (~ 10^{20} Ом см).

Таблица 1.1

Удельные сопротивления диэлектриков и проводников

	Материал	ρ, Ом см
Проводники	Алюминий	$2{,}63 \cdot 10^{-6}$

Окончание табл. 1.1

	Материал	ρ, Ом см
	Медь	$1{,}72 \cdot 10^{-6}$
	Золото	$2{,}44 \cdot 10^{-6}$
	Железо	$5{,}3 \cdot 10^{-6}$
	Серебро	$1{,}62 \cdot 10^{-6}$
	Углерод	0,35
Полупроводники	Германий	45
	Кремний	230 000
	Янтарь	$5 \cdot 10^{16}$
Диэлектрики	Слюда	$1{,}3 \cdot 10^{14}$
	Стекло	10^{14}
	Древесина	$3 \cdot 10^{10}$

Сопротивление любого вещества, если известны его удельное сопротивление и форма, может быть определено согласно уравнению (1.1):

$$R = \frac{\rho l}{A}, \tag{1.1}$$

где ρ–удельное сопротивление материала; l – длина образца (см); A – его площадь (см^2).

Из (1.1) следует, что сопротивление между противоположными гранями кубического сантиметра меди равно ~ 10^{-6} Ом, т.е. близко к нулю, тогда как сопротивление такого же кусочка слюды ~ $1{,}3 \cdot 10^{13}$ Ом, что можно рассматривать как бесконечно большое. Эти материалы имеют экстремальные различия. Поэтому медь является одним из лучших и наиболее широко используемых проводников, а слюда часто используется как изолятор.

1.1. Металлы и неметаллы

Атомы любого элемента состоят из протонов и нейтронов, образующих ядро атома, вокруг которого движутся электроны, причем число электронов равно числу протонов. Электроны располагаются на орбитах, или на энергетических уровнях, и самые удаленные уровни образуют валентную зону. Заполненная валентная зона содержит восемь электронов и весьма стабильна.

Металлы имеют заполненные энергетические уровни и один или два электрона во внешней, или валентной, зоне. На рис. 1.2 представлена

диаграмма атома меди, который имеет заполненные оболочки с 2, 8 и 18 электронами, называемыми *K*-, *L*- и M-орбитами, и один дополнительный электрон на N-орбите, которая является валентной зоной. Электрон, расположенный на N-орбите, имеет очень слабую связь с ядром, поэтому он легко покидает зону своего атома и свободно перемещается между другими атомами. Таким образом, каждый атом меди испускает свободный электрон, который движется произвольно. Под действием электрического поля движение свободных электронов становится направленным. Этим объясняется высокая проводимость меди и других металлов.

Рис. 1.2. Простейшая модель атома меди

Элементы-неметаллы и их соединения обычно имеют частично заполненную валентную зону, в которой недостает одного или двух электронов. И в неметаллах, и в их химических соединениях электроны имеют сильную связь с ядром. Поэтому лучшими проводниками являются металлы. Например, золото является хорошим проводником и не окисляется, но оно весьма дорого. Иногда оно используется при изготовлении печатных плат, особенно на печатных контактах, которые обеспечивают подключение к внешним соединителям. Медь много дешевле и широко используется в качестве проводника.

1.2. Полупроводники

Использование полупроводников обеспечило прогресс электронной промышленности благодаря созданию таких твердотельных приборов, как диоды, транзисторы и интегральные схемы. Атомы углерода, германия и

кремния имеют по четыре электрона в валентных зонах. Они занимают промежуточное положение между металлами и неметаллами и называются полупроводниками. В табл. 1.1 показано, что их удельное сопротивление много выше, чем у металлов, и гораздо ниже, чем у диэлектриков.

Первым полупроводниковым материалом, примененным в электронике, был германий, но в настоящее время основным элементом, используемым в транзисторах и диодах, является кремний, который имеет некоторые преимущества.

1.2.1. Кристаллическая решетка

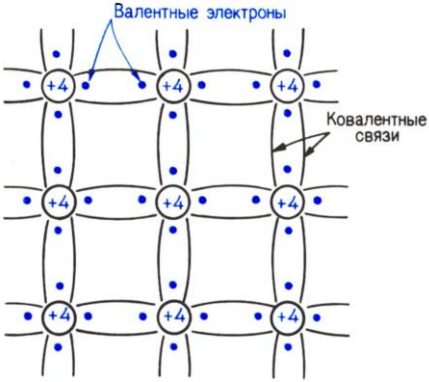


Рис. 1.3. Расположение атомов в кристалле двумерное представление

Как уже говорилось, и кремний, и германий имеют по четыре валентных электрона на внешней оболочке. Для того чтобы заполнить эту оболочку, атомы располагаются в кристаллической решетке таким образом, что каждый из них связан своими валентными электронами с четырьмя соседними атомами, образуя ковалентную связь. Упрощенная двумерная модель (рис. 1.3) дает наглядное представление о ковалентных связях. Заметим, что каждое ядро окружено восемью электронами, обеспечивающими ковалентные связи в кристаллической решетке.

1.2.2. Свободные электроны и дырки

В идеализированной модели атома (см. рис. 1.3) свободные электроны, способные проводить ток, отсутствуют, и материал является диэлектриком. Но уже при комнатной температуре некоторые электроны

приобретают достаточную энергию для того, чтобы порвать ковалентную связь и покинуть собственные атомы. Когда электрон теряет ковалентную связь, он становится проводником электричества. На его месте образуется так называемая *дырка.* Кристалл кремния с нарушенной ковалентной связью представлен на рис. 1.4.

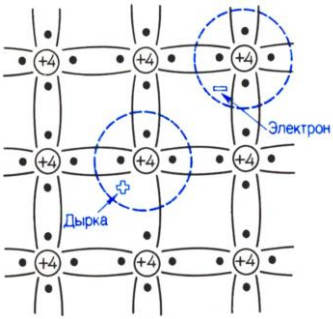


Рис. 1.4. Кристалл кремния с нарушенной ковалентной связью

Дырки также являются проводниками электричества. Это объясняется тем, что при очень незначительной энергии электрон из одной ковалентной связи занимает место дырки в соседней ковалентной связи. Дырочная проводимость иллюстрируется на рис. 1.5.

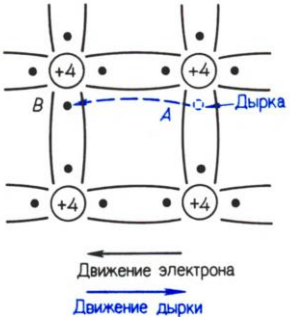


Рис. 1.5. Дырочная проводимость

Предположим, что сначала дырка была в точке B, а электрон находился в точке A. На рис.1.5 показано, как электрон перемещается из точки A в точку B. Это соответствует движению дырки от точки B к точке A. Заметим, что дырки движутся в направлении, противоположном направлению движения электронов.

1.2.3. Проводимость в полупроводниках

Под действием электрического поля полупроводник проводит ток за счет перемещения и свободных электронов, и дырок. Электроны движутся в направлении, противоположном принятому направлению протекания тока, а движение дырок совпадает с условным направлением тока.

Общий ток в полупроводнике, таким образом, является суммой дырочной и электронной проводимостей. *Удельная электропроводность определяется как способность материала проводить электричество и является величиной, обратной удельному сопротивлению.* Единица удельной электропроводности − сименс на сантиметр (См/см)[1]. Удельная электропроводность (δ) любого материала зависит как от количества свободных электронов, так и от их подвижности (способности двигаться, когда приложено электрическое поле).

Удельная электропроводность определяется уравнением (1.2), где n – число свободных электронов, μ_n – подвижность электронов, p – число дырок, μ_p – подвижность дырок и e– заряд электрона ($1{,}6\text{-}10^{-19}$ Кл):

$$\delta = (n\mu_n + p\mu_n)e. \qquad (1.2)$$

В беспримесном, или собственном, полупроводнике число свободных электронов должно быть равно числу дырок, потому что каждый электрон, который покидает ковалентную зону, образует на своем месте дырку. Число электронов или дырок называется собственной концентрацией носителей заряда, n_i.

1.2.4. Температурная зависимость

При нагреве окружающей среды первоначальная энергия электронов в ковалентных связях возрастает и может стать достаточной, чтобы порвать эти связи. Электроны становятся носителями заряда и оставляют после себя дырки, которые тоже становятся носителями заряда. Это называется *термогенерацией электронно-дырочных пар.* В действительности электрон в кристалле хаотично движется короткое время, а затем занимает место какой-либо дырки. Тем временем возникают другие электронно-дырочные пары, так что при любой температуре концентрация носителей заряда равновесна. При увеличении температуры окружающей среды возрастает число электронов с энергией, достаточной для преодоления кова-

лентных связей, и процесс термогенерации электронно-дырочных пар нарастает очень быстро. Экспериментальные данные показывают, что удельная электропроводность германия или кремния удваивается при увеличении температуры от нормальной (300 К) на каждые 10°С.

1.2.5. Примесные полупроводники

Свойства собственных полупроводников могут быть значительно улучшены, если в кремниевую кристаллическую решетку ввести небольшое количество примеси, называемой *легирующей.* Существует два типа легирующих примесей: донорные атомы, которые образуют кремний или германий n-типа проводимости, и акцепторные атомы, которые образуют р-тип проводимости.

Донорная примесь является элементом с пятью электронами в валентной зоне, например мышьяк или сурьма. Кристаллическая решетка с введенным пятивалентным донорным атомом показана на рис. 1.6.

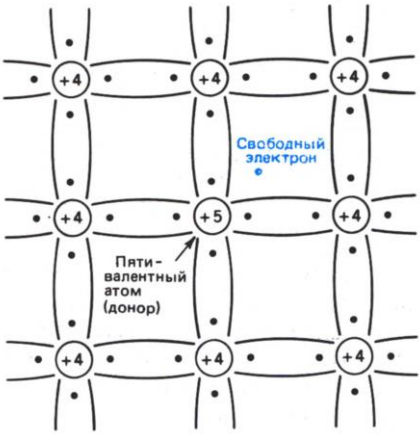


Рис. 1.6. Легирование донорной примесью

Из рис. 1.6 видно, что четыре из пяти валентных электронов примеси образуют ковалентные связи с соседними атомами кремния, пятый электрон становится свободным. При донорном легировании кремния почти все носители являются электронами, или отрицательными зарядами, и такой кремнии называется кремнием n-типа. Необходимо заметить, что хотя количество добавок очень незначительно, оно оказывает суще-

ственное влияние на характеристики кремния. Добавка одного лишь примесного атома на каждые сто миллионов (10^8) атомов кремния уменьшает удельное сопротивление кремния в 24 000 раз, т.е. от 230 000 до 9,6 Ом·см, и превращает кремний из диэлектрика в проводник.

Кремний или германий могут быть также легированы акцепторными атомами, такими, как бор, галлий или индий. Эти элементы имеют по три электрона в валентной зоне. Как видно из рис. 1.7, три валентных электрона акцепторной примеси формируют ковалентные связи с соседними атомами кремния, а на месте недостающего электрона образуется дырка в ковалентной связи.

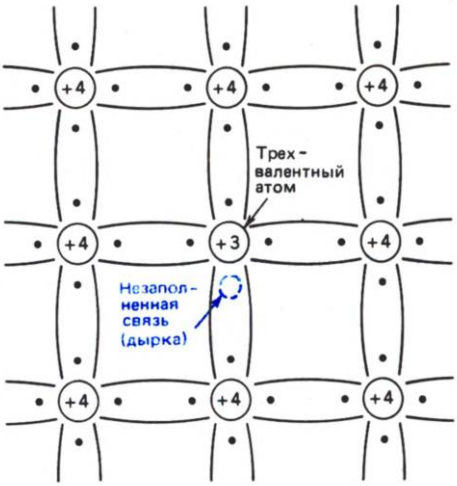


Рис. 1.7. Легирование акцепторной примесью

Таким образом, в кремнии, легированном акцепторными атомами, преобладают дырки, и его называют кремнием p-типа.

1.3. Электронно-дырочный переход (p–n-переход)

1.3.1. p–n-переход в равновесном состоянии

Большинство диодов выполняется соединением областей p- и n-типа кремния или германия, как показано на рис. 1.8.

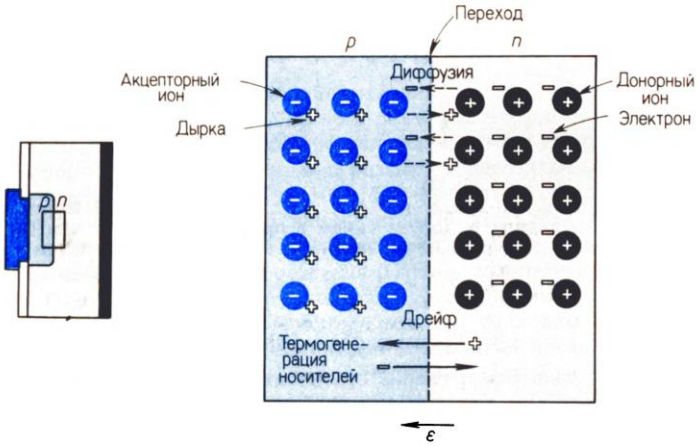


Рис. 1.8. p–n-переход в равновесном состоянии

Граница между этими областями образует p–n-переход. Сначала представим, что в переходе существует некий барьер, и все дырки располагаются только на p-стороне, а свободные электроны на n-стороне. При этих условиях обе стороны электрически нейтральны. Теперь предположим, как это и имеет место в реальных переходах, что барьер исчезает. Свободные электроны будут двигаться, или диффундировать, в p-область и заполнять, или оккупировать, дырки около перехода.

Миграция электронов из материала n-типа в материал p-типа делает материал p-типа заряженным отрицательно, а материал n-типа заряженным положительно. В результате возникает разность потенциалов, обозначенная вектором ε на рис. 1.8, которая предотвращает любую дальнейшую миграцию электронов, и таким образом достигается состояние равновесия. Другим эффектом является то, что электроны оккупируют дырки в области перехода, создавая обедненную область, где теперь очень мало свободных электронов или дырок. Отсутствие свободных зарядов на переходе также показано на рис. 1.8. На рис. 1.9 изображено распределение плотности заряда в полупроводнике.

Область заряда и обедненная область существуют только около перехода, а потенциал n-области возрастает за счет проникновения некоторых электронов в p-область.

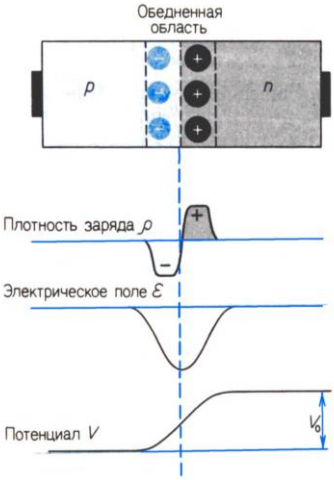


Рис. 1.9. Разомкнутая цепь диода и распределение плотности заряда в полупроводнике

1.3.2. Смещение p–n-перехода в прямом направлении

Если положительное напряжение приложить к p-области (рис. 1.10), то p–n-переход сместится в прямом направлении. Это напряжение вызывает движение электронов и дырок в p- и n-областях соответственно по направлению к переходу, т.е. через переход протекает ток. Токоограничивающий резистор включается в цепь для предупреждения чрезмерного тока.

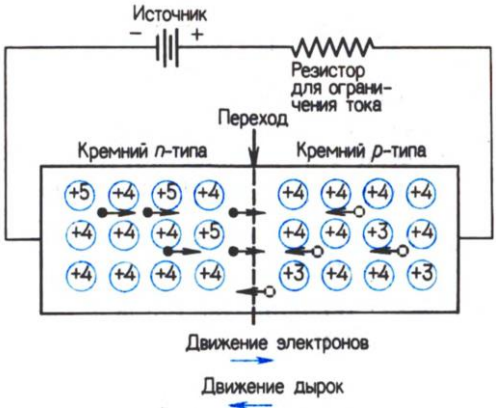


Рис. 1.10. p–n-переход с внешним смещением в прямом направлении

1.3.3. Смещение p–n-перехода в обратном направлении

Если к p-области приложено отрицательное напряжение относительно n-области (рис. 1.11), то и электроны, и дырки стремятся удалиться от перехода, что увеличивает обедненную область. При этом в обедненной области нет носителей, и переход действует как разомкнутая цепь, т.е. препятствует протеканию тока.

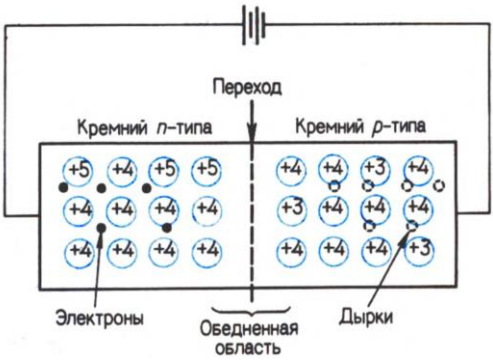


Рис. 1.11. p–n-переход с внешним смещением в обратном направлении

Как видно из рис. 1.11, движение электронов или дырок в этом случае отсутствует. Таким образом, p–n-переход является хорошим проводником при смещении в прямом направлении и диэлектриком при смещении в обратном направлении. В действительности небольшой ток будет протекать в обратном направлении из-за *тепловой генерации неосновных носителей.* Когда при нагреве образуется пара электрон – дырка в полупроводнике *n*- или p-типа, один из носителей (электрон в p-типе или дырка в n-типе) является неосновным носителем. Неосновные носители двигаются по направлению к переходу в диоде с обратным смещением и формируют *ток утечки,* или *обратный ток.* Из табл. 1.1 видно, что концентрация носителей (n_i), в кремнии много меньше, чем их концентрация в германии. Следовательно, термогенерация неосновных носителей и обратный ток в кремниевых диодах много меньше, чем в германиевых. Это одно из главных преимуществ кремния по сравнению с германием.

При увеличении обратного напряжения на диоде, ускоряемые им свободные электроны приобретают энергию, достаточную для того, чтобы при соударении с кристаллической решеткой выбить дополнительные электроны из валентных связей. Это приводит к резкому увеличению тока

и известно как *лавинный пробой.* Обратное напряжение, приложенное к диоду, не должно быть больше напряжения, вызывающего лавинный пробой, в противном случае диод может быть разрушен. Однако стабилитроны могут использоваться в режиме лавинного пробоя (см. подразд. 1.9).

1.4. Характеристики диода

Обычно реальные диоды изготавливаются на основе кремниевых p–n-переходов и работают, как описано в подразд. 1.3. Диоды могут быть подразделены на две основные категории: переключательные и выпрямительные. Выпрямительные диоды имеют большие размеры и рассчитаны на управление большими токами – обычно от 1 до 10 А. Переключательные диоды много меньше по размерам и имеют небольшой прямой ток. Они быстрее реагируют на изменения напряжения и используются в цифровых и других высокоскоростных цепях, где быстрая ответная реакция абсолютно необходима.

Идеальный диод имеет нулевое сопротивление в прямом направлении. Реальные диоды имеют пороговое напряжение (напряжение включения), при котором диод становится проводником тока. Для кремния это напряжение примерно равно 0,7 В. Ниже напряжения включения диод действует как разомкнутая цепь.

1.5. Полупроводниковые стабилитроны

Если на диоды подать обратное напряжение, то при некотором его значении наступает пробой, и через них протекает *большой обратный ток.* Значение этого напряжения зависит от конструкции и степени легирования диода и может быть различным.

Диод Зенера или стабилитрон представляет собой диод, который предназначен для работы в обратном направлении в диапазоне напряжения пробоя. Уровень этого напряжения пробоя является основной характеристикой стабилитрона и указан в паспорте. Это достигается за счет сильно легированного p+ и сильно легированного n–слоя. Сильная рекомбинация обоих слоев приводит к очень малой толщине барьерного слоя и, следовательно, к высокой напряженности поля в области барьерного слоя.

Условное графическое обозначение обычных стабилитронов
на принципиальных схемах

Условное графическое обозначение двуханодных стабилитронов
на принципиальных схемах

В прошлом эти диоды были названы в честь американского физика Кларенса Мелвина Зенера, открывшего эффект Зенера (туннелирование электронов через барьерный слой). Название стабилитрон рекомендовано с 1970-х гг. потому что эффект Зенера отвечает только за низкие пробивные напряжения. В прямом направлении они ведут себя как обычные диоды. В обратном направлении стабилитроны блокируются при низких напряжениях, как и обычные диоды. От определенного обратного напряжения, так называемого напряжения пробоя, ток увеличивается на много порядков в пределах нескольких сотен милливольт. Этот процесс обратим. Другими словами, когда напряжение уменьшается, этот ток также снова уменьшается. Поэтому стабилитроны подходят для стабилизации напряжения (небольшое изменение напряжения с большими изменениями тока) и для ограничения напряжения.

Из-за малой толщины барьерного слоя стабилитроны имеют большую емкость барьерного слоя и имеют много общего с варикапами.

Напряжение пробоя находится в диапазоне 2,4–200 В для стабилитронов (расширенный диапазон: 1,8–300 В). Более высокие напряжения могут быть достигнуты посредством последовательного соединения, двунаправленные стабилитроны получаются встречным соединением.

При низких значениях напряжения пробоя (ниже 3 В) эффект Зенера с его характерным отрицательным температурным коэффициентом (приблизительно –0,09 % / K) и его сравнительно плоский пробой является преобладающим для пробоя. При более высоких напряжениях пробоя (выше 5 В) преобладает лавинный эффект пробоя с его положительным температурным коэффициентом (около +0,11 %/K) и гораздо более кру-

тым прорывом. При напряжении пробоя от 4,5 до 5 В температурные коэффициенты в значительной степени компенсируют друг друга. Из-за разной крутизны характеристик двух эффектов компенсация зависит от тока и в значительной степени отлично работает для определенного рабочего тока. Для более высоких токов эта точка смещается в сторону более низких напряжений.

Благодаря эффекту Зенера электроны туннелируют через чрезвычайно тонкий барьерный слой, хотя на самом деле там нет носителей заряда. В случае лавинного пробоя несколько присутствующих электронов ускоряются электрическим полем и высвобождают дополнительные электроны из кристаллической решетки в результате столкновений. В результате происходит лавинообразное увеличение концентрации носителей заряда и, следовательно, лавинообразное увеличение проводимости.

1.5.1. Характеристики стабилитрона

Характеристика стабилитрона, приведена на рис. 1.12.

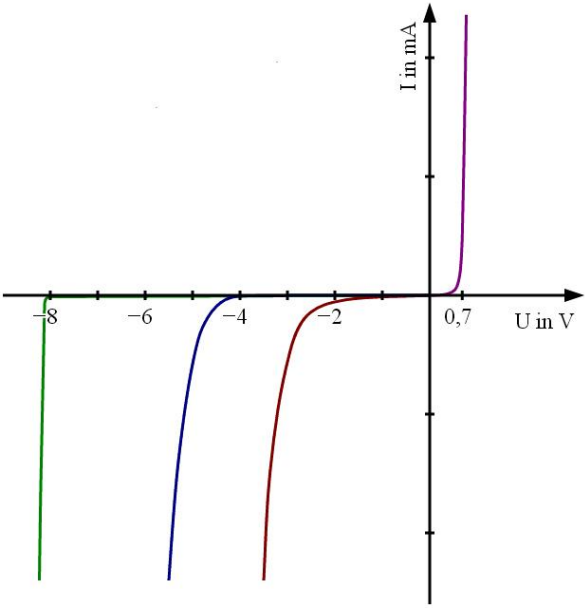


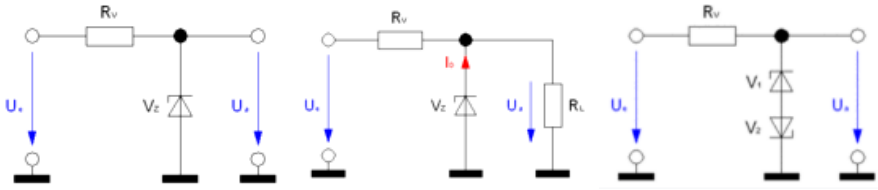
Рис. 1.12. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

Эффект Зенера имеет отрицательный температурный коэффициент, лавинный эффект – положительный. При примерно 5 В оба коэффициента примерно одинаковы и компенсируют друг друга. Для эталонов с особенно долговременной стабильностью в качестве альтернативы использовалось последовательное соединение стабилитрона с напряжением от 6,2 до 6,3 В и температурным коэффициентом +2 мВ/К и нормального кремниевого диода (или перехода база-эмиттер транзистора) в прямом направлении с −2 мВ/К расположенных на одном кристалле, в результате чего температурные коэффициенты компенсируют друг друга. Тем не менее, стабилитроны не используются в качестве опорного источника напряжения в интегральных схемах, поскольку значительно дешевле интегрировать на чипе транзисторы (диоды Зенера потребуют много дополнительных стадий процесса), они являются более точными и имеют более долгосрочную стабильность и, прежде всего, при низких напряжениях (например, при 3 В).

1.5.2. Применение стабилитронов

Стабилитроны применяются, когда необходимо получить определенную величину напряжения в какой-либо точке цепи. Обычно они используются в источниках питания и в стабилизаторах напряжения.

Как правило, стабилитроны работают в обратном направлении. Они используются для ограничения напряжения, защиты от перегрузки и, как правило, для стабилизации напряжения см. рис. 1.13. Кроме того, стабилитроны могут очень хорошо использоваться в качестве генератора белого шума, который вызван лавинным эффектом.



а *б* *в*

Рис. 1.13. Применение стабилитронов: а– ограничение напряжения с помощью стабилитрона; б– стабилизация напряжения с помощью стабилитрона; в– симметричный ограничитель напряжения на встречно включенных стабилитронах

1.6. Диоды Шотки

Диод Шоттки, так же известный как диод на горячих электронах, это специальный диод, который не имеет p–n-перехода (полупроводник – полупроводник), но имеет переход металл-полупроводник (см. рис. 1.14).

Рис. 1.14. Конструкция диода Шотки, или диода на горячих носителях

Этот переход между металлом и полупроводником называется **контактом Шоттки** или **барьером Шоттки**. Как и p–n-переход, диод Шоттки также является выпрямителем. В диодах Шоттки состав материала (например, легирование полупроводника и работа выхода металла) выбран так, чтобы на границе раздела в полупроводнике образовывалась зона обеднения. Таким образом, нелинейный контакт Шоттки отличается от переходов металл-полупроводник в других условиях, таких как омический контакт, который демонстрирует поведение частично линейного омического сопротивления.

Условное графическое обозначение на схемах диода Шоттки приведено на рис. 1.15.

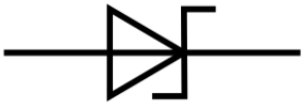


Рис. 1.15. Условное обозначение на схемах

Диод Шоттки назван в честь немецкого физика Вальтера Шоттки, который разработал модель контакта металл-полупроводник в 1938 г. Выпрямляющие свойства впервые обнаружил Фердинанд Браун в 1874 г. Первоначально переходы металл-полупроводник состояли из точечных

контактов, которые были выполнены с помощью заостренной металлической проволоки на поверхности полупроводника (игольчатый диод). В середине XX в. они использовались в основном в обычных в то время приемниках-детекторах. Первые диоды Шоттки, известные тогда как *кристаллические детекторы*, оказались очень ненадежными. Поэтому точечный контакт был заменен тонкой металлической пленкой, которая до сих пор используется в современных диодах Шоттки.

В качестве «быстрых» диодов диоды Шоттки подходят для высокочастотных применений вплоть до микроволнового диапазона, что в основном связано с их небольшой емкостью насыщения. Вот почему они часто используются в качестве защитных диодов для снижения индукционных токов или в качестве выпрямительных диодов в импульсных источниках питания, где они позволяют выпрямлять токи с частотами более 1 МГц. Они также хорошо подходят в качестве демодуляторов для схем детекторов.

В качестве полупроводникового материала обычно используется кремний для напряжений до 250 В, для запирающих напряжений 300–1700 В арсенид галлия (GaAs) или карбид кремния (SiC).

1.6.1. Кремниевые диоды Шоттки

Кремниевые диоды Шоттки имеют прямое пороговое напряжение примерно 0,3 В. При очень низком рабочем токе падение напряжения может даже упасть ниже 0,1 В. Это значительно меньше, чем у кремниевого p–n-перехода с напряжением около 0,7 В. Поэтому их можно подключать параллельно переходу коллектор-база кремниевого биполярного транзистора, чтобы предотвратить насыщение транзистора и, таким образом, переключать транзистор намного быстрее в ключевом режиме. Это было в основном до распространения мощных МОП-транзисторов в быстрых переключателях, таких как используются в импульсных источниках питания, но также для реализации более быстрых логических схем TTL (цифровая технология).

Неотъемлемым недостатком кремниевых диодов Шоттки являются более высокие токи утечки по сравнению с кремниевыми p–n-диодами, а также потери проводимости, которые быстро увеличиваются, когда они рассчитаны на более высокое обратное напряжение.

1.6.2. Диоды Шоттки из карбида кремния

Диоды Шоттки на основе карбида кремния (SiC) имеют пороговое напряжение около 0,8 В, но обладают рядом преимуществ в силовой электронике по сравнению с обычными кремниевыми диодами. SiC-диоды Шоттки доступны для обратных напряжений до 1,7 кВ, это означает, что они используются, в частности, в области силовой электроники, такой как импульсные источники питания и преобразователи. Поскольку у них почти нет прямого и, прежде всего, обратного восстановления, они очень близки к идеальному диоду. При использовании для коммутации биполярных транзисторов с изолированным затвором (IGBT) возможно значительное снижение коммутационных потерь в самом диоде, но также и в транзисторе, поскольку при повторном включении не требуется подавать какой-либо обратный ток восстановления. Допустимые температуры перехода в соответствующих корпусах до 200°C значительно выше, чем у кремниевых диодов Шоттки, что упрощает охлаждение SiC-диодов.

Работа диода Шоттки с n-легированным полупроводником

Упрощенно предполагается, что металл и полупроводник соединены вместе без изменения электронной структуры, из-за связи металл-полупроводник в твердом состоянии металла и полупроводника. Если исходить из предположения, что работа выхода металла больше, чем у электрона полупроводника, что имеет место с большинством комбинаций металл-полупроводник, которые используются для диодов Шоттки – так происходит на границе раздела между уровнем Ферми металла и зоны проводимости.

Однако в действительности поверхности металлов и полупроводников сильно меняются из-за связи и фактической высоты потенциального уровня или *барьера Шоттки*. В основном определяется связью металл-полупроводник, но также и параметрами процесса, такими как очистка поверхности, и практически не зависит от работы выхода металла. Для n-Si барьер Шоттки обычно составляет от 0,5 до 0,9 эВ.

Энергия Ферми невозмущенного (n-легированного) полупроводника (за исключением вырожденных полупроводников) находится чуть ниже зоны проводимости. В случае контакта металл/полупроводник происходит выравнивание заряда, энергии Ферми металла и полупроводника

равны, тогда имеется только одна общая энергия Ферми $W_F(x,t)$ = const в термодинамическом равновесии. Из-за различных рабочих функций металла и полупроводника влияние заряда происходит на двух поверхностях. Электроны собираются на поверхности металла и уходят от поверхности полупроводника, создавая таким образом положительные примеси в полупроводнике. Создается потенциальная стенка, электроны могут покинуть полупроводник, это создает так называемую зону обеднения, в которой потенциальная энергия электронов в зоне проводимости (основных носителей заряда) высока.

Электроны в полупроводнике имеют более высокое энергетическое состояние, чем электроны в металле. Поэтому их еще называют «горячими носителями заряда». Отсюда происходит термин «диод с горячим носителем».

Если теперь приложить положительное напряжение (отрицательный полюс на полупроводнике n-типа), электроны из полупроводникового материала выталкиваются в зону обеднения, и потенциальный барьер становится меньше. Тогда электроны могут перетекать из полупроводника в металл («*прямое смещение*»). Если, с другой стороны, приложить отрицательное напряжение (которое не слишком велико), электроны еще сильнее притянутся к металлу и толщина обедненной зоны увеличивается (*обратное смещение*). Существует очень небольшой ток, потому что несколько электронов в металле могут преодолеть барьер путем теплового возбуждения или «туннелирования» через барьер (квантово-механический туннельный эффект). Если напряжение в обратном направлении будет слишком высоким, то произойдет пробой.

В переходе Шоттки неосновные носители заряда не вносят вклад в перенос заряда. Поскольку электроны (основные носители заряда) очень быстро следуют за электрическим полем, диод Шоттки работает значительно быстрее, чем обычные полупроводниковые диоды, основанные на p–n-переходе, особенно во время перехода от прямого к обратному режиму работы. С диодами Шоттки, сделанными из кремния, возможны частоты переключения более 10 ГГц, из GaAs даже более 100 ГГц.

Не каждый контакт металл-полупроводник обладает выпрямляющим действием. Поскольку толщина обедненной зоны обратно пропорциональна корню из плотности носителей заряда донора, если полупроводник сильно легирован, барьер становится настолько узким, что им можно

пренебречь, и контакт ведет себя как небольшое омическое сопротивление. Омические контакты необходимы для того, чтобы вообще можно было контактировать с полупроводниковыми кристаллами с металлическими соединительными проводами см. рис. 1.16.

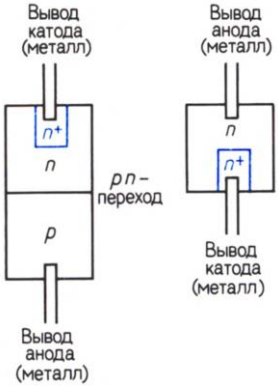
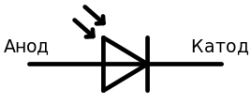


Рис. 1.16. Диоды Шотки и обычный диод:
а − кремниевый диод p–n-типа; б − диод Шотки

1.7. Фотодиоды

Фотодиоды – это диоды, которые работают при воздействии на них *света.*

Фотодиоды, являются по существу p–n-диодами, корпус которых имеет плоское стеклянное окошко, через которое свет падает на p–n-переход.



Обозначение на схемах фотодиодов

Фотодетекторы работают как диоды с обратным смещением. При отсутствии света через диод протекает очень незначительный обратный ток, называемый *темновым током.* При воздействии света на p–n-переход фотоны создают электронно-дырочные пары, как и при обычном дополнительном нагреве. Эти фотогенерируемые электронно-дырочные пары становятся источником неосновных носителей, и обратный ток быстро возрастает.

Большинство промышленно выпускаемых диодов являются p–i–n-диодами. Это означает, что они имеют *p*- и n-области, разделенные i-областью *собственного* (нелегированного) полупроводника; i-область, или *область объемного заряда* показана на рис. 1.17.

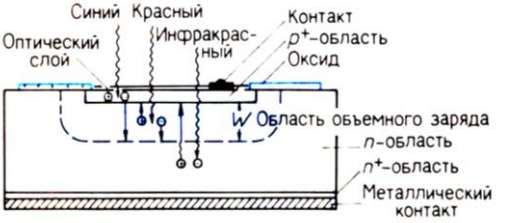


Рис. 1.17. Конструкция фотодиода

Дополнительное разделение способствует снижению емкости диода и увеличению скорости переключения.

Принцип работы фотодиодов заложен также в *фототранзисторах.* Эти транзисторы проводят ток только при воздействии на их вход света и используются для усиления напряжения.

1.8. Излучающие диоды

Когда диод смещен в прямом направлении, мощность рассеяния определяется как произведение прямого напряжения и тока. Основная часть этой энергии рассеивается в виде тепла, однако некоторая часть рассеивается в виде света. Кремний и германий излучают пренебрежимо малое количество света, тогда как диоды из арсенида галлия (GaAs) или арсенидо-галлиевого фосфида (GaAsP) могут излучать значительный свет при протекании прямого тока и называются *излучающими* или *светодиодами.*

Символьное обозначение светодиода

1.9. Оптроны

Оптическая пара, или оптрон, содержит светодиод и фототранзистор в одном корпусе, как показано на рис. 1.18.

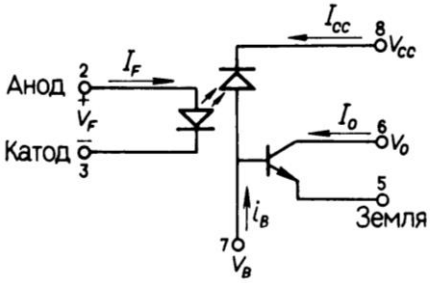


Рис. 1.18. Быстродействующий оптрон

Когда ток протекает через диод (выводы 2 и 3 на рис. 1.18), он излучает свет, который воздействует на фотодиод в приемной цепи. В результате через транзистор протекает ток (от вывода 6 к выводу 5). Связь между передающей цепью (цепью запускающего диода) и приемной цепью осуществляется светом.

Оптроны обеспечивают изоляцию одной системы от другой, включая систему заземления при одновременном сохранении передачи информации между этими системами. В этом часто возникает необходимость в производственной обстановке, где на системы, вырабатывающие сигнал, действуют шумы промышленных установок, которые искажают информацию до поступления ее в приемное устройство. Система, от которой поступает сигнал, управляет током светодиода, который включает или выключает фототранзистор. Таким образом, связь между двумя системами осуществляется светом в герметизированном корпусе (изолированно от внешней среды), и две системы электрически полностью изолированы друг от друга, т.е. не имеют общих электрических соединений.

1.10. Варикапы

Варикап– это диод, смещенный в обратном направлении так, что через него протекает очень малый ток.

Обозначение варикапа на принципиальных электрических схемах

Емкость варикапа является функцией обратного напряжения, приложенного к нему. Эта зависимость для варикапа приведена на рис. 1.19. Емкость варикапа изменяется при изменении обратного напряжения.

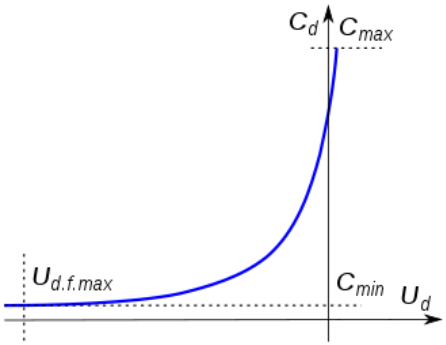


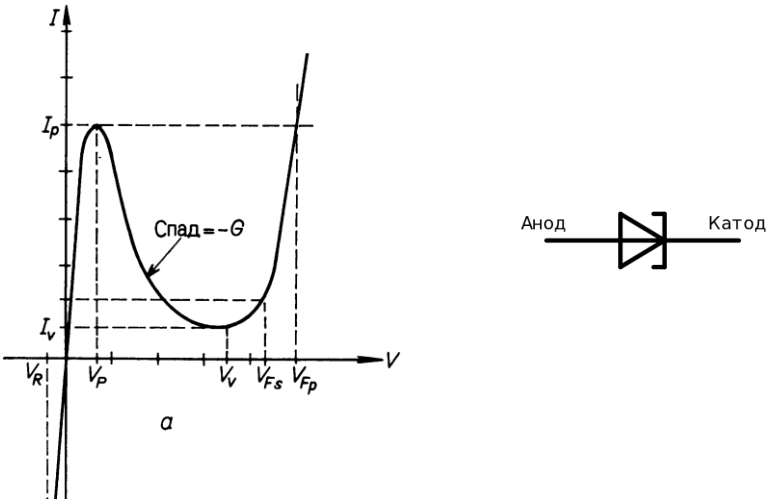
Рис. 1.19. Зависимость изменения емкости варикапа от обратного напряжения

Одним из примеров применения варикапа является частотный модулятор. Ёмкость варикапа образует с катушкой индуктивности колебательный контур, резонансная частота которого зависит от емкости варикапа. Если обратное напряжение на диоде изменяется пропорционально уровню входного сигнала, то его емкость будет соответственно изменяться, и частота сигнала на выходе будет пропорциональна амплитуде входного сигнала.

1.11. Туннельные диоды

Туннельные диоды легируются в значительно большей степени, чем обычные диоды, поэтому они имеют специфическую прямую ветвь вольт-амперной характеристики (рис. 1.20), состоящую из участков, где ток возрастает до максимума, затем падает до минимума, образуя впадину, и затем переходит к нормальной диодной характеристике.

К параметрам туннельного диода относятся напряжения и токи пикового значения и впадины. Участок между пиком и впадиной имеет отрицательный наклон и называется областью *отрицательного сопротивления* или *отрицательной проводимости* $-G$ (рис. 1.20,а). Приборы с отрицательным сопротивлением используются, например, в генераторах.



а *б*

Рис. 1.20. Туннельные диоды:
а – типичная статическая характеристика;
б – условное обозначение

1.12. Динистор

Динистор (или **диод Шокли)** представляет собой кремниевый полупроводниковый элемент с четырьмя полупроводниковыми слоями. Первые четырехслойные диоды были изготовлены в конце 1950-х гг. и были одними из первых полупроводниковых компонентов, изготовленных из кремния. Сегодня его вытесняют другие полупроводниковые компоненты, в частности диак, и он больше не имеет экономического значения.

Диод Шокли не следует путать с диодом Шоттки.

Динистор работает аналогично тиристору с неподключенным затвором. Компонент состоит из четырех различных легированных полупроводниковых слоев и трех pn-переходов, как показано на рис. 1.21, а.

Эквивалентная схема (рис. 1.21,б) состоит из двух биполярных транзисторов с одним npn-транзистором и одним pnp-транзистором каждый. Условное графическое обозначение динистора представлено на рис.1.21,в. Выводы динистора называются анодом и катодом.

При превышении определенного напряжения соответствующей полярности на соединениях происходит включение: динистор становится малоомным.

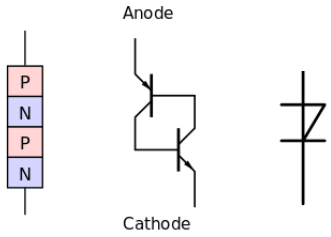


Рис. 1.21. Динистор: а – структура;
б – эквивалентная схема на транзисторах;
в – условное графическое обозначение

Это состояние сохраняется до тех пор, пока не будет понижен определенный ток удержания. Затем компонент возвращается в исходное состояние с высоким сопротивлением (рис. 1.22). Поведение динистора аналогично многослойным диодам (диакам), рассчитанным на переменное напряжение. Динисторы используются в качестве маломощных переключателей, в основном для управления тиристорами.

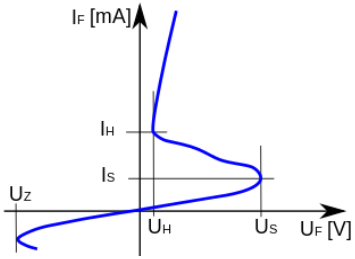


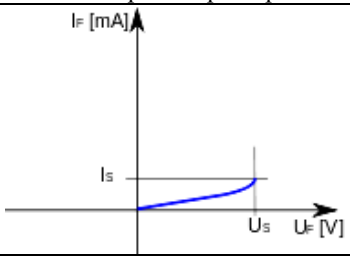
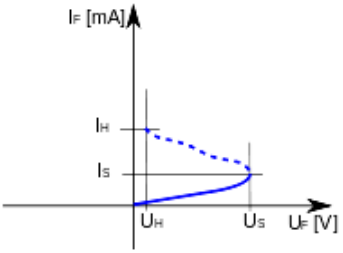
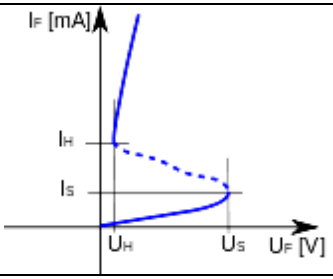
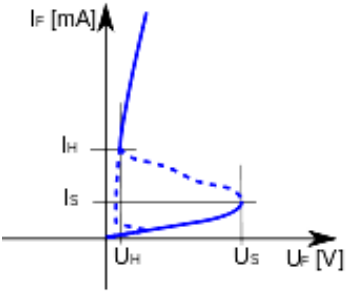
Рис. 1.22. Вольт-амперная характеристика динистора

Другие названия динистора также используются в литературе, некоторые из которых также используются для диака:

- тиристорный диод;
- триггерный диод;
- переключающий диод;
- 4-слойный транзисторный диод;
- p–n–p–n-диод.

Таблица 1.2

Описание работы динистора

Описание работы динистора	Вольт-амперная характеристика
От нуля мы увеличиваем напряжение до напряжения непосредственно перед коммутационным напряжением U_S:	
Если мы превысим напряжение в цепи, то динистор включится. Эту часть характеристической кривой трудно записать из-за ее нестабильности. Поскольку эта область как таковая не имеет практического значения, поэтому эта часть характеристики показана здесь пунктирной линией	
Теперь динистор открыт. Небольшое изменение напряжения приводит к относительно большому увеличению тока	
Теперь снова возвращаем напряжение на 0 В. Эту часть также сложно зафиксировать с точки зрения технологии измерения. Однако всегда есть определенный гистерезис	

Окончание табл. 1.2

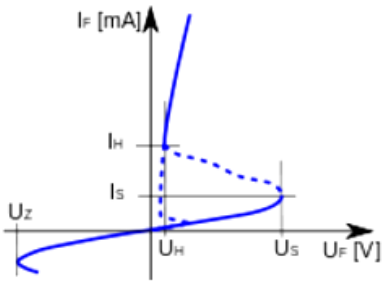
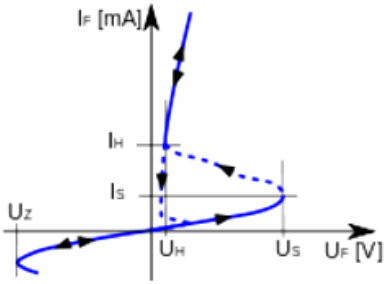
Описание работы динистора	Вольт-амперная характеристика
Теперь переходим в зону блокировки динистора. Как и обычный диод, динистор имеет обратный ток. Обратное напряжение не должно превышать определенного значения, иначе диод может выйти из строя	
Здесь снова вольтамперная характеристика, теперь со стрелками. Стрелки показывают, как проходит характеристика. Здесь также можно явно распознать гистерезис	

Таблица 1.3

Параметры динистора

Параметры динистора	Максимальные значения	Типичные значения
Прямая ветвь вольт-амперной характеристики		
Напряжение переключения U_S	От 10 до 250 В	50 В ± 4 В
Напряжение удержания U_H	От 0,5 до 2 В	0,8 В
Ток переключения I_S	От нескольких мкА до нескольких мА	120 мкА
Ток удержания I_H	От 1 до 50 мА	От 14 до 45 мА
Обратная ветвь вольт-амперной характеристики		
Обратный ток I_R		15 мкА
Максимально допустимое обратное напряжение U_Z	От 10 до 250 В	60 В

Условно графические обозначения также разнообразны (рис. 1.23).

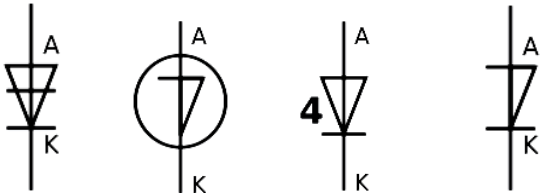


Рис. 1.23. Условно графические обозначения динистора

В символе, который также использовал Шокли, узнается число четыре (рис. 1.24).

Рис. 1.24. Условно графические обозначения динистора предложенное Шокли

1.13. Диак

Диак является диодом и также называется двунаправленным диодом. Путь между соединениями становится проводящим только тогда, когда напряжение на них превышает напряжение пробоя. В отличие от аналогичного, но устаревшего динистора, он ведет себя примерно симметрично в обоих квадрантах ВАХ.

Термин диак (diac) является аббревиатурой от английского *Diode* для переменного тока (AC). Существуют также диоды под торговыми марками, такие как *SIDAC*, английский кремниевый диод для переменного тока, которые, в зависимости от типа, имеют более высокое напряжение зажигания. Диаки – это многослойные полупроводники. Существуют версии с p–n–p-переходами (трехслойный диод) и p–n–p–n–p-переходами (пятислойный диод). Конструктивно они соответствуют встречно-параллельному соединению двух тиристоров, как показано на эквивалентной схеме рис. 1.25, аналогично симистору. В отличие от него отсутствует управляющий вывод.

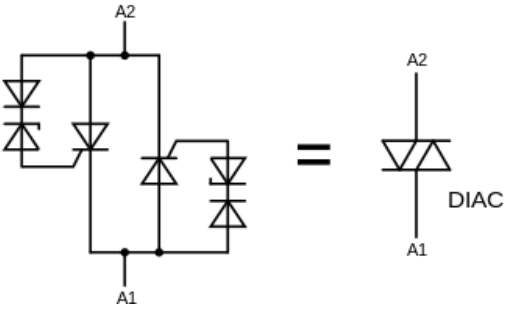


Рис. 1.25. Эквивалентная принципиальная схема и обозначение на схеме

Эти два вывода называются анодом 1 и анодом 2, потому что симметричная структура (см. рис. 1.26) означает, что полярность не может быть указана.

Благодаря своей двунаправленной структуре диак также может переключать напряжения переменного тока. Как только напряжение на выводах (A1 и A2) превышает определенное пороговое напряжение, он переключается, и p–n-переходы становятся проводящими. Этот тип включения также возможен с симисторами (но с ними его следует избегать).

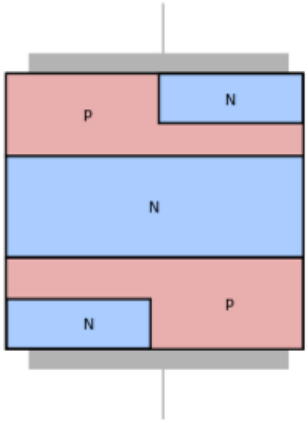


Рис. 1.26. Слоистая структура диака

Только когда ток, протекающий через диак, падает ниже определенного значения тока удержания, сопротивление снова быстро возрастает см. рис. 1.27.

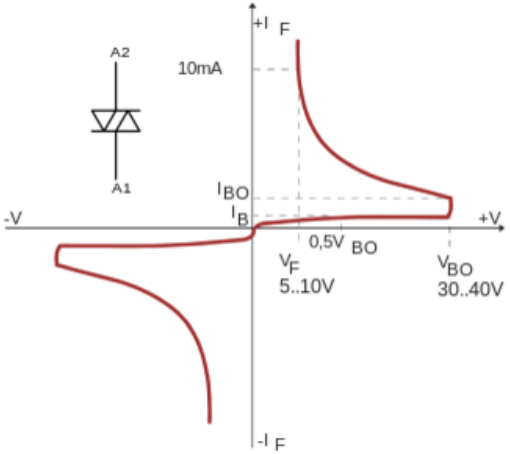


Рис. 1.27. Вольт-амперная характеристика диака

Из-за отклонений в кристаллической решетке и других производственных допусков два коммутируемых напряжения в положительном и отрицательном направлениях не совсем одинаковы. Разница называется отклонением симметрии.

Диаки выполняют аналогичную функцию искровым разрядникам, которые также становятся низкоомными при достижении определенного напряжения зажигания. Однако они различаются соответствующими диапазонами напряжения. В то время как диаки используются для низких напряжений до нескольких 100 В, искровые разрядники в области высокого напряжения, до нескольких 100 кВ.

Следующие ниже значения являются лишь ориентировочными, которые должны дать представление о приблизительных порядках величин:

- напряжение зажигания, обозначенное на схеме как V_{BO} (от английского: *breakover* = прорыва): 20 ... 200 В (типичное значение 35 В с сильными *колебаниями* выборки);
- ток незадолго до пробоя I_{BO}, обычно 10 мкА;
- ток удержания: 5… 50 мА, на диаграмме для примера показано 10 мА;
- отклонение симметрии: ± 4 В;
- сопротивление в высокоомном состоянии: несколько МОм;
- сопротивление в низкоомном состоянии: несколько Ом;

- максимальная рассеиваемая мощность около 300 мВт.Диаки в основном используются в схемах зажигания симисторов для генерации импульса зажигания из постепенно увеличивающегося напряжения. На практике они используется в управляющей электронике энергосберегающих ламп или в диммерах. В регуляторах фазового угла с вертикальным управлением диаки служат в качестве переключателей для регулируемого порога. В преобразователях Ройера энергосберегающих ламп они должны обеспечивать импульс для безопасного запуска преобразователя, поскольку преобразователи Ройера испытывают трудности с колебаниями, если их напряжение питания увеличивается слишком медленно при включении.

1.14. Тиристор

Тиристор – это полупроводниковый компонент, состоящий из четырех или более полупроводниковых слоев с чередующимся легированием (см. рис. 1.28). Тиристоры являются переключаемыми компонентами, это означает, что они не проводят ток в исходном состоянии и могут быть включены небольшим током на электроде затвора. После включения тиристор остается проводящим даже без тока затвора. Он отключается, когда ток падает ниже минимума, так называемого тока удержания.

Тиристор имеет три pn-перехода в последовательности pnpn. Как и диода, у него есть анод и катод; по сравнению с диодом здесь также есть соединение затвора.

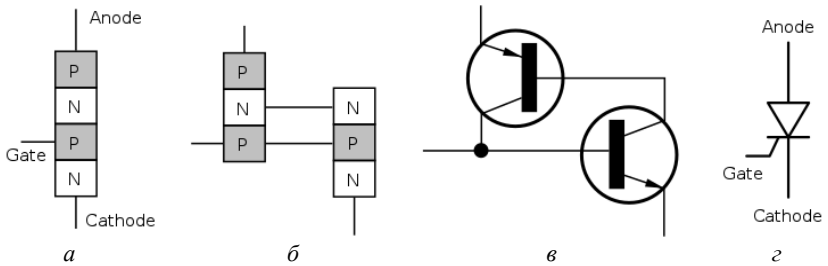


Рис. 1.28. Тиристор: а − структура; б − структура из двух транзисторов; в − эквивалентная схема из двух транзисторов; г − условно-графическое изображение

В основном состоянии тиристор блокируется в обоих направлениях. В прямом направлении он блокируется до определенного напряжения

зажигания (нулевое напряжение переключения для напряжения затвор-катод 0 В). Положительный импульс тока на затворе также может переключить его в проводящее состояние ниже напряжения зажигания. В обратном направлении он блокирует ток, как обычный диод. Схему включения тиристора см. рис. 1.29.

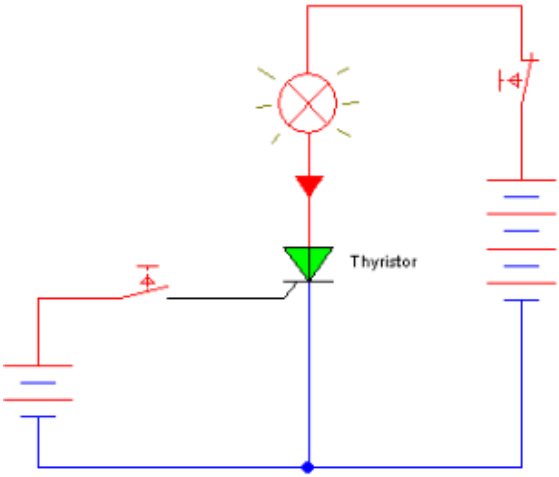


Рис. 1.29. Включение тиристора

Есть несколько вариантов включения:

- Обычный, управляющий ток (положительный ток или импульс тока на затворе).
- Нетрадиционный, по большей части недопустимый. Превышение нулевого напряжения отключения (включение или размыкание). Допускается только с динистором, тиристором особого типа, который допускает включение при повышении напряжения.
- Превышение допустимой скорости нарастания напряжения.
- Повышение температуры

На практике тиристор используется как управляемый диод.

Тиристор можно переключать путем подачи тока в третий слой (управление на затворе). Предпосылкой для этого является положительное напряжение между анодом и катодом и минимальный ток через средний барьерный слой. Особенностью процесса включения тиристора является то, что процесс поддерживается положительной обратной связью. В отличие от

других силовых полупроводников, на скорость процесса включения нельзя влиять через затвор. Плотность тока в третьем слое мала во время процесса включения. Когда электроны вводятся, слой в точке входа становится проводящим. Пока вся поверхность кремния не станет проводящей, ток концентрируется на уже проводящей области, в которой образуется вся потеря мощности. Плотность потерь мощности может превышать допустимое значение и приводить к локальному повышению температуры выше температуры диффузии или даже температуры плавления (1 683 К) кремния. Поэтому важно, чтобы скорость нарастания тока (крутизна критического тока) не превышала определенного значения, которое в большинстве случаев обеспечивается индуктивностями в нагрузке и линиях. Если требуется переключить емкостную нагрузку, скорость нарастания тока может быть ограничена дополнительными мерами. С другой стороны, в случае высокоиндуктивных нагрузок увеличение тока отстает от увеличения напряжения. Следовательно, может случиться так, что так называемый ток фиксации еще не достигается сразу после того, как импульс зажигания был погашен. Под ним понимается минимальное значение тока, который должен течь через тиристор, чтобы он оставался проводящим при включении даже без тока затвора. Это приводит к неопределенным процессам переключения, которые также известны по диммерам переменного тока (управление фазовым углом) (работа с симисторами), и лампы, управляемые таким образом, часто могут мигать в более низком диапазоне нагрузки. Чтобы избежать этого эффекта, используется демпферная цепь, которая понимается как RC-элемент (последовательное соединение резистора и конденсатора, типовые значения: 470 Ом и 100 нФ), который подключается между анодом и катодом тиристора. При зажигании конденсатор разряжается через резистор и тиристор, таким образом, обеспечивает небольшой ток в течение короткого времени, чтобы превысить ток фиксации. В тиристорных цепях часто встречается дроссельная катушка с последовательным соединением для подавления радиопомех.

Выключение тиристора происходит либо при падении ниже удерживающего тока, который обычно возникает при отключении или реверсировании напряжения в цепи нагрузки, либо при переходе тока через ноль в цепи нагрузки, или путем изменения полярности в обратном направлении. Скорость этого процесса ограничена временем срабатывания t_q, которое необходимо тиристору для восстановления своего полного

управления и блокировки после завершения фазы проводимости. Это достигается только раз, когда соответствующий средний барьерный слой был очищен с помощью рекомбинации носителей заряда. Время срабатывания является параметром компонента и указывается в листе данных. В зависимости от типа оно может составлять от 10 до 400 мкс. Когда индуктивные нагрузки отключены, время отключения требует ограничения скорости нарастания напряжения; это также делается с помощью упомянутой выше демпфирующей сети. В противном случае (индуктивность попрежнему поддерживает ток удержания) может произойти самовключение. Более новые тиристоры («демпферные» типы) способны справиться с этим повышением напряжения даже без RC-элемента.

Обратите внимание: ток удержания – это ток, который должен, по крайней мере, протекать через проводящий тиристор, чтобы он оставался проводящим. Между тем, подтоком фиксации следует понимать ток, который должен протекать сразу после того, как управляющий импульс был погашен, чтобы тиристор не возвращался немедленно в состояние блокировки. Оба тока являются характеристиками компонентов и перечислены в таблицах данных, иногда вы можете найти только ток удержания. Ток фиксации всегда немного выше, чем ток удержания, но оба имеют одинаковый порядок величины (обычно ниже 100 мА для тиристоров малой мощности, около 100 мА для больших дисковых тиристоров).

Специально разработанные варианты (тиристоры GTO) также могут быть переведены в состояние блокировки отрицательным импульсом тока на затворе. Однако необходимая сила тока отрицательного импульса тушения на несколько порядков выше, чем у импульса зажигания. Часто к затвору подключается заряженный конденсатор, чтобы обеспечить импульс стирания.

Условные обозначения схем (рис. 1.30−1.32)

Рис. 1.30. Тиристор, общий

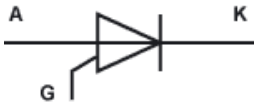


Рис. 1.31. Тиристор, управляемый со стороны анода, n-управляемый

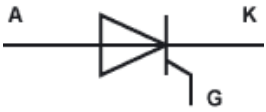


Рис. 1.32. Тиристор, управляемый со стороны катода, p-управляемый

Тиристор с пропорциональным регулированием – это наиболее широко используемый тип тиристора. Следующие пояснения и изображения относятся к нему.

Тиристор имеет 3 p–n-перехода (p–n–p–n). Управляющее соединение прикреплено к последнему p-слою со стороны катода. Если он не подключен, то тиристор работает как четырехслойный диод (рис. 1.33).

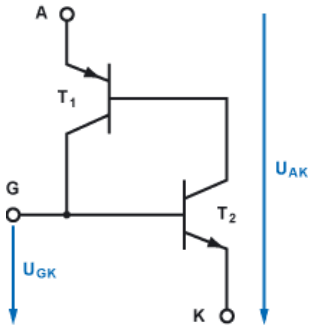


Рис. 1.33. Принцип работы

С этим компонентом также возникает тиристорный эффект. Однако взаимное открытие транзисторов T1 и T2 в схеме замещения тиристоров может быть преждевременным.

Если на управляющий вывод G подается положительный, достаточно большой и достаточно продолжительный импульс, тиристор переходит в низкоомное состояние. Он остается там до тех пор, пока удерживающий ток не станет ниже минимального. Затем он возвращается в высокоомное состояние (рис. 1.34).

В состоянии с низким сопротивлением тиристор может иметь значение сопротивления в несколько миллиомов. Поэтому в цепь тиристора должно быть включено достаточно большое сопротивление, чтобы ограничить возникающий ток.

Минимальные управляющие токи I_G указаны в ВАХ тиристорного триода. Если напряжение U превышает коммутационное напряжение U_{BO} (нулевое переключение), то тиристор переходит в низкоомное состояние. Следует избегать резкого повышения напряжения U. Это связано с тем, что тиристор может преждевременно перейти в низкоомное состояние даже без управляющего импульса.

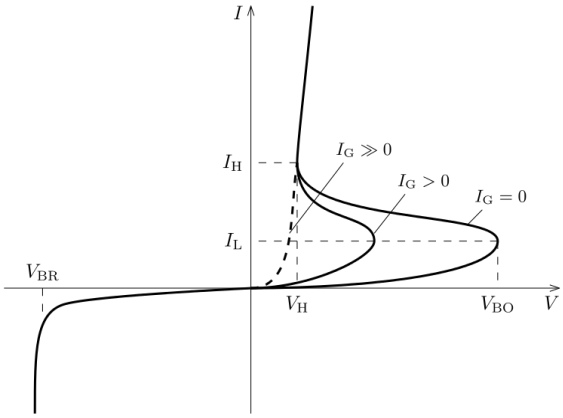


Рис. 1.34. Вольт-амперная характеристика тиристора

Приложения:

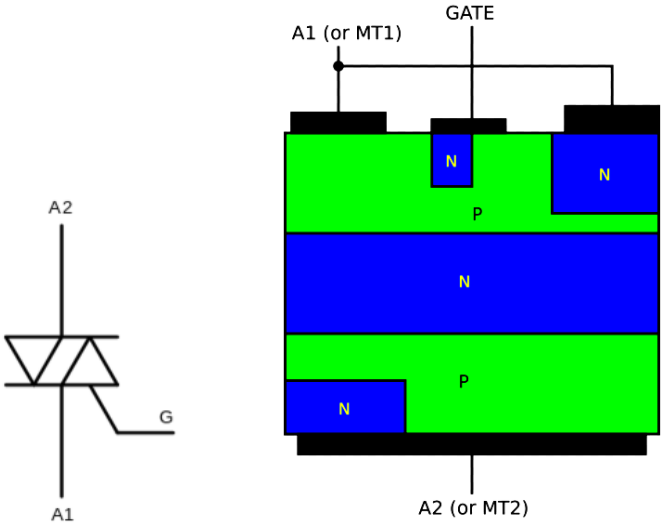
- бесконтактный выключатель в цепи переменного тока;
- управляемый выпрямитель.

1.15. Симистор

Симистор (**TRIAC**) − это аббревиатура от (**triode for alternating current)** – триод для переменного тока. Термины двунаправленный тиристорный триод или триак также используются. Это электронный компонент со структурой полупроводникового слоя, который в принципе представляет собой соединение двух тиристоров (рис. 1.35).

Это позволяет переключать переменный ток, тогда как одиночный тиристор может переключаться только в одном направлении и, таким образом, работает как диод в прямом включении. Симистор включается через затвор и остается проводящим до тех пор, пока ток удержания не будет ниже минимального.

Симистор имеет управляющий электрод G (затвор) и два основных электрода A1 и A2 (или MT1 и MT2), причем главный электрод A2 (MT2) обычно напрямую соединен с корпусом. Так что одного управляющего электрода достаточно для двух тиристоров, в симисторы встроены две секции включения вспомогательных тиристоров. Симистор можно переключать в состояние с низким сопротивлением с помощью положительного и отрицательного управляющего импульса.



а *б*

Рис. 1.35. Симистор: а − условное изображение; б − структура

Аналогия с тиристорами предполагает, что A1 (MT1) и A2 (MT2) эквивалентны и могут быть заменены по желанию. Однако это не так, поскольку внутренняя структура асимметрична, и A1 (MT1), как указано на структурной схеме, имеет прямое соединение с областью затвора на кристалле полупроводника и, таким образом, служит эталоном. Поэтому управляющий ток всегда относится к A1 (MT1). Симистор может срабатывать как положительным, так и отрицательным током затвора. Напряжение затвора, необходимое для этого, находится в диапазоне прямого напряжения кремниевых p–n-диодов. В зависимости от тока затвора и сопротивления шины необходимо несколько вольт. Однако следует отметить, что чувствительность зажигания зависит, с одной стороны, от полярности тока затвора и от полярности на A1 (MT1) и A2 (MT2). Типы зажигания обозначаются I+, I−, III+ и III− по отношению к соответствующей выходной характеристике (рис. 1.36).

Симисторы в основном работают с управлением I+ или III–. Чувствительность управления особенно велика с этими двумя типами управления. Два других типа управления требуют управляющих импульсов, которые примерно вдвое больше.

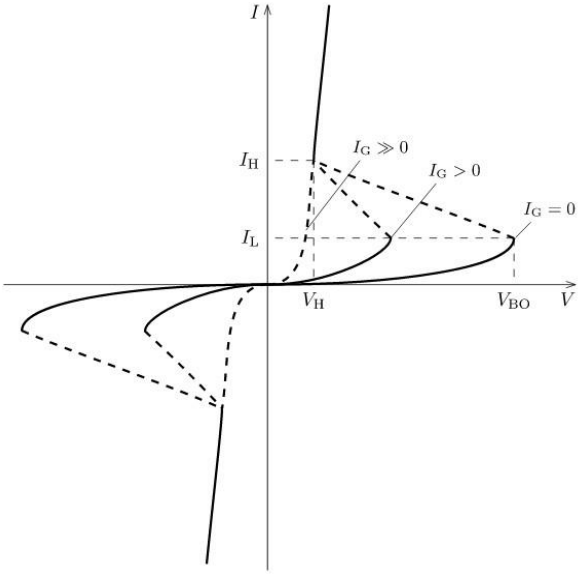


Рис. 1.36. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) симистора

Управляющий электрод теряет свою эффективность после включения симистора. Он остается в состоянии с низким сопротивлением до тех пор, пока напряжение удержания U_H не будет ниже значения. Затем он переходит в высокоомное состояние.

Симисторы обычно имеют наибольшую чувствительность к включению в типах включения I+ и III–, тип включения I– требует немного большего, а III+ – значительно большего тока затвора для включения.

Они доступны для прямого управления через логические модули с более низким током затвора (известный как логический уровень) или с улучшенными характеристиками, особенно для индуктивных нагрузок (известных как демпферные, поскольку они могут использоваться без демпфера и дополнительных компонентов, необходимых для него).

Если заданный ток зажигания TRIAC занижается с точки зрения размера или скорости увеличения, то это может привести к недостаточно быстрому распространению воспламенения по кристаллу полупроводника. В результате ток нагрузки иногда протекает только через частичные участки кристалла и, таким образом, может привести к локальному перегреву и разрушению компонента.

Симисторы не могут быть изготовлены для очень больших токов, поэтому отдельные тиристоры до сих пор используются в области силовой электроники.

Области применения в основном находятся в области управления фазой как типового варианта настройки мощности в диапазоне переменного напряжения, например, для регулировки яркости ламп накаливания (диммеров) или настройки скорости электродвигателей. Последние используются в электроинструментах, бытовых электроприборах и гораздо чаще используются там, где требуется установка скорости с малыми потерями и высокие пусковые моменты. Оптосимисторы используются в полупроводниковых реле, где они используются для гальванически изолированного переключения фактического переключающего элемента (силовых тиристоров или симистора). Благодаря своей компактной конструкции, низким производственным затратам и тому факту, что изоляционное напряжение любого желаемого уровня может быть достигнуто с помощью световодов, оптосимисторы заменили трансформаторы, ранее использовавшиеся для этой цели. В редких случаях, когда необходимо переключить только небольшой ток (примерно до 100 мА), можно также использовать оптосимистор для прямого переключения нагрузки.

1.16. Биполярный транзистор

При всей широте своего применения диоды p–n-типа не могут быть использованы для усиления сигналов, для этого требуются транзисторы. Основное назначение транзисторов – усиление напряжения, тока или мощности сигнала переменного тока. Транзисторы выполняют эти функции, например, в радиоприемниках, где антенна воспринимает из атмосферы чрезвычайно слабый высокочастотный сигнал, промодулированный низкочастотным сигналом звуковой информации, и этот сигнал усиливается до тех пор, пока не достигнет мощности, достаточной для громкоговорителя. Транзисторные схемы преобразуют мощность постоянного тока в мощность переменного тока посредством усиления входного сигнала. Мощность постоянного тока можно получить от батарей или источников питания, а информация, представляющая интерес (музыка или

звук), содержится в переменном сигнале. Поэтому наиболее важным является усиление переменного сигнала, а получение мощности постоянного тока, необходимой для этого, будет рассмотрено позднее.

Транзистор получают соединением трех полупроводниковых областей, называемых *эмиттером, базой* и *коллектором.* Эмиттер и коллектор всегда легируются одинаковым типом примесных атомов. Они разделены базовой областью, которая легируется примесными атомами противоположного типа проводимости. Таким образом, транзистор является трехслойной полупроводниковой структурой. Существует два типа транзисторов: n–p–n, где коллектор и эмиттер легированы примесью n-типа, а база – примесью p-типа, и p–n–p, где легирование противоположное.

Структуры и условные обозначения этих типов транзисторов приведены на рис. 1.37. Направление стрелки эмиттера указывает условно принятое направление протекания тока и определяет тип транзистора (p–n–p или n–p–n). Транзисторы обычно работают при прямом смещений перехода база-эмиттер и обратном смещении перехода база-коллектор. В n–p–n-транзисторе база является полупроводником p-типа, а эмиттер n-типа. Ток протекает от базы к эмиттеру, как показано стрелкой. В p–n–p-транзисторе ток протекает в обратном направлении и стрелка направлена от эмиттера к базе.

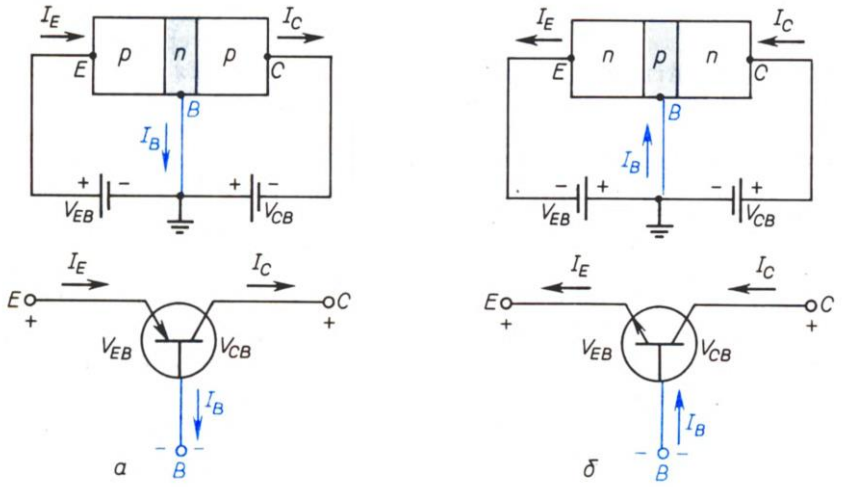


Рис. 1.37. Типы транзисторов и их условные обозначения:
а – p–n–p-транзистор; б – n –p –n -транзистор

1.16.1. Переход база-эмиттер

Переход база-эмиттер (эмиттерный переход) в транзисторе является диодом и управляет работой транзистора. Рассмотрим два состояния.

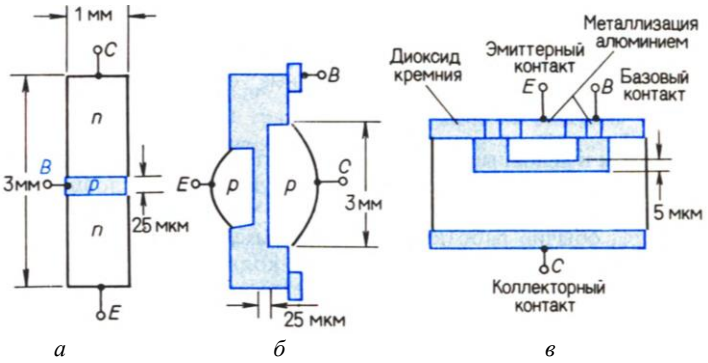
1. Транзистор «включен». Через переход протекает ток, и напряжение на нем (V_{BE}) равно примерно 0,7 В.
2. Транзистор «выключен». В этом случае напряжение на эмиттерном переходе меньше 0,7 В (может быть и отрицательным), и ток протекает весьма незначительный. Отметим, что напряжение V_{BE} не может быть больше 0,7 В.

При изготовлении транзисторов эмиттер легируется гораздо сильнее, чем база. Если эмиттерный переход смещен в прямом направлении, то ток состоит почти исключительно из носителей заряда эмиттера (электронов в n–p–n-транзисторе и дырок в p–n–p-транзисторе).

1.16.2. Изготовление транзистора

Транзисторы предназначены для получения высокого коэффициента усиления входного сигнала. Это определяет конструкцию транзистора. База, разделяющая коллектор и эмиттер, изготавливается очень тонкой и слабо легированной, поэтому базовый ток незначителен по сравнению с токами коллектора и эмиттера. Коллектор и эмиттер легируются примерно одинаково, но в большинстве транзисторов между ними все же имеется различие. Переход коллектор – база (коллекторный переход) рассчитывается для режима обратного смещения, а эмиттерный переход для прямого смещения; следовательно, коллекторный переход должен выдерживать большее обратное напряжение. По этой причине размеры коллектора делаются больше размеров эмиттера. Кроме того, коллектор обычно легируется в меньшей степени, чем эмиттер, но степень легирования того и другого значительно больше уровня легирования базы.

Для изготовления транзистора выращенный монокристалл кремния разрезается на пластины, в определенные места которых вводятся легирующие p- или n-примеси необходимой концентрации. На рис. 1.37 дано схематичное изображение поперечного сечения трех типов транзисторов: с выращенными переходами, сплавного и полученного планарной технологией.



а *б* *в*

Рис. 1.38. Конструкции транзисторов: а – с выращенными переходами; б – сплавной; в – диффузионно-планарный

У всех типов транзисторов, как видно из рис. 1.38, база представляет собой тонкий слой, а коллектор сплавного и планарного транзистора занимает значительный объем. Для создания электрического контакта эмиттер, коллектор и база покрываются слоем алюминия, как показано на рис. 1.38,в, а диоксид кремния используется в качестве диэлектрика.

1.16.3. Работа транзистора

Принцип действия n–p–n-транзистора иллюстрируется на рис. 1.39.

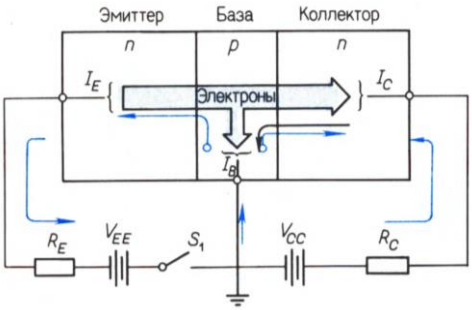


Рис. 1.39. Принцип действия транзистора

Светлые линии указывают общепринятое направление тока и направление движения дырок. Черная стрелка обозначает электронную составляющую тока I_{CBO}, а светлая, расположенная параллельно, – дырочную. Широкие стрелки обозначают поток электронов из эмиттера.

1.16.4. Коллекторный переход

Если выключатель S_1 разомкнут, то коллекторный переход смещен в обратном направлении напряжением источника питания V_{CC}. В этом случае протекает только ток утечки I_{CBO} (от коллектора к базе при разомкнутой цепи эмиттера). Изготовители, как правило, указывают в спецификации транзисторов максимальную величину I_{CB0}. Ранее, когда германиевые транзисторы находили большое применение, указание I_{CBO} было важно из-за существенной его величины. Теперь предпочтение отдается кремниевым транзисторам, I_{CBO} которых столь мал, что им можно пренебречь. Для большинства кремниевых транзисторов общего назначения I_{CBO} меньше 10 нА. Конечно, I_{CBO} являющийся током утечки, удваивается при увеличении температуры перехода на каждые 10°С, но все равно он очень мал по сравнению с величиной рабочего тока коллектора.

1.16.5. Эмиттерный переход базы

Когда ключ S_1 (рис. 1.39) замкнут, эмиттерный переход смещен в прямом направлении, что является нормальным условием работы транзистора. При прямом смещении через эмиттерный переход течет большой ток, который состоит практически только из электронов, движущихся от эмиттера к базе, поскольку эмиттер легирован в большей степени, чем база. Электроны, проникшие в базу р-типа, становятся здесь неосновными носителями. Неосновные носители пересекают обратно смещенный переход (см. подразд. 1.16.4), так что большинство электронов из эмиттера поступает в коллектор. Базовая область специально выполняется тонкой, чтобы электроны, поступившие в базу, легко могли бы перейти в коллектор.

При замкнутом ключе транзистор нормально функционирует, и в нем протекают ток эмиттера I_E, ток базы I_B и ток коллектора I_C. По закону Кирхгофа ток, входящий в транзистор, должен быть равен токам, выходящим из него. Поэтому для любого транзистора:

$$I_E = I_B + I_C \qquad (1.1)$$

Как было сказано выше, электроны из эмиттера переходят в базу, где на них воздействуют и положительный потенциал базы, и смещение на переходе база-коллектор. Так как базовый слой тонкий, практически все электроны поступают в коллектор. Если пренебречь током $I_{сво}$ и не-

значительным дырочным током базы, то можно определить коэффициент а транзистора, как отношение тока коллектора к току эмиттера.

Из (1.1) следует, что I_E всегда больше I_C, поэтому α всегда меньше 1. Для современных транзисторов с высоким коэффициентом усиления α « 0,98–0,998.

1.17. Полевые транзисторы

1.17.1. Введение в полевые транзисторы

Полевые транзисторы в настоящее время находят все большее применение. Это объясняется их значительными преимуществами по сравнению с биполярными плоскостными транзисторами (БПТ), например, очень высоким входным сопротивлением (практически бесконечность) и низким коэффициентом шума, что особенно необходимо в схемах усилителей слабых сигналов. Поэтому полевые транзисторы очень часто используются в ЧМ-приемниках с высокой точностью воспроизведения.

Кроме того, конструктивно полевые транзисторы занимают значительно меньшую площадь на подложке и потребляют меньшую мощность. Благодаря этому преимуществу полевые транзисторы широко используются в цифровых схемах, особенно в больших интегральных схемах (БИС) запоминающих устройств, содержащих тысячи транзисторов. Как транзисторы они имеют существенный недостаток по сравнению с биполярными транзисторами, коэффициент усиления полевого транзистора значительно ниже. Поэтому в тех схемах, где требуется высокий коэффициент усиления по напряжению, все еще используются биполярные транзисторы, но там, где коэффициент усиления не является решающим параметром, например в цифровых схемах, используются полевые транзисторы.

Существует два типа полевых транзисторов: с управляющим p–n-переходом и с изолированным затвором, или МОП-транзисторы (металл-окисел-полупроводник). Полевые транзисторы с управляющим pn-переходом используются чаще в схемах усилителей и поэтому будут рассмотрены первыми. МОП-транзисторы и их разновидность, комплементарная МОП-структура (КМОП-структура), находят более широкое применение в цифровых схемах.

Для объяснения принципа действия полевого транзистора рассмотрим схему на рис. 1.40.

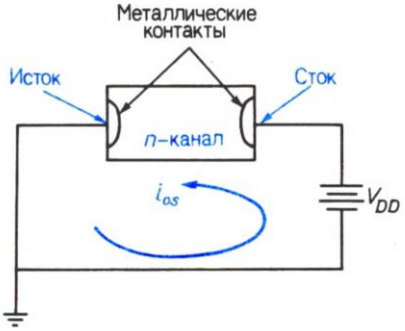


Рис. 1.40. Прибор с каналом n-типа

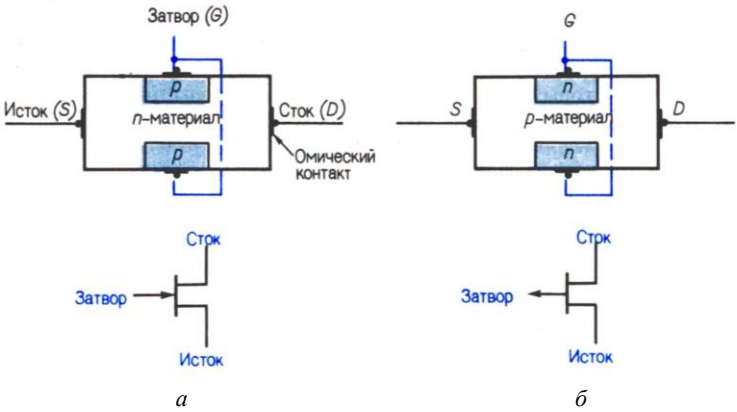
К пластине слабо легированного полупроводника n-типа прикреплены с двух сторон электроды. Если к электродам приложить напряжение, то через полупроводник потечет ток. Полупроводник в данном случае называется каналом n-типа, электрод, на который подан положительный потенциал, называется стоком (D – drain), а заземленный электрод – истоком (S – source). Он является истоком основных носителей тока (электронов для канала n-типа), а сток является электродом, через который основные носители покидают полевой транзистор.

Напряжение, приложенное между стоком и истоком (V_{DS}), вызывает ток I_{DS}, протекающий через канал. Конечно, может быть построен и канал p-типа, а некоторые полевые транзисторы являются симметричными, т.е. сток и исток могут быть взаимозаменяемы. Так как подвижность электронов выше, чем подвижность дырок, в большинстве полевых транзисторов выполняется n-канал. В этом случае требуются источники положительного напряжения.

Схема на рис. 1.40 не является усилителем. Она работает как резистивный элемент, поскольку отсутствуют элементы управления током. Чтобы получить усилитель, необходимо добавить такой элемент.

1.17.2. Структура полевого транзистора с управляющим p–n-переходом

Для получения управляющего p–n-перехода в полевом транзисторе создают сильно легированную область с типом проводимости, противоположным типу проводимости канала (рис. 1.41).



а *б*

Рис. 1.41. Структура полевого транзистора с управляющим p–n-переходом: а – канал n-типа; б – канал p-типа

К этой области подводится третий электрод, называемый затвором, который управляет протекающим током. Глубина затвора, тем не менее, оставляет достаточное пространство для канала. На рис. 1.41,а показана структура полевого транзистора с управляющим p–n-переходом и каналом n-типа, а на рис. 1.41,б изображен полевой транзистор с каналом p-типа. Условное обозначение этих типов полевых транзисторов отличается направлением стрелки: в транзисторе с каналом n-типа она направлена к затвору, а в транзисторе с каналом p-типа от затвора.

1.17.3. Принцип действия полевого транзистора с управляющим p–n-переходом

В полевом транзисторе с управляющим p–n-переходом затвор всегда должен быть смещен в обратном направлении или иметь нулевое напряжение смещения относительно и стока, и истока. Это означает, что затвор образует диод, всегда смещенный в обратном направлении, и, следовательно, ток затвора пренебрежимо мал. Следовательно, полевой транзистор имеет очень высокое входное сопротивление (почти ∞), что упрощает расчет схем смещения.

Чтобы объяснить работу полевого транзистора с управляющим p–n-переходом, рассмотрим транзистор с каналом n-типа, у которого затвор и исток соединены вместе и заземлены. На рис. 1.42,а показан вариант, когда к стоку приложено небольшое положительное напряжение.

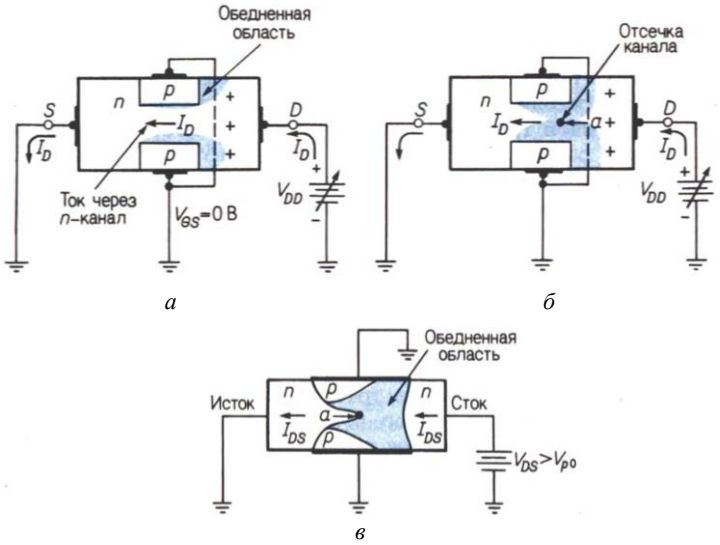


Рис. 1.42. Рабочие области полевого транзистора с управляющим p–n-переходом:
а – ниже насыщения (обедненная область смещена в обратном направлении);
б – насыщение (обедненная область полностью перекрывает канал);
в – выше насыщения

При этом около перехода между областями затвора и канала формируется обедненная область. Падение напряжения в канале приблизительно постоянно, поэтому часть канала около стока всегда более положительна, чем около истока, и обедненная область смещается в сторону стока, где потенциал обратного смещения выше.

При увеличении напряжения стока наблюдаются два явления:

1. ток возрастает, так как увеличивается напряжение сток-исток;
2. обедненная область расширяется.

В конце концов, обедненная область становится настолько большой, что полностью перекрывает канал (рис. 1.42,б). Этот режим работы называется насыщением. Напряжение сток-исток при отсечке обозначается V_P. Значение тока, протекающего при насыщении, зависит от напряжения в точке а (рис. 1.42,б). Дальнейшее увеличение напряжения стока расширяет обедненную область (рис. 1.42,в), но не влияет на потенциал в точке а, поэтому ток через канал остается практически постоянным. Это будет продолжаться до тех пор, пока напряжение не превысит предельно

допустимое значение для p–n-перехода сток-затвор. В этом случае происходит лавинный пробой, который может разрушить полевой транзистор.

На рис. 1.43. показаны три области работы полевого транзистора с управляющим p–n-переходом.

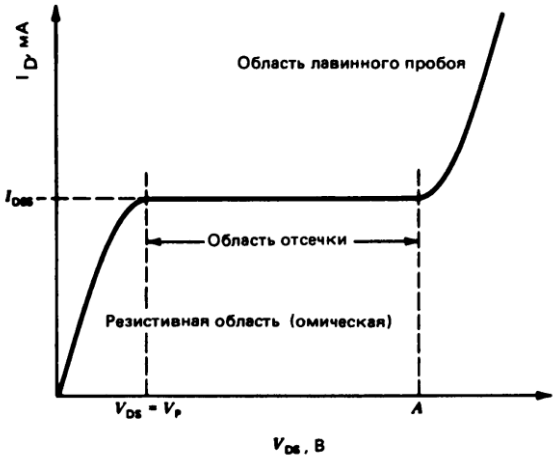


Рис. 1.43. Характеристика полевого транзистора с управляющим p–n-переходом

Когда напряжение стока V_D меньше, чем напряжение насыщения, полевой транзистор действует как резистор, сопротивление которого зависит от напряжения затвор-исток. Этот режим работы полевого транзистора с управляющим p–n-переходом иногда используется для получения функции переменного резистора, управляемого напряжением. В области насыщения ток практически постоянен, но при переходе в область лавинного пробоя он резко возрастет. Полевой транзистор с управляющим p–n-переходом при использовании его в качестве усилителя работает в области насыщения.

1.17.4. Стоковые характеристики

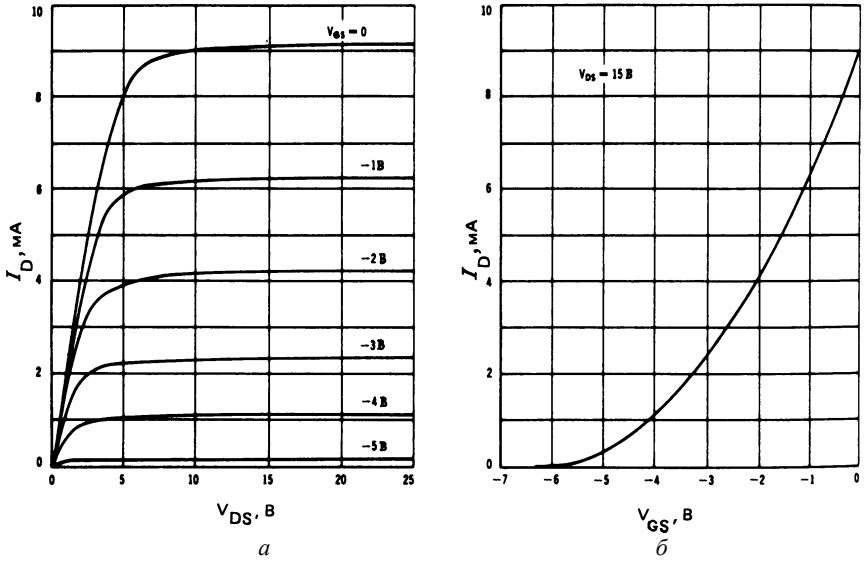
На характеристики полевого транзистора с управляющим p–n-переходом также влияет напряжение затвор-исток, V_{GS}. В предыдущем разделе предполагалось, что и затвор, и исток заземлены, т.е. $V_{GS} = 0$. Потенциал затвора не должен быть положительным относительно истока, иначе переход затвор-исток будет смещен в прямом направлении, что вызовет ток

затвора. При подаче на затвор отрицательного потенциала обедненная область увеличивается, и полевой транзистор переходит в режим насыщения при меньшем напряжении стока, а следовательно, ток насыщения будет меньше, чем при $V_{GS} = 0$.

Семейство типичных стоковых характеристик полевого транзистора с управляющим p–n-переходом 2N5459 приведено на рис. 1.44,а .

Они представляют собой зависимость тока стока I_D от напряжения стока V_{DS} при нескольких отрицательных значениях напряжения затвор-исток V_{GS}.

Наибольшее значение ток стока имеет при $V_{GS} = 0$. Как уже говорилось, с увеличением отрицательного V_{GS} токи насыщения уменьшаются, и при V_{GS}, примерно равном напряжению насыщения, $I_D << 0$. На рис. 1.44,а это соответствует отрицательному напряжению на затворе относительно истока около 5,8 В.



а *б*

Рис. 1.44. Типичные характеристики полевого транзистора с управляющим p–n-переходом: а – стоковые характеристики; б – сток-затворная характеристика для схемы с общим истоком

На рис. 1.44,б приведена сток-затворная характеристика того же транзистора, включенного по схеме с общим истоком. Это зависимость тока

стока I_D от напряжения затвор-исток V_{GS} при напряжении сток-исток $V_{DS} = 15B$. После насыщения ток стока I_D почти постоянен, так что изменение V_{DS} почти не оказывает на него влияния (рис. *1.44*,б) и характеристику можно использовать практически при любом значении V_{DS} выше напряжения насыщения. Одной из наиболее важных характеристик полевого транзистора с управляющим p–n-переходом является I_{DSS} – это величина тока, протекающего от стока к истоку после насыщения при $V_{GS} = 0$. Из рис. 1.44,а видно, что транзистор 2N5459 имеет ток I_{DSS} примерно 9 мА.

1.17.5. Уравнение Шокли

При рассмотрении рис. 1.44,а можно заметить, что стоковые характеристики расположены неравномерно. Они располагаются более плотно при больших отрицательных значениях **V_{GS}.** В. Шокли из Bell Laloratories вывел уравнение, которое определяет значение тока стока при любых значениях **V_{GS}.**

$$I_D = I_{DSS}\left[1-\left(\frac{V_{GS}}{V_P}\right)\right]^2.$$

Стокозатворная характеристика полевого транзистора с общим истоком (рис. 1.44,б) имеет вид параболы, что соответствует уравнению Шокли.

1.17.6. Смещение полевого транзистора с управляющим p–n-переходом

Схемы смещения для полевого транзистора выполнить проще, чем биполярного транзистора, так как в полевом транзисторе ток затвора практически отсутствует. В этом разделе проводится анализ и расчет схем смещения для полевого транзистора с управляющим p–n-переходом. Рассмотрим два вида схем смещения: схему с фиксированным смещением, когда напряжение смещения задается отдельным источником напряжения, и схему с автоматическим смещением, когда напряжение смещения создается падением напряжения на резисторе, включенным между истоком и землей. Это напоминает смещение биполярного транзистора, когда используется емкостная развязка резистора в цепи эмиттера. Важно понимать, что выбранное напряжение смещения V_{GS} определяет ток покоя I_{D0}, если полевой транзистор работает в области отсечки. Для 2N5459,

например, из характеристик на рис. 1.44 видно, что при V_{GS} = –1 В ток I_D = 6,2 мА. Ток стока I_D можно также определить из уравнения Шокли, если V_{GS} задано.

На рис. 1.45 приведена схема полевого транзистора с управляющим p–n-переходом и с фиксированным смещением.

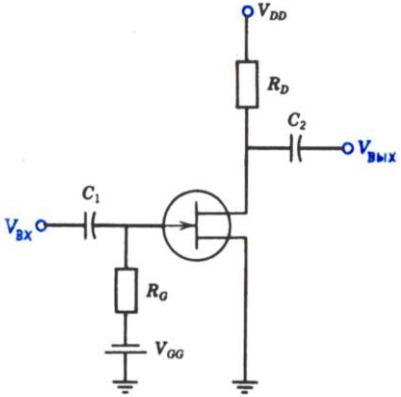


Рис. 1.45. Полевой транзистор с управляющим p–n-переходом и с каналом n-типа в схеме с фиксированным смещением

Напряжение смещения задается источником смещения V_{GG} и подается на затвор через R_G. Резистор R_G имеет, как правило, значительное сопротивление (от 100кОм до 1 МОм), чтобы исключить шунтирование источника переменного тока. Точная величина этого сопротивления не имеет большого значения, потому что ток через этот резистор почти не протекает, и постоянное напряжение на затворе то же самое, что и V_{GG}. Переменный сигнал поступает через C_1 и усиленный снимается на выходе через C_2.

1.17.7. Анализ схемы с автоматическим смещением

Схема с автоматическим смещением для полевого транзистора с управляющим p–n-переходом представлена на рис. 1.46.

Затвор имеет нулевой потенциал, но ток, протекающий через резистор в цепи истока, создает падение напряжения, превышающее нулевой потенциал на величину I_DR_S. Это аналогично подаче отрицательного напряжения I_DR_S на затвор.

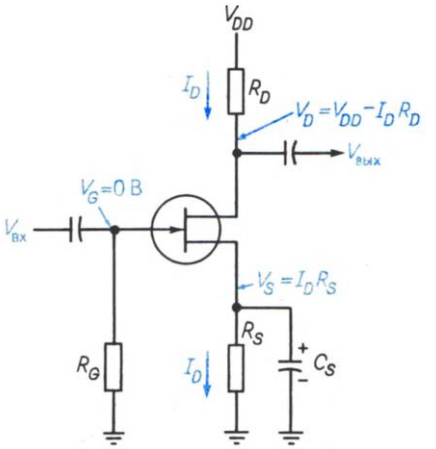


Рис. 1.46. Схема с автоматическим смещением

Схема с автоматическим смещением по сравнению со схемой с фиксированным смещением имеет три преимущества:

1. Автоматическая стабилизация положения рабочей точки, как и в схеме для биполярного транзистора. Если полевой транзистор в схеме с автоматическим смещением заменяется другим, с большим током, напряжение истока $I_D R_S$ увеличится, в результате чего получится более отрицательное смещение, которое стремится уменьшить ток, и положение рабочей точки остается стабильным.

2. Напряжение источника питания в цепи стока V_{DD} может иметь величину, равную максимально допустимому напряжению.

По этим причинам схема с автоматическим смещением используется более часто. Конечно, R_s должно быть зашунтировано развязывающим конденсатором большой емкости, чтобы заземлить переменную составляющую в цепи истока, в противном случае падение переменного напряжения на резисторе в цепи истока будет уменьшать коэффициент усиления схемы.

1.17.8. МОП-транзисторы

Термин МОП-транзистор является сокращенным названием полевого транзистора со структурой металл-окисел-полупроводник. МОП-транзистор является полевым транзистором с другой структурой и с некоторы-

ми отличиями характеристик по сравнению с полевым транзистором с управляющим p–n-переходом. МОП-транзисторы иногда используются в схемах усилителей, но в основном они находят применение в цифровых и переключательных схемах.

На рис. 1.47 показана конструкция МОП-транзистора с каналом n-типа.

Он изготавливается на основе подложки, слабо легированной примесью p-типа. Две области, легированные примесью n-типа, наносятся на подложку и соединяются электрически с истоком и стоком. Ток, протекающий в n-канале между истоком и стоком, управляется затвором. Одним из главных различий между полевым транзистором с управляющим p–n-переходом и МОП-транзистором является то, что затвор МОП-транзистора отделен от подложки очень тонким слоем (2,54 мкм или даже меньше) диоксида кремния ($Si0_2$, окисел в структуре металл-окисел-полупроводник), который изолирует затвор от подложки. Таким образом, высокое входное сопротивление МОП-транзистора обеспечивается оксидным диэлектриком, а не обратно смещенным p–n-переходом, как в полевом транзисторе с управляющим p–n-переходом. А это означает также, что затвор может иметь и положительный потенциал относительно истока.

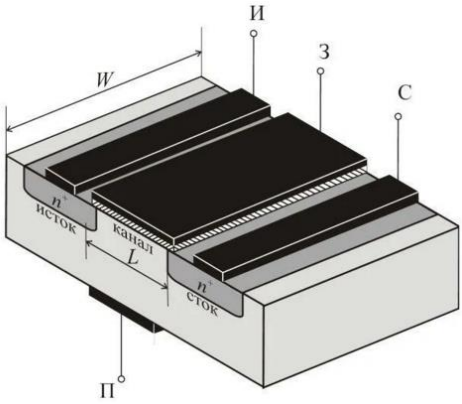


Рис. 1.47. МОП-транзистор с индуцированным каналом ***n***-типа (типичная структура)

Обратим внимание на обозначение МОП-транзистора с каналом n-типа (рис. 1.47). Здесь показаны 4 вывода для затвора, стока, истока и под-

ложки (со стрелкой). Однако обычно подложка соединена с истоком, поэтому МОП-транзистор имеет только три наружных вывода. Конструкция МОП-транзистора с каналом p-типа аналогична конструкции МОП-транзистора с каналом n-типа. Только он имеет подложку n-типа, а исток и сток подключены к областям кремния, легированного примесью p-типа. Обозначение то же самое, но стрелка, изображающая вывод от подложки, направлена в обратную сторону, и условное направление тока от истока к стоку. Исторически сложилось так, что первые МОП-транзисторы были выполнены с каналом p-типа, но так как подвижность электронов выше подвижности дырок, почти все современные МОП-транзисторы имеют канал n-типа. МОП-транзисторы с каналом p-типа используются редко, за исключением КМОП-транзисторов (комплементарных МОП-транзисторов).

1.17.9. МОП-транзисторы со встроенным каналом и с индуцированным каналом

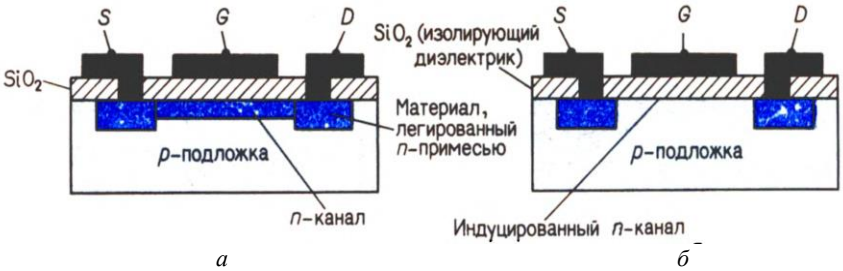
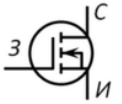
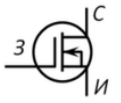


Рис. 1.48. Конструкция МОП-транзистора: типа а – с встроенным каналом; б – с индуцированным каналом

Они даны не в масштабе, в частности слой оксидного диэлектрика $Si0_2$ на самом деле очень тонкий. Различие между этими типами МОП-транзисторов видно из рассмотрения канала, проходящего ниже затвора. Посмотрим, как ведут себя эти транзисторы, если, например, цепь затвора разомкнута, а между истоком и стоком приложено напряжение. В МОП-транзисторе с встроенным каналом в этом случае протекает ток. В МОП-транзисторе с индуцированным каналом имеется два p–n-перехода между стоком и истоком и один из них смещен в обратном направлении. Поэтому ток в МОП-транзисторе с индуцированным каналом протекать на будет, если цепь затвора разомкнута.

Таблица 1.4

Условные обозначения МОП-транзисторов

	Индуцированный канал	Встроенный канал
P-канал		
N-канал		
Условные обозначения: З – затвор (G – Gate), И – исток (S – Source), С – сток (D – Drain)		

1.17.10. Принцип действия МОП-транзистора

Работа МОП-транзистора управляется напряжением на затворе. В МОП-транзисторе с встроенным каналом положительное напряжение на затворе относительно истока и подложки будет притягивать электроны из подложки в канал. Соответственно плотность носителей заряда в канале увеличивается и ток возрастает. И наоборот, отрицательное напряжение затвора выталкивает электроны из канала, и ток уменьшается.

В МОП-транзисторах с индуцированным каналом при нулевом потенциале на затворе канал отсутствует. По мере увеличения положительного потенциала на затворе свободные электроны будут втягиваться в область подложки, примыкающую к затвору, до тех пор, пока концентрация электронов в этой области не достигнет величины, достаточной для образования канала n-типа между истоком и стоком. Таким образом, для протекания тока необходимо увеличивать (делать положительным) потенциал на затворе.

Как правило, МОП-транзисторы с встроенным каналом используются в линейных усилителях, а МОП-транзисторы с индуцированным каналом – в цифровых схемах, особенно как составная часть КМОП-транзисторов.

1.17.11. Схемы смещения МОП-транзисторов

Аналогично полевым транзисторам с управляющим p–n-переходом, схемы смещения МОП-транзисторов рассчитываются достаточно просто,

так как их входное сопротивление велико и ток затвора очень мал. Если $\mathbf{V_{GS}}$ отрицательно, добавляется сопротивление в цепь истока, как и для полевого транзистора с управляющим p–n-переходом. Если $\mathbf{V_{GS}}$ положительно, для получения необходимого смещения используется обычная схема делителя напряжения.

ГЛАВА 2. УСИЛИТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ДИСКРЕТНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

2.1. Параметры и характеристики усилителей электрических сигналов

Усилителем называется устройство, предназначенное для усиления входного сигнала.

Наиболее важным параметром усилителя является его **коэффициент усиления**:

– Коэффициент усиления по напряжению – это отношение выходного напряжения к входному:

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

– Коэффициент усиления по току это – отношение выходного тока к входному:

$$K_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}}.$$

– Коэффициент усиления по мощности – это отношение выходной мощности к входной мощности:

$$K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}.$$

Для полевых транзисторов часто используется термин **крутизна усиления** – это отношение выходного тока к входному напряжению:

$$S = \frac{I_{вых}}{U_{вх}}.$$

Некоторые параметры, например коэффициент усиления и КОСС промышленных дифференциальных усилителей и ряда других схем, часто даются в ***децибелах*** (дБ). Децибелл является логарифмической единицей, так как большие сигналы требуют большего изменения мощности, чем слабые сигналы, чтобы вызвать ощутимые изменения в уровне громкости. Математически децибелы являются сравнением двух уровней мощности и определяются как:

$$K_{U_{дБ}} = 20\lg\left(\frac{U_{вых}}{U_{вх}}\right), \quad K_{I_{дБ}} = 20\lg\left(\frac{I_{вых}}{I_{вх}}\right), \quad K_{P_{дБ}} = 10\lg\left(\frac{P_{вых}}{P_{вх}}\right).$$

Изредка используется единица **Непер (Нп)**:

$$K_u = \ln\left(\frac{U_{вых}}{U_{вх}}\right), \qquad K_i = \ln\left(\frac{I_{вых}}{I_{вх}}\right), \qquad K_P = \frac{1}{2}\ln\left(\frac{P_{вых}}{P_{вх}}\right).$$

Логарифмические единицы удобны тем, что общий коэффициент усиления находят как сумму логарифмических коэффициентов усиления отдельных каскадов [1].

Амплитудная характеристика – *зависимость амплитуды напряжения первой гармоники выходного напряжения от амплитуды синусоидального входного напряжения* (рис.2.1):

$$U_{вых} = f\,(U_{вх}).$$

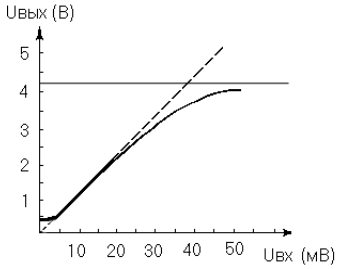


Рис. 2.1. Амплитудная характеристика усилителя

По амплитудной характеристике усилителя определяют **динамический диапазон усилителя,** являющийся отношением наибольшего допустимого значения входного напряжения к его наименьшему допустимому значению:

$$D = 20\lg\left(\frac{U_{вх\,макс}}{U_{вх\,мин}}\right).$$

Динамический диапазон усилителя ограничивается, с одной стороны, уровнем собственных шумов и помех, наблюдаемых на выходе усилителя, а с другой – допустимым уровнем нелинейных искажений, т.е. предельно допустимым значениям $U_{вх\,max}$.

Амплитудно-частотная характеристика усилителя (АЧХ) определяется как зависимость модуля коэффициента усиления усилителя от частоты входного сигнала (рис. 2.2). По АЧХ определяют полосу пропускания усилителя, т.е. рабочий диапазон частот, в пределах которого коэффициент усиления изменяется не больше заданного.

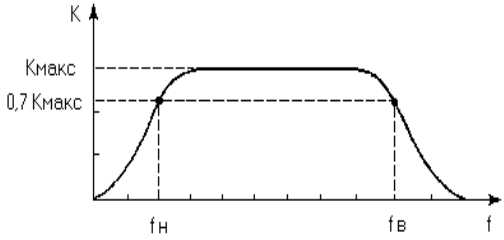


Рис. 2.2. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

Как правило, рабочий диапазон частот определяют на уровне 0,7 Кмакс (рис. 2.2). АЧХ широкополосных усилителей невозможно изобразить в линейном масштабе по оси частот. Поэтому для них используют логарифмический масштаб. АЧХ, построенную в логарифмическом масштабе, иногда называют диаграммой Боде. ***Диаграмма Боде*** является простейшей графической аппроксимацией АЧХ-усилителя с помощью отрезков прямых. Характеристика Боде представлена на рис. 2.2. Предполагается, что это горизонтальная линия при максимальном коэффициенте усиления для всех частот между $f_н$ и $f_в$. За пределами этой полосы частот коэффициент усиления в децибелах уменьшается со скоростью 6 дБ на октаву (октава означает удвоение частоты) или 20 дБ на декаду (декада означает изменение частоты в 10 раз).

Точки пересечения касательных называют точками сопряжения, а соответствующие им частоты сопрягающими частотами. В логарифмическом масштабе граничные частоты по уровню 0,707 соответствуют сопрягающим частотам.

На рис. 2.3 реальная АЧХ показана кривой, а характеристика Боде − это аппроксимация прямыми линиями. Максимальное отклонение аппроксимации Боде от реального коэффициента усиления приходится на частоты $f_В$ и $f_Н$, где реальный коэффициент усиления уменьшается на 3 дБ, а характеристика Боде еще показывает максимальный коэффициент уси-

ления. На всех других частотах разница меньше 3 дБ. Ось частот дана в логарифмическом масштабе, так как график имеет большой диапазон частот. Значения коэффициента усиления даны в децибелах.

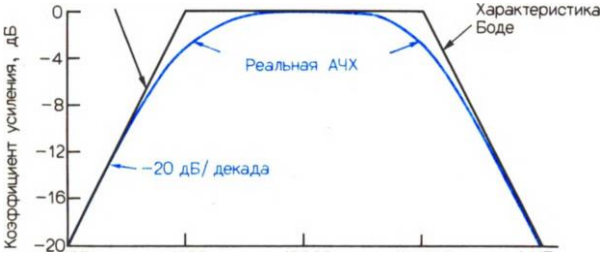


Рис. 2.3. Диаграмма Боде

Фазочастотная характеристика представляет собой зависимость угла сдвига фазы между выходным и входным напряжениями от частоты входного сигнала (рис. 2.4).

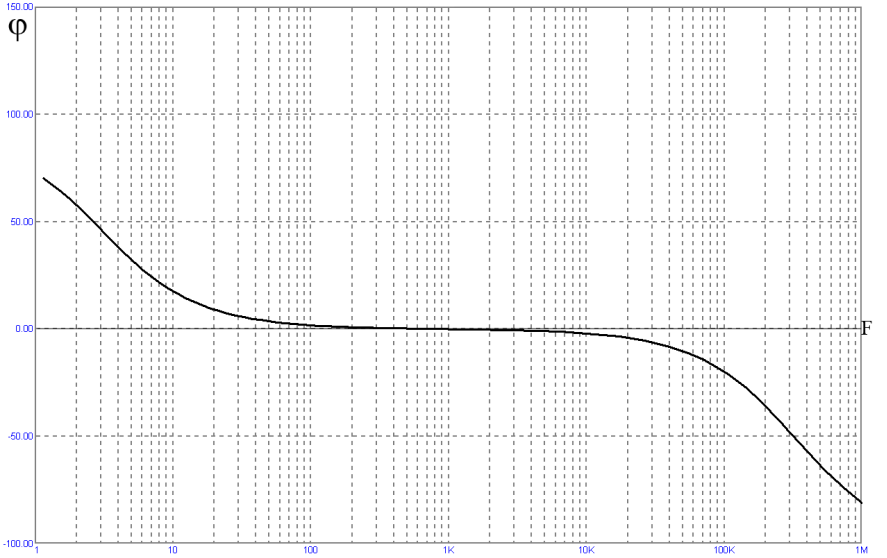


Рис. 2.4. Фазочастотная характеристика усилителя

Амплитудно-фазовая характеристика – это построенная в полярной системе координат зависимость коэффициента усиления и фазового сдвига усилителя от частоты (рис. 2.5).

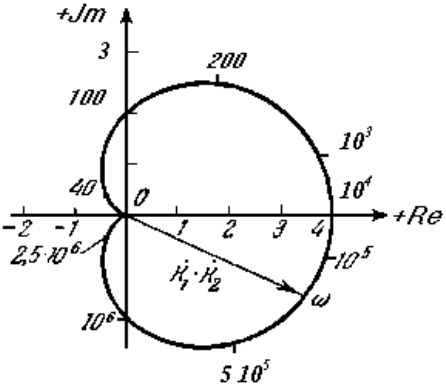


Рис. 2.5. Амплитудно-фазовая характеристика усилителя

Она объединяет в себе амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики усилителя. Для построения этой характеристики определяют коэффициент усиления и фазу выходного напряжения в функции частоты. Каждой частоте соответствует на плоскости точка в полярных координатах. При непрерывном изменении частоты от 0 до бесконечности в полярной системе координат строится кривая, которая и называется амплитудно-фазовой характеристикой.

Амплитудно-фазовая характеристика используется для определения устойчивости усилителей с обратной связью.

Искажения в усилителях

При усилении электрических сигналов должна сохраняться их форма. Отклонение формы выходного сигнала от формы сигнала, подаваемого на его вход, называется искажением. В усилителях различают два вида искажений – **линейные** и **нелинейные** [5].

Форма сложного сигнала на выходе усилителя, работающего в линейном режиме, будет отличаться от формы входного сигнала в том случае, если гармонические составляющие входного сигнала будут усиливаться в усилителе неодинаково, а также, если вносимые усилителем фазовые сдвиги будут различными для отдельных гармонических составляющих. Вызываемые указанными причинами изменения формы выходного сигнала называют соответственно частотными и фазовыми искажениями.

Оценкой линейных искажений в области средних частот, на которых можно пренебречь влиянием реактивных элементов, служит **коэффициент частотных искажений**:

$$M = \frac{K_{\max}}{K_i},$$

где K_{max} – коэффициент усиления на средних частотах, для определенности обычно определяют на частоте $f_0 = \sqrt{f_H f_B}$; K_i – коэффициент усиления на исследуемой частоте.

Обычно задают $M \le \sqrt{2}$.

В многокаскадном усилителе $M_n = \prod_{i=1}^{n} M_i$.

Нелинейные искажения обусловлены нелинейностями амплитудной характеристики усилителя. При входном сигнале синусоидальной формы выходной сигнал не является синусоидальным из-за нелинейных искажений. Разложение выходного сигнала в ряд Фурье позволяет определить основную гармонику, имеющую частоту входного сигнала, и ряда высших гармоник. Их оценивают коэффициентом нелинейных искажений $K_{ни}$, или коэффициентом гармоник $K_г$.

Коэффициент нелинейных искажений − это корень квадратный из отношения мощностей всех высших гармоник выходного сигнала, появляющихся в результате нелинейных искажений, к полной выходной мощности:

$$K_{НИ} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P}},$$

где n – номер гармоники.

Но удобнее оперировать коэффициентом нелинейных искажений определенным по напряжению:

$$K_{НИ} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{n^2}}}{U},$$

где U_n – амплитудное значение соответствующей гармоники выходного напряжения.

Или по току

$$K_{НИ} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n^2}}}{I},$$

где I_n – амплитудное значение соответствующей гармоники выходного напряжения.

Коэффициент гармоник – это корень квадратный из отношения мощностей всех высших гармоник выходного сигнала, появляющихся в результате нелинейных искажений, к мощности первой гармоники:

$$K_{Г} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P_1}},$$

где n – номер гармоники.

Но удобнее оперировать коэффициентом гармоник, определенным по напряжению:

$$K_{НИ} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{n^2}}}{U_1},$$

где U_n – амплитудное значение соответствующей гармоники выходного напряжения.

Или по току

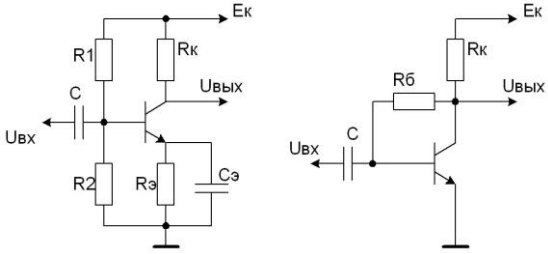
$$K_{НИ} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n^2}}}{I_1},$$

где I_n – амплитудное значение соответствующей гармоники выходного напряжения.

2.2. Простейшие усилительные каскады, задание рабочей точки

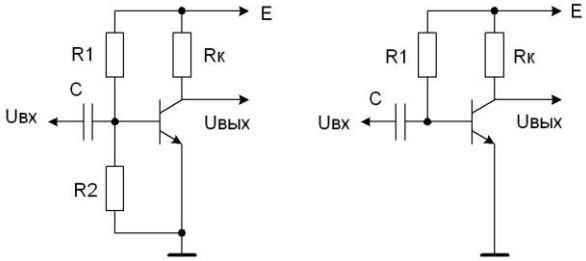
Для нормальной работы усилительного каскада необходимо установить определенные токи и напряжения на активном приборе, которые носят название напряжений или токов смещения.

Для стабилизации положения рабочей точки на линии нагрузки в схемах усилителей применяется отрицательная обратная связь по постоянному току или напряжению (рис. 2.7,а, б).



а *б*

Рис. 2.6. Способы задания базового тока в статическом режиме:
а – фиксированным напряжением на переходе база-эмиттер;
б – фиксированным током



а *б*

Рис. 2.7. Схемы стабилизации рабочей точки:
а – схема эмиттерной стабилизации;
б – схема коллекторной стабилизации

В схеме на рис. 2.7,а стабилизация режима осуществляется при помощи отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному току через эмиттерный резистор (эмиттерная стабилизация). Ток коллектора в этой схеме с изменением температуры изменяется очень мало, так как увеличение тока эмиттера вызывает уменьшение разности потенциалов база-эмиттер, что препятствует увеличению тока коллектора. В стабилизированной схеме ток коллектора таким образом изменяется в значительно меньшей степени. Блокировочный конденсатор Сэ исключает отрицательной обратной связью по переменному току, сохраняет высокое значение коэффициента усиления для быстро изменяющихся сигналов.

Ток и падение напряжения на активном приборе зависят от выбора рабочей точки на семействе его входных и выходных характеристик.

Рассмотрим для примера простейший усилительный каскад на рис. 2.8.

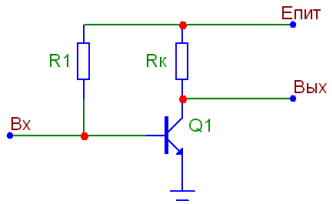


Рис. 2.8. Простейший усилительный каскад

Ток и падение напряжения нелинейной цепи, как правило, определяют графоаналитическим методом. Это связано с тем, что он позволяет проводить расчеты с помощью экспериментально определенных характеристик электронного прибора [6].

При использовании графоаналитического метода строится линия нагрузки по постоянному току. Она представляет собой вольт-амперную характеристику той части цепи, в состав которой не входит нелинейный, управляемый внешним сигналом активный прибор. В рассматриваемом случае это вольт-амперная характеристика резисторов $R_К$.

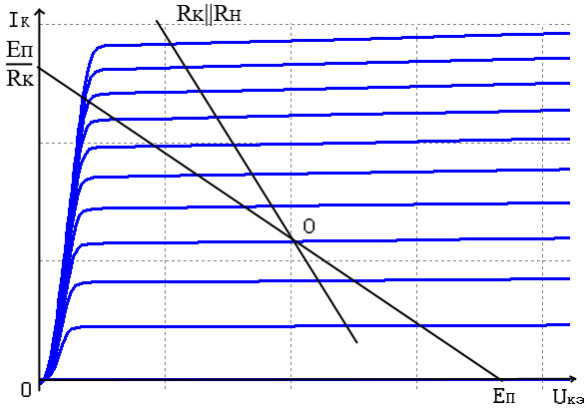


Рис. 2.9. Пример построения линии нагрузки

Поэтому точкой, из которой строят вольт-амперную характеристику нагрузочной части, является точка с координатами ($E_{пит}$, 0). Это основано на том, что ток в последовательной цепи во всех компонентах одина-

ков, а сумма падений напряжений на них равна напряжению источника питания:

$$I_0(R_K) + U_0 = E_{ПИТ}. \qquad (2.1)$$

При разных значениях управляющего сигнала токи и напряжения активного прибора будут изменяться так же, как ток I_0 и напряжение U_0. Задача анализа усилительных каскадов в статическом режиме сводится к нахождению геометрического места точек, где справедливо уравнение (2.1). Оно определяется как совокупность *точек пересечения кривых семейства вольт-амперных характеристик нелинейного активного прибора и вольт-амперной характеристики остальной (нагрузочной) части обобщенной цепи.*

В рассматриваемом случае вольт-амперная характеристика резистора R_K – прямая линия. Она может быть построена по двум точкам, которые легко найти из рассмотрения крайних случаев, когда нелинейный прибор имеет бесконечно большое и бесконечно малое сопротивление.

При его бесконечно большом сопротивлении $I \to 0$, а $U_0 = E_{ПИТ}$.

При бесконечно малом внутреннем сопротивлении $U_0 \to 0$, а $I = \frac{E_{ПИТ}}{(R_K)}$.

Все возможные значения токов и напряжений на нелинейном приборе лежат в точках пересечения его вольт-амперной характеристики с линией нагрузки по постоянному току.

Если значения тока оказываются большими и для построения линий нагрузки следует удлинить ось I, тогда можно применить другой метод. Учитывая, что тангенс угла наклона линии нагрузки (рис. 2.9) равен

$$tg\alpha = I_K / E_{ПИТ} = -1/R_K$$

и принимая во внимание масштабы токов и напряжений, из точки $E_к = 0$; $U_{кэ} = E_к$ проводят линию под углом, тангенс которого равен $(-1/R_к)$, и получают ту же самую линию нагрузки.

Рабочую точку U_0, I_0 в общем случае выбирают исходя из режима, в котором должен работать электронный прибор, а также из заданных амплитуд выходного напряжения U_m и связанного с ним тока I_m.

Кроме того, требуется, чтобы напряжения, токи и мощности, рассеиваемые на электронных приборах, не превышали предельно допустимых значений:

$$U_0 + U_m < U_{\max}, \qquad I_0 + I_m < I_{\max}, \qquad U_0 I_0 < P_{\max}. \quad (2.2)$$

На нагрузочной прямой для постоянного тока выбирают положение рабочей точки О. Если каскад предназначен для усиления малых сигналов, то рабочую точку берут на том участке, где изменения сигнала на управляющих электродах вызовут наибольшие изменения выходного тока. При этом стремятся обеспечить такой режим, чтобы мощность, потребляемая каскадом, была минимальной.

Через выбранную рабочую точку О проводят линию нагрузки по переменному току, которая в общем случае отличается от линии нагрузки по постоянному току и только при $R_{\sim} \to \infty$ совпадает с ней. Это обусловлено тем, что сопротивление, стоящее в выходной цепи транзистора $R_к$, шунтируется сопротивлением нагрузки $R_н$, подключенным через конденсатор C_2. Сопротивление конденсатора зависит от частоты $X_c = 1/(j\omega C)$. Поэтому результирующее сопротивление имеет разные значения для переменного и постоянного токов.

При построении линии нагрузки по переменному току сопротивление конденсатора C_2 считают равным нулю и через точку О проводят прямые линии, тангенс наклона которых равен

$$tg\alpha = -1/(R_H \parallel R_{\sim}).$$

Если рабочая точка выбрана правильно, то при изменении выходного напряжения в пределах $\pm U_m$ транзисторы находятся в активном режиме и рассеиваемая на них мощность не превышает допустимую. Это связано с тем, что динамическая нагрузочная прямая и линия допустимой мощности рассеяния не пересекаются. Напряжения питания E меньше $U_{кэ\ max}$. Следовательно, параметры рабочей точки выбраны правильно и каскад будет обеспечивать амплитуду выходного напряжения U_m на сопротивлении нагрузки $R_н$.

В общем случае последовательно с активным прибором могут быть включены нелинейные элементы и вместо прямой будет «кривая» нагрузки по постоянному току, причем система координат, в которой строится эта вольт-амперная характеристика, отличается от общепринятой. За напряжение, приложенное к ней, берется значение разности напряжений питания и падения напряжения на активном приборе [7].

При комплексной нагрузке, например, при резистивно-емкостном ее характере (рис. 2.10) между сигнальными изменениями тока и напряжения наблюдаются фазовые сдвиги, в результате чего РТ в процессе усиления сигналов перемещается на плоскости выходных ВАХ транзистора не по линии, а по контуру, называемому *траекторией движения рабочей точки.* Конфигурация этой траектории зависит от формы сигнала, его интенсивности и скорости изменения во времени, а также от степени отклонения характера нагрузки от резистивного [8].

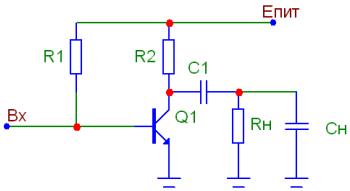


Рис. 2.10. Усилительный каскад с емкостной нагрузкой

При комплексной нагрузке рабочая точка может существенно отклоняться от нагрузочной характеристики, что в ряде случаев может приводить к ее выходу за пределы области безопасной работы и перегрузке выходной цепи по току (при емкостном характере нагрузки), напряжению (при индуктивном) и по току и напряжению (при индуктивно-емкостном). В целях предотвращения выхода из строя транзисторов в цепь нагрузки часто включают специальные элементы защиты, такие как диоды, стабилитроны, варисторы.

2.3. Основные схемы усилительных каскадов на биполярном транзисторе

2.3.1. Схема с общим эмиттером

2.3.1.1. Схема с общим эмиттером в области средних частот

В усилителях транзисторы могут быть включены по схеме с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором. На рис. 2.11 приведена схема усилителя с общим эмиттером.

В схеме с общим эмиттером входной сигнал подается на базу транзистора, а выходной сигнал снимается с коллектора. Таким образом, эмиттер транзистора является общим для входного и выходного сигнала.

В этой схеме резисторы *R1, R2* задают необходимое смещение на переходе «база-эмиттер». Резистор $R_э$ вносит отрицательную обратную связь по постоянному току и обеспечивает необходимую стабилизацию рабочей точки.

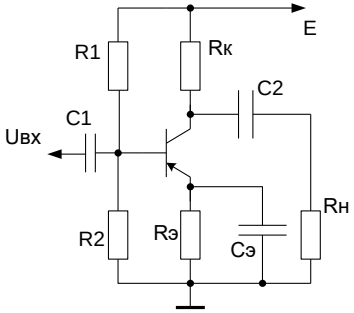


Рис. 2.11. Усилитель по схеме с общим эмиттером

Для стабилизации потенциала базы относительно общей шины ток через резисторы R_1 и R_2 выбирают в несколько раз больший чем ток базы. В этом случае ток коллектора с изменением температуры будет изменяться очень мало, так как увеличение тока эмиттера (при увеличении температуры) вызывает уменьшение разности потенциалов база-эмиттер, что препятствует увеличению тока коллектора.

Конденсаторы C_1, C_2 – разделительные конденсаторы. Они разделяют постоянные и переменные составляющие входной и выходной цепи. $C_э$ – блокировочный конденсатор. Он устраняет отрицательную обратную связь по переменному току.

При проектировании усилительных устройств требуется определять постоянные и переменные составляющие токов и напряжений. Постоянные составляющие характеризуют режим работы транзистора, а переменные составляющие – величины усиливаемых сигналов. Постоянные составляющие токов и напряжений сравнительно просто и достаточно точно можно определить графически по соответствующим ВАХ-транзистора. При определении же переменных составляющих токов и напряжений почти всегда отдается предпочтение аналитическим методам расчета с использованием эквивалентных схем [1].

Анализ работы транзисторных усилителей обычно проводят для областей средних, низких и высоких частот. В области средних частот

коэффициент усиления усилителя постоянен и линейных искажений не наблюдается. Так как линейные искажения обусловлены имеющимися в усилителе реактивными элементами, то очевидно, что в области средних частот разделительные и блокировочные конденсаторы не влияют на работу усилителя и их можно считать короткозамкнутыми. По переменному току источник питания также считается короткозамкнутым. Паразитные емкости транзистора, емкость монтажа и нагрузки при этом считаются разомкнутыми. Учитывая вышесказанное, рассматриваемый усилительный каскад (см. рис. 2.11) можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 2.12). Здесь транзистор представлен в виде упрощенной эквивалентной схемы, а делитель из резисторов R_1 и R_2 заменен одним резистором $R = R_1||R_2$.

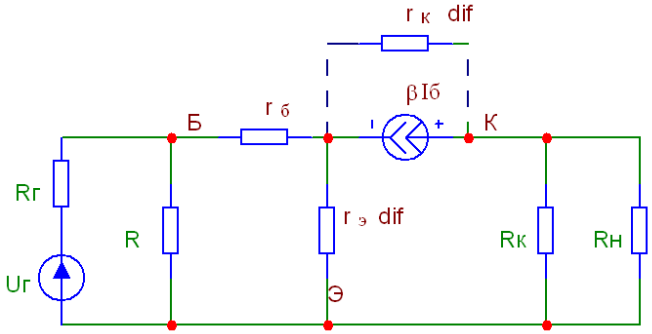


Рис. 2.12. Эквивалентная схема усилителя с общим эмиттером

Входное сопротивление транзистора равно

$$r_{вхЭ} = \frac{U_{вх}}{I_б} = \frac{I_б(r_б + r_э) + I_к \cdot r_э}{I_б} = r_б + r_э + \frac{I_к}{I_б} \cdot r_э = r_б + r_э(1+\beta),$$

$$r_{вхЭ} = r_б + r_э(1+\beta), \qquad (2.3)$$

Входное сопротивление усилительного каскада с учетом делителя R_1 и R_2 падает:

$$R_{вх} = r_{вх\,э} \,||\, (R_1 \,||\, R_2).$$

Выходное сопротивление найдем из эквивалентной схемы. Так как $r_э \ll r_к$, то $r_э$ пренебрегаем.

Тогда $r_{вых}=r_к|| R_к$.

При $R_к << r_к$,

$$r_{вых} \approx R_K .$$

Найдем коэффициент усиления по напряжению:

По определению он равен $K_U = \dfrac{U_{вых}}{e_г}$,

где $U_{вых} = -I_б \cdot \beta\left(R_K \parallel R_H\right), \quad e_г = I_б\left(R_г + R_{вх}\right).$

Получим

$$K_U = \frac{U_{вых}}{e_г} = -\frac{I_б \cdot \beta\left(R_K \parallel R_H\right)}{I_б\left(R_г + R_{вх}\right)}, \; K_U = -\beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_г + R_{вх}}.$$

Если допустить, что *Rг=0* и $R_Н \to \infty$,
Тогда:

$$K_U = -\beta \frac{R_K}{R_{вх}}.$$

Найдем коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \frac{\left(\dfrac{U_{вых}}{R_н}\right)}{\left(\dfrac{U_{вх}}{R_{вх}}\right)},$$

получим

$$K_I = K_u \frac{R_{вх}}{R_H}.$$

Найдем коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{U_{вых} I_{вых}}{U_{вх} I_{вх}} = K_u K_I = K_u^2 \frac{R_{вх}}{R_H}.$$

2.3.1.2. Схема с общим эмиттером в области низких частот

В области низких частот необходимо учитывать влияние на АЧХ разделительных и блокировочных конденсаторов. Рассмотрим вначале влияние разделительного конденсатора *C1*, для чего воспользуемся экви-

валентной схемой входной цепи транзистора, представленной на рис. 2.13. При этом будем считать, что конденсаторы C_2 и $C_э$ выбраны достаточно большой емкости и не влияют на АЧХ усилителя [3].

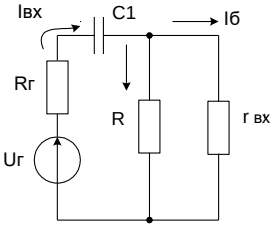


Рис. 2.13. Эквивалентная схема входной цепи усилителя с общим эмиттером в области низких частот

Входной ток усилителя при синусоидальном входном сигнале, как это следует из эквивалентной схемы для входной цепи (рис. 2.13):

$$I_{вх} = \frac{U_г}{R_г + R_{вх} + \dfrac{1}{j\omega C_1}},$$

где $R_{вх}=R||r_{вх}$; $R=R_1||R_2$.

При уменьшении частоты входного синусоидального сигнала увеличивается реактивное сопротивление конденсатора C_1 и уменьшается входной ток, а вместе с ним уменьшается и базовый ток, так как

$$I_б = I_{вх} \cdot \frac{R}{R + r_{вх}}.$$

В результате уменьшается усиление усилителя.

Оценим теперь искажения в области нижних частот количественно. Пусть $U_г(t)=U_m \sin \omega t$.

Тогда $I_{вх} = \dfrac{I_m}{1 + \dfrac{1}{j\omega C_1 (R_г + R_{вх})}},$

где $I_m = \dfrac{U_m}{R_г + R_{вх}}.$

Таким образом, на низких частотах усиление напряжения и тока уменьшается пропорционально величине

$$h(j\omega)=\frac{I_{вх}}{I_m}=\frac{1}{1+\dfrac{1}{j\omega C_1(R_г+R_{вх})}}.$$

Относительное уменьшение усиления по току или напряжению можно определить, исследуя функцию h(jω). Модуль и аргумент h(jω) определяются следующими выражениями:

$$|h(j\omega)|=\frac{1}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_{н1})^2}},\qquad \varphi_{С1}=arctg\left(\frac{1}{\omega\tau_{н1}}\right),$$

где $\tau_{н1}=C_1(R_г+R_{вх})$ − постоянная времени цепи заряда и разряда входного конденсатора C_1.

Заметим, что

$$|\dot{K}|=\frac{K_{макс}}{\sqrt{1+(1/\omega\tau_{н1})^2}}, \qquad (2.4)$$

где $K_{макс}$ – коэффициент усиления на средних частотах.

На рис. 2.14 показана зависимость $|K|$ от частоты в области низких частот. При нулевой частоте входной сигнал не проходит через разделительный конденсатор, поэтому выходное напряжение транзистора, а следовательно, и его $|K| = 0$. Поэтому АЧХ начинается с начала координат. По мере роста частоты входного сигнала реактивное сопротивление конденсатора C_1 уменьшается, что приводит к возрастанию его коэффициента усиления.

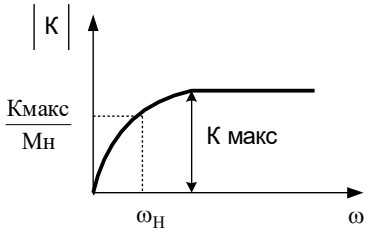


Рис. 2.14. Влияние разделительного конденсатора на АЧХ усилителя

Следует отметить, что влияние конденсатора C_2 аналогично влиянию входного конденсатора C_1 с той лишь разницей, что оно приводит к непосредственному уменьшению тока нагрузки, а следовательно, и выходного напряжения.

Действительно, представив выходную цепь в виде источника напряжения с внутренним сопротивлением $R_{вых}=r_K^*||R_к$, можно определить влияние конденсатора C_2 при помощи эквивалентной схемы (рис. 2.15). Из приведенного рисунка видно, что все предыдущие выводы распространяются и на данный случай. Разница состоит в том, что искажения на низких частотах вызваны емкостью конденсатора C_2, постоянная времени цепи заряда и разряда которого

$$\tau_{н2} = C_2(R_{вых} + R_н). \qquad (2.5)$$

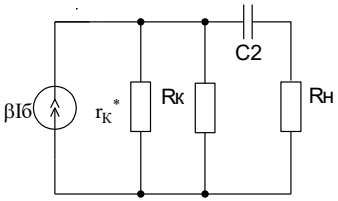


Рис. 2.15. Эквивалентная схема выходной цепи усилителя с общим эмиттером в области низких частот

2.3.1.3. Схема с общим эмиттером в области высоких частот

В области высоких частот в эквивалентной схеме транзистора необходимо учитывать реактивные элементы.

Наиболее точно отражает свойства транзистора на высоких частотах Т-образная эквивалентная схема замещения транзистора, приведенная на рис. 2.16.

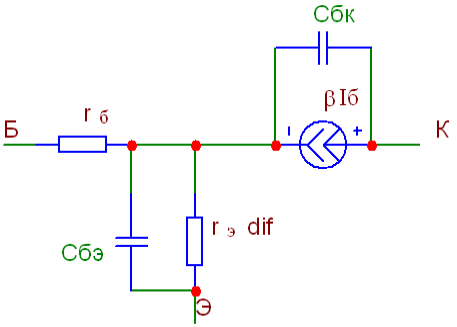


Рис. 2.16. Т-образная схема замещения транзистора на высоких частотах:
$C_{кб}$ – емкость обратно смещенного коллекторного перехода;
$C_{бэ}$ – емкость база-эмиттер

В этой схеме $r_б$ – объемное сопротивление области базы. Величина этого сопротивления в значительной степени зависит от типа транзистора и положения рабочей точки и может изменяться от нескольких единиц до сотен Ом.

Для определения емкости $C_{ВХ}$ рассмотрим усилитель с общим эмиттером в режиме короткого замыкания выходкой цепи, на входе которого включен малосигнальный источник тока (рис. 2.17). Такой режим не встречается на практике, однако он характеризует влияние емкостей $C_{бэ}$ и $C_{кб}$ на частотную характеристику транзистора.

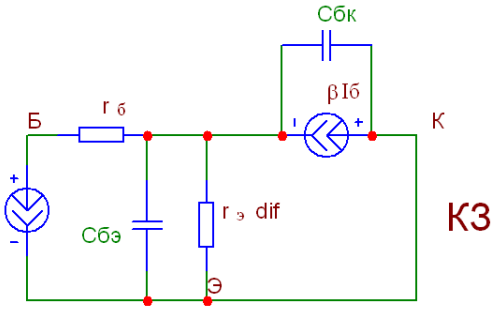


Рис. 2.17. Эквивалентная схема транзистора в режиме короткого замыкания выходной цепи

Из рис. 2.17 видно, что при коротком замыкании на выходе усилителя емкости $C_{бэ}$ и $C_{кб}$ оказываются включенными параллельно. Тогда схема превращается в простейшую RC- цепочку.

Поэтому можно записать передаточную функцию в следующем виде:

$$\beta(j\omega)=\frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}=\frac{\beta_0}{1+j\omega r_э^{'}(C_{кб}+C_{бэ})}.$$

Передаточная функция имеет единственный полюс. Частота, соответствующая этому полюсу, обозначается как

$$\omega_\beta=\frac{1}{r_э^{'}(C_{эб}+C_{кб})}.$$

Для частот, превышающих эту частоту, коэффициент усиления тока короткого замыкания падает на 6 дБ на октаву.

Зависимость величины коэффициента передачи тока базы от частоты представлена на рис. 2.18 в логарифмическом масштабе. Пунктиром обозначены асимптоты, а зависимость коэффициента усиления при коротком замыкании выходной цепи показана сплошной кривой. Точка пересечения асимптот соответствует граничной частоте.

Как известно,

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j\omega/\omega_\beta},$$

где ω_β – граничная частота усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером, на которой $|\beta|$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раза. Найдем

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1+(\omega/\omega_\beta)^2}}.$$

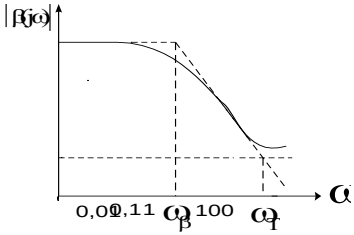


Рис. 2.18. Зависимость β-транзистора от частоты

Тогда очевидно:

$$\left|\dot{K}_U\right| \frac{\beta_0 \overline{R}_н}{r_{вхэ}\sqrt{1+(\omega/\omega_\beta)^2}} = \frac{K_{макс}}{\sqrt{1+(\omega/\omega_\beta)^2}}.$$

Отношение $K_{макс}/|\dot{K}_U|$ определяет коэффициент частотных искажений:

$$M_в = \sqrt{1+(\omega/\omega_\beta)^2} = \sqrt{1+(\omega\tau_\beta)^2}.$$

По заданным значениям $M_в$ и верхней граничной частоте можно найти $\tau_\beta = 1/\omega_\beta$ и выбрать тип транзистора.

Прежде чем рассматривать влияние паразитных емкостей на работу усилителя, разберем что такое эффект Миллера.

Эффект Миллера

Для рассмотрения эффекта Миллера рассмотрим схему усилительного четырехполюсника с усилением по напряжению и инверсией сигнала. Между входом и выходом четырехполюсника подключим проводимость Y см. рис. 2.19.

Будем полагать, что сигнал с выхода усилителя почти не передается на его вход. Тогда напряжение на проводимости Y будет равно:

$$U_Y = U_{вх} + U_{вых} = U_{вх}(1 + K_0),$$

где K_0 коэффициент усиления по напряжению.

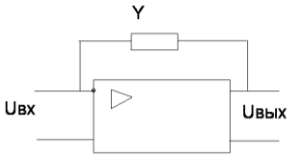


Рис. 2.19. Схема усилительного четырехполюсника с усилением по напряжению и инверсией сигнала

Тогда найдем входную проводимость:

$$Y_{вх} = i / U_{вх} = YU_Y / U_{вх} = Y(1 + K_0).$$

Очень часто такая проводимость носит емкостной характер:

$$C_{вх} = C_{кб}(1 + K_0).$$

Таким образом небольшая проходная емкость коллектор-база трансформируется во входную емкость схемы с огромным увеличением.

В каждой схеме есть ряд емкостей, которые с резисторами образуют фильтры нижних частот. Они изображены на рис. 2.20. Основными паразитными емкостями являются: C_1 – емкость монтажа, особенно емкость входных цепей; C_2 – емкость «эмиттер-база»; C_3 – емкость «коллектор-база»; C_4 – емкость «коллектор-эмиттер» [5].

В схеме имеются два фильтра низких частот. Конденсаторы C_3 и C_4 с параллельно включенным резистором $R_к$ образуют фильтр низких частот на выходе транзистора. Он уменьшает динамическое коллекторное сопротивление на высоких частотах и тем самым снижает коэффициент усиления по напряжению. На входе транзистора фильтр низких частот образуют конденсаторы C_1, C_2, C_3 и резистор $\overline{R}_Г$ (на схеме не показан).

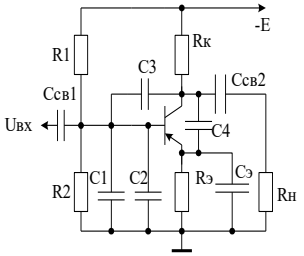


Рис. 2.20. Усилитель по схеме с общим эмиттером на высоких частотах

Действующая входная емкость схемы равна

$$C_{вх}=C_1+C_2+|1+\dot{\hat{E}}_U \mid C_3.$$

Кроме сужения полосы пропускания усилителя, обратная связь через емкость С3 значительно уменьшает входной импеданс усилителя. Уменьшение полосы пропускания усилителя и увеличение его входной проводимости при увеличении коэффициента усиления в результате действия емкостной обратной связи называется эффектом Миллера.

Если $\left|\dot{K}_U\right| >> 1$, то $C_{вх} \approx \left|\dot{K}_U\right| \cdot C_{кб}$. Модуль коэффициента усиления для схемы с общим эмиттером можно определить из выражения

$$\left|\dot{K}_U\right| = \frac{U_{вых}}{U_г} = \frac{K_{макс}}{\sqrt{1+(\omega\tau_в)^2}},$$

где $\tau_в = [r_э'||(R_г + r_б)]\cdot[C_2 + C_3(1 + K)]$.

Коэффициент частотных искажений равен

$$M_в = \sqrt{1+(\omega\tau_в)^2}\ .$$

В реальной схеме усилителя спад АЧХ в области высоких частот обусловлен влиянием как инерционностью транзистора, так и шунтирующим влиянием паразитных емкостей, которые определяют верхнюю граничную частоту усилителя.

2.3.2. Схема с общей базой

2.3.2.1. Схема с общей базой в области средних частот

Схема усилительного каскада с общей базой приведена на рис. 2.21. В этой схеме потенциал базы по переменной составляющей равен нулю.

В схеме с общей базой входной сигнал подается на эмиттер транзистора, а выходной сигнал снимается с коллектора. Таким образом, база транзистора является общей для входного и выходного сигнала.

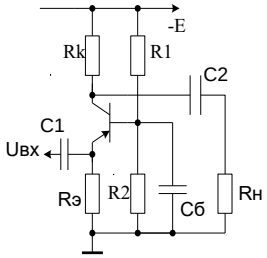


Рис. 2.21. Схема усилителя по схеме с общей базой

Резисторы R_1 и R_2, а также резистор $R_Э$, как и в схеме с общим эмиттером, обеспечивают не только положение рабочей точки на линии нагрузки, но и выполняют роль температурной стабилизации.

Рассмотрим работу усилительного каскада с общей базой в области средних частот и определим основные параметры усилителя.

Эквивалентная схема усилителя приведена на рис. 2.22.

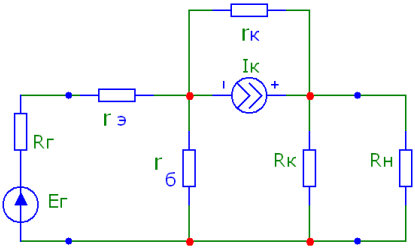


Рис. 2.22. Эквивалентная схема усилителя RC-типа с ОБ

Запишем систему уравнений, из которой определим основные усилительные параметры для схемы ОБ:

$$U_{вх} = I_э(r_э + r_б) - I_к r_б = I_э r_э + (I_э - I_к) r_б = I_э r_э + I_э(1 - \alpha) r_б \,, \qquad (2.6)$$

так как $i_э = i_{вх}$.

Найдем входное сопротивление схемы усилителя RC-типа с ОБ

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{i_{вх}} = r_э + r_б(1 - \alpha).$$

Найдем выходное сопротивление схемы усилителя с общей базой.

Из рис. 2.22 видно что если $R_к$ соизмеримо с $r_к$, то

$$R_{вых} = R_K // r_K.$$

Если $(R_K << r_K)$, то определяется сопротивлением резистора в коллекторной цепи транзистора.

$$R_{вых} \approx R_K.$$

Найдем коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{U_{вых}}{e_г} = \frac{I_к\left(R_K // R_н\right)}{I_э\left(R_г + R_{вх}\right)} = \frac{\alpha I_Э\left(R_K // R_н\right)}{I_э\left(R_г + R_{вх}\right)},$$

$$K_U = \frac{\alpha\left(R_K // R_н\right)}{\left(R_г + R_{вх}\right)}.$$

Найдем коэффициент усиления по току усилительного каскада:

$$K_I = \frac{I_н}{I_г} = K_I \cdot \frac{R_э}{R_э + R_Г} \cdot \frac{R_к}{R_к + R_н}. \qquad (2.7)$$

Выражение (2.7) показывает, что коэффициент усиления по току в схеме с общей базой всегда меньше единицы.

2.3.2.2. Схема с общей базой в области низких частот

Анализ схемы с общей базой в области низких частот полностью аналогичен анализу схемы с общим эмиттером в области низких частот. Необходимо подставить только соответствующие значения входных и выходных сопротивлений, характерных для схемы с общей базой [4].

2.3.2.3. Схема с общей базой в области высоких частот

В области высоких частот в схеме с общей базой необходимо учитывать, как и в схеме с общим эмиттером, частотную зависимость параметров транзистора и влияние паразитных емкостей транзистора и монтажа.

Коэффициент усиления по току в схеме общей базой:

$$\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega/\omega_\alpha},$$

где ω_α – граничная частота усиления по току в схеме с общей базой, на которой α_0 уменьшается в $\sqrt{2}$ раза; α_0 – коэффициент усиления по току в области низких и средних частот.

Найдем

$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1+(\omega\tau_\alpha)^2}},$$

тогда

$$K_U{}' = \frac{|\alpha|\overline{R}_н}{r_{вхб}} = \frac{K_{макс}}{\sqrt{1+(\omega\tau_\alpha)^2}}.$$

Здесь $K_{макс}$ – коэффициент усиления в области средних частот:

$$\tau_\alpha = 1/\omega_\alpha .$$

Рассмотрим теперь влияние паразитных емкостей в рассматриваемой схеме усилителя. Входная емкость для схемы на рис. 2.21:

$$C_{вх} \approx C_1 + C_2 - (1+K)C_3,$$

где C_1 – монтажная емкость на входе усилителя; C_2 – емкость перехода «база–эмиттер»; C_3 – емкость перехода «коллектор-база». Из этого выражения видно, что последнее слагаемое приводит к некоторому уменьшению входной емкости. Поэтому в схеме с общей базой можно считать, что основное влияние в области высоких частот оказывает емкость $C_{кб}$ и емкость монтажа, которые включены параллельно сопротивлению коллекторного перехода.

Постоянная времени для выходной цепи:

$$\tau_к = C_к \frac{1}{1/R_к + 1/r_к + 1/R_н} \approx C_к \cdot \left(R_к \,||\, R_н\right).$$

Тогда в области высоких частот:

$$\left|\dot{K}_U\right| = \frac{K_{макс}}{\sqrt{1+\omega(\tau_\alpha+\tau_к)^2}}.$$

2.3.3. Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

2.3.3.1. Схема с общим коллектором в области средних частот

На рис. 2.23 приведена схема с общим коллектором. Она называется также эмиттерным повторителем, так как напряжение на выходе, сни-

маемое с эмиттера, повторяет фазу входного сигнала и имеет коэффициент передачи, близкий к единице.

В схеме с общим коллектором входной сигнал подается на базу транзистора, а выходной сигнал снимается с эмиттера. Таким образом, коллектор транзистора является общим для входного и выходного сигнала.

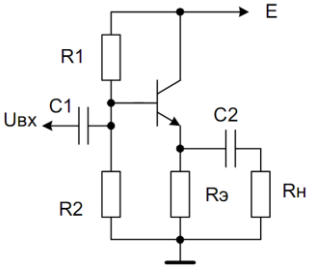


Рис. 2.23. Усилитель по схеме с общим коллектором

Коллектор транзистора по переменной составляющей тока заземлен, и вся нагрузка включается в эмиттерную цепь. Из рис. 2.23 видно, что

$$U_{эб} = U_{вх} - U_{вых}.$$

Так как напряжение $U_{эб}$ мало и мало меняется при изменении входного сигнала, то $U_{вх} \approx U_{вых}$. Эмиттерные повторители допускают работу с большими входными сигналами по сравнению с усилительными каскадами других типов.

Определим основные параметры эмиттерного повторителя в области средних частот, воспользовавшись эквивалентной схемой, приведенной на рис. 2.24.

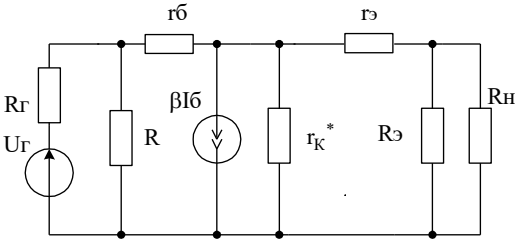


Рис. 2.24. Эквивалентная схема усилителя с общим коллектором

Найдем $r_{вх\,к} = r_{вх\,к} \cdot \dfrac{U_{вх}}{I_б} = r_б + (\beta + 1)\left[r_к^* \,||\, (r_э + R_Э \,||\, R_H)\right] \cdot$

Если пренебречь влиянием $r_э$, то выражение для $r_{вх\ к}$ можно упростить и представить в виде

$$r_{вх\ к} = r_б + (\beta + 1)\cdot\left(r_к^* \,||\, \overline{R}_н\right),$$

где $\overline{R}_H = R_H // R_Э$.

В этом выражении первое слагаемое пренебрежимо мало по сравнению со вторым. Кроме того, в большинстве случаев $\overline{R}_н << r_к^*$ и последнее можно не учитывать. Однако $r_к$ ограничивает максимально возможное значение величины $R_{вх}$ схемы ОК. Действительно, если предположить, что $\overline{R}_н >> r_к^*$, то максимальная величина $R_{вхк} \approx r_к$.

Следовательно, схема с общим коллектором имеет самое высокое входное сопротивление из всех схем включения биполярных транзисторов. Для практических расчетов можно считать, что $r_{вх\ к} \approx (\beta + 1)\ \overline{R}_н$.

При наличии нагрузки входное сопротивление эмиттерного повторителя обычно определяется величиной сопротивления нагрузки, которая в случае повторителя напряжения не бывает большой (иначе не имеет смысла использовать эмиттерный повторитель). При этом, если нагрузка не остается постоянной, меняется и входное сопротивление.

Величина входного сопротивления в схеме с общим коллектором в значительной степени ограничивается делителем в цепи базы

$$R_{вх\ к} = r_{вх\ к} || R, \qquad \text{где} \quad R = R_1 \,||\, R_2.$$

Высокое значение входного сопротивления можно получить лишь при условии $R » r_{вх\ к}$. Поэтому в ряде случаев приходится использовать либо непосредственную связь с источником сигнала без делителя напряжения, либо искусственно повышать сопротивление цепи смещения с помощью обратной связи. Если большое входное сопротивление является первоочередным требованием, то применяют схемы повторителей на составном транзисторе либо повторители с динамической нагрузкой [7].

Определим коэффициент передачи по напряжению:

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_г} = \frac{(1+\beta)(r_K^* \,||\, \overline{R}_H)\cdot I_б}{\left(\overline{R}_Г + r_{вх\ к}\right)\cdot I_б} = \frac{1}{\dfrac{\overline{R}_Г + r_б}{(1+\beta)\cdot\left(r_к^* \,||\, \overline{R}_H\right)} + 1},$$

где $\overline{R}_Г = R_Г \,||\, R_1 \,||\, R_2$.

Как видно, $K_{Uок} < 1$, а $U_{вых} \approx U_{вх}$. По этой причине $K_{Uок}$ чаще называют коэффициентом передачи. На $K_{Uок}$ большое влияние оказывают внутреннее сопротивление источника входного сигнала и нагрузка в эмиттерной цепи. С увеличением внутреннего сопротивления источника сигнала $K_{Uок}$ падает, а с увеличением $\overline{R}_н$, $K_{Uок}$ возрастает. Следует заметить, что при $R_г \to 0$ и $\overline{R}_н \to \infty$

$$K_{U\,ок} = \frac{1}{1 + r_б / r_К}.$$

Коэффициент усиления по току находится аналогично, как и для схемы с общим эмиттером. Так, коэффициент усиления по току транзистора в схеме эмиттерного повторителя равен $(\beta + 1)$, а коэффициент усиления по току усилительного каскада можно найти, определив коэффициенты распределения тока во входной и в выходной цепи. С учетом этих коэффициентов

$$K_{I\,ок} = (1 + \beta)\frac{r_К^* \,||\, R_э}{r_к^* \,||\, R_э + R_н}\,\frac{R}{R + r_{вх\,к}}.$$

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя определяет его нагрузочную способность как по постоянному, так и по переменному току. Из эквивалентной схемы (см. рис. 2.24) при выполнении условия

$$r_к^* >> \frac{\overline{R}_Г + r_б}{1 + \beta}$$

следует, что

$$R_{вых\,ок} = r_э + \frac{\overline{R}_Г + r_б}{1 + \beta}.$$

При $R_г \to 0$ выходное сопротивление схемы с общим коллектором равно входному сопротивлению схемы с общей базой.

Особенностью работы эмиттерного повторителя в области высоких частот является то, что его входное сопротивление резко уменьшается с увеличением частоты входного сигнала. Это обусловлено инерционностью процессов в базе транзистора, а также наличием коллекторной и нагрузочной емкостей. Влияние емкости $C_к^*$ сказывается в том, что начальный скачок напряжения на выходе отсутствует и увеличивается время нарастания.

Емкость $C_н$ оказывает приблизительно такое же влияние, что и $C^*_к$, и еще больше уменьшает крутизну начального участка фронта.

Установка рабочей точки в схеме с общим коллектором производится так же, как и в схеме с общим эмиттером с эмиттерной стабилизацией. Для выбора потенциала эмиттера имеется больше возможностей, так как потенциал коллектора не зависит от управляющего сигнала. Следовательно, напряжение $U_{кэ}$ можно выбрать более высоким, чем в схеме с общим эмиттером. Благодаря этому имеется возможность реализации простой гальванической связи эмиттерного повторителя с выходом предыдущего и с входом последующего каскада.

2.3.3.2. Схема с общим коллектором в области низких частот

Анализ схемы с общим коллектором в области низких частот полностью аналогичен анализу схемы с общим эмиттером в области низких частот. Необходимо подставить только соответствующие значения входных и выходных сопротивлений характерных для схемы с общим коллектором.

2.3.3.3. Схема с общим коллектором в области высоких частот

Анализ схемы с общим коллектором в области высоких частот аналогичен анализу схемы с общим эмиттером в области высоких частот. Необходимо только учитывать, что в схеме с общим коллектором отсутствует «эффект Миллера». Это позволяет расширить полосу пропускания в области верхних частот.

2.4. Обратная связь

2.4.1. Основные параметры и определения

Обратной связью (ОС) называют передачу сигнала из выходной цепи усилителя во входную.

Функциональная схема усилителя с обратной связью приведена на рис. 4.1. В нем выходной сигнал усилителя 1 (в виде напряжения $U_{вых}$ или тока $I_{вых}$ через цепь обратной связи 2) частично или полностью подается к сумматору. В нем происходит вычитание (или сложение) входного сигнала $U_{вх}$ или $I_{вх}$ и сигнала обратной связи $U_{ос}$ или $I_{ос}$. В результате этого на

вход усилителя поступает сигнал, равный разности или сумме входного сигнала и сигнала обратной связи.

Петлей обратной связи называют контур, включающий в себя обратную связь и часть усилителя между точками ее подключения.

Местной обратной связью (местной петлей обратной связи) принято называть обратную связь, охватывающую отдельные каскады или часть усилителя.

Общей обратной связью называют такую обратную связь, которая охватывает весь усилитель.

Положительной (ПОС) называют такую обратную связь, при которой полярность напряжения обратной связи совпадает с полярностью напряжения источника сигнала. При положительной обратной связи коэффициент усиления схемы возрастает.

Если петлевой коэффициент усиления имеет значение больше единицы, то реально это означает, что схема переходит в режим генерации и уже не может служить усилителем сигналов. Поскольку высокие значения коэффициента усиления обычно легко получить и поскольку ПОС, возникающая при этом, дестабилизирует работу схемы и увеличивает тенденцию к генерации колебаний, этот вид обратной связи очень редко используется в усилителе. В основном она реализуется при разработке генераторов.

Отрицательной (ООС) называют такую обратную связь, при которой сигнал обратной связи вычитается из входного сигнала.

Отрицательная обратная связь возникает, когда напряжение обратной связи находится в противофазе с поступающим на вход напряжением. Этот вид обратной связи уменьшает коэффициент усиления усилителя, что в свою очередь повышает стабильность и расширяет полосу частот схемы в результате увеличения fВ и уменьшения fН. Вопросы стабильности и ширина полосы частот будут обсуждается в дальнейшем.

Коэффициент обратной связи γ показывает, какая часть выходного сигнала поступает на вход усилителя. В общем случае $\gamma = \frac{P_{ос}}{P_{вых}}$, но это не всегда удобно.

Обычно γ определяют как отношение напряжений:

$$\gamma_u = \frac{U_{ос}}{U_{\text{вых}}}$$

или токов:

$$\gamma_i = \frac{I_{ос}}{I_{вых}},$$

причем при рассмотрении обратной связи по напряжению индекс *и* обычно опускается.

Если входной сигнал и сигнал обратной связи суммируются, то имеет место положительная обратная связь. Она увеличивает значение коэффициента усиления усилителя. Значение петлевого усиления при положительной обратной связи ограничено условием

$$K\gamma < 1\cdot$$

При $K\gamma \geq 1$ усилитель теряет устойчивость и не может рассматриваться как усилитель, так как выходной сигнал перестает быть однозначно зависимым от входного сигнала (первое условие потери устойчивости). При этом возможно возникновение автоколебаний, когда выходное напряжение не зависит от входного сигнала. Форма автоколебаний зависит от характера и параметров цепи обратной связи и коэффициента петлевого усиления. Так как положительная обратная связь ухудшает характеристики усилителя, то в усилителях используют в основном отрицательную обратную связь, о которой мы и говорим.

Рассмотрим, как изменяются основные параметры усилителя, охваченного обратной связью.

Коэффициент усиления. Для простоты и наглядности будем считать, что фазовые сдвиги в цепях усилителя и обратной связи отсутствуют. Цепь отрицательной обратной связи охватывает весь усилитель (рис. 2.25).

Сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению (обратная связь по напряжению).

Коэффициент усиления усилителя, охваченного такой цепью ОС равен

$$K_{ос} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{вх}}\cdot$$

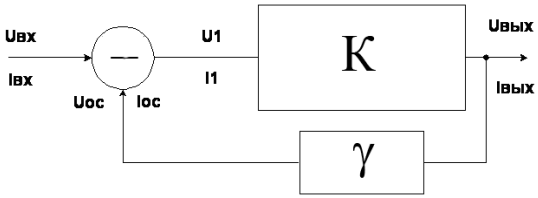


Рис. 2.25. Структурная схема усилителя, охваченного обратной связью

Из рис. 2.25 видно, что

$$U_1 = U_{вх} - U_{ос}; \qquad U_{ос} = \gamma U_{\text{вых}}; \qquad U_{вых} = KU_1,$$

где K – коэффициент усиления усилителя без обратной связи.

Тогда можно переписать:

$$K_{ос} = KU_1/(U_1 + U_{ос}) = KU_1/(U_1 + K\gamma U_1) = K/(1 + K\gamma).$$

Произведение $K\gamma$ называют **петлевым усилением**, а $(1 + K\gamma)$ **глубиной обратной связи или фактором связи F.**

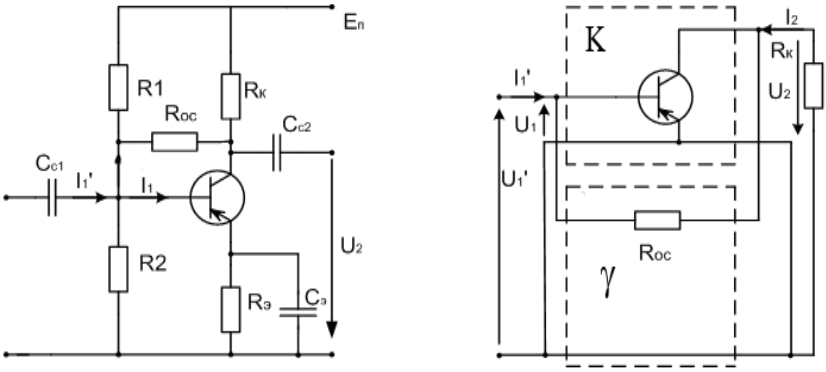
Рассмотрим теперь основные виды отрицательной обратной связи.

2.4.2. Параллельная обратная связь по напряжению (Y-типа)

При параллельном по входу соединении выводов четырехполюсников *К и γ* усиливаемый входной ток и ток обратной связи во входной цепи усилителя суммируются. Так как в выходной цепи усилителя, охваченного ОС, выводы этих четырехполюсников также соединяются параллельно, выходное напряжение одинаково как на выходе усилителя, так и на входе цепи ОС. Следовательно, в этом случае осуществляется ОС по напряжению. Поэтому ОС такого вида называется *параллельной по напряжению* рис. 2.26.

Такая ОС хорошо работает в режиме холостого хода как на входе, так и на выходе усилителя. В режиме короткого замыкания на выходе усилителя выходное напряжение равно нулю, ОС по напряжению исчезает. Кроме того, если усилитель с параллельной ОС по напряжению работает с идеальным источником напряжения (равным нулю сопротивлением источника сигнала), то ОС перестает изменять выходное напряжение, так как ток не в состоянии изменять напряжение на входных выводах усилителя, замкнутых накоротко. Из этого следует, что использовать парал-

лельную ОС по напряжению эффективно при работе от источника сигнала с большим внутренним сопротивлением и высокоомной нагрузкой.



а *б*

Рис. 2.26. Параллельная обратная связь по напряжению:
а – схема электрическая принципиальная; б – схема структурная

Основные параметры схемы:

Коэффициент усиления по напряжению практически не меняется в идеальных условиях (режим холостого хода как на входе, так и на выходе усилителя).

$$K_{U\,OC} = K_U\,,$$

Входная проводимость увеличивается пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим холостого хода как на входе, так и на выходе усилителя). Следовательно, обратная ей величина – сопротивление падает пропорционально глубине ОС.

$$Y_{вх\,OC} = Y_{вх}\left(1+\gamma K_i\right),$$

Коэффициент усиления по току падает пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим холостого хода как на входе, так и на выходе усилителя).

$$K_{iOC} = \frac{K_i}{1+\gamma\ K_i}\,.$$

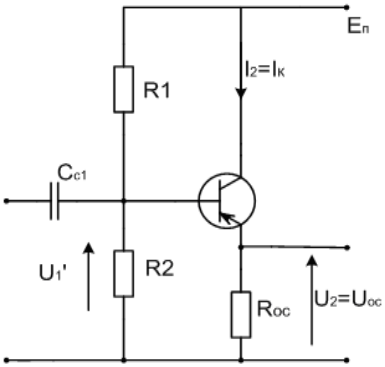
Выходная проводимость увеличивается пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим холостого хода как на входе, так и на выходе усилителя).

$$Y_{вых\ ОС} = Y_{вых}\left(1+\gamma K_{i\ \ XX}\right).$$

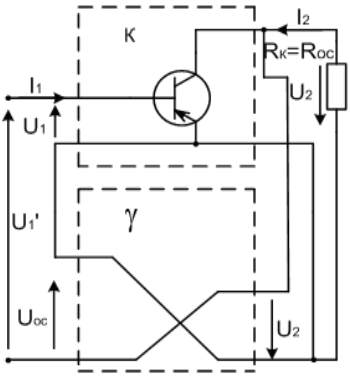
Следовательно, обратная ей величина − сопротивление падает пропорционально глубине ОС.

2.4.3. Последовательная обратная связь по напряжению (Н-типа)

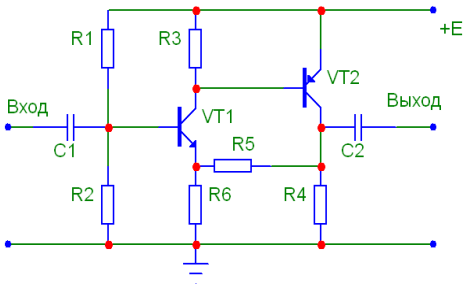
В случае последовательного по входу и параллельного по выходу усилителя соединения четырехполюсников *К и γ* напряжения усиливаемого сигнала и ОС включены последовательно, случай последовательной ОС (рис. 2.27).



а



б



в

Рис. 2.27. Последовательная обратная связь по напряжению:
а – схема электрическая принципиальная; б – схема структурная;
в – схема электрическая принципиальная на двух транзисторах

В результате последовательного соединения элементов входной цепи усилителя с ОС и источника сигнала при бесконечно большом внутреннем сопротивлении последнего цепь ОС размыкается и напряжение ОС не будет подводится к входным выводам усилителя.

При параллельной ОС по выходу выводы обоих четырехполюсников соединены между собой параллельно и на входных выводах четырехполюсника ОС будет такое же напряжение U_2, как и на выходе усилителя. Следовательно, напряжение ОС зависит от выходного напряжения и ОС такого вида называется *последовательной по напряжению.*

Основные параметры схемы:

Коэффициент усиления по напряжению падает пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим короткого замыкания на входе, режим холостого хода на выходе усилителя).

$$K_{UOC} = \frac{K_U}{1+\gamma\, K_U},$$

Входное сопротивление увеличивается пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим короткого замыкания на входе, режим холостого хода на выходе усилителя).

$$Z_{вх\,OC} = Z_{вх}\left(1+\gamma K_U\right)\cdot$$

Коэффициент усиления по току остается неизменным в идеальных условиях (режим короткого замыкания на входе, режим холостого хода на выходе усилителя).

$$K_{i\,OC} = K_i\cdot$$

Выходная проводимость увеличивается пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим короткого замыкания на входе, режим холостого хода на выходе усилителя).

$$Y_{вых\,OC} = Y_{вых}\left(1+\gamma K_{i\ \ XX}\right)\cdot$$

2.4.4. Последовательная обратная связь по току (Z-типа)

Последовательная обратная связь по току (рис. 2.28).

При последовательном соединении усилителя и цепи ОС их напряжения включены последовательно, ток во входной цепи усилителя на всех

его участках одинаковый. Так как вход четырехполюсника *К* и выход четырехполюсника *γ* соединены последовательно с источником сигнала, то при подаче на вход усилителя сигнала от идеального генератора тока петля ОС размыкается и напряжение ОС не подводится к входным выводам усилителя. В этом случае ОС исчезает. Поэтому последовательную ОС по входу эффективнее всего применять при работе усилителя от источника сигнала с малым внутренним сопротивлением. Выходная цепь усилителя с ОС также представляет собой последовательное соединение выхода четырехполюсника *К,* входа четырехполюсника *γ* и нагрузки. В выходной последовательной цепи по всем ее участкам течет один и тот же ток, который на элементах цепи ОС создает падение напряжения, пропорциональное напряжению ОС. Таким образом, напряжение ОС зависит от выходного тока, поэтому такой вид ОС называется *последовательной по току.*

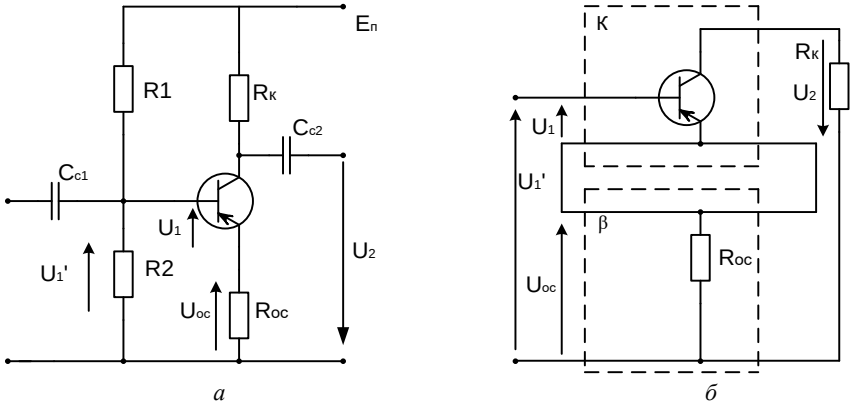


Рис. 2.28. Последовательная обратная связь по току: а – схема электрическая принципиальная; б – схема структурная

Основные параметры схемы:

Коэффициент усиления по току практически не меняется в идеальных условиях (режим короткого замыкания как на входе, так и на выходе усилителя).

$$K_{i\,OC} = K_i \cdot$$

Входное сопротивление увеличивается пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим короткого замыкания как на входе, так и на выходе усилителя).

$$Z_{вх\,ОС} = Z_{вх}\left(1+\gamma K_U\right).$$

Коэффициент усиления по напряжению падает пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим короткого замыкания как на входе, так и на выходе усилителя.

$$K_{UOC} = \frac{K_U}{1+\gamma\, K_U}.$$

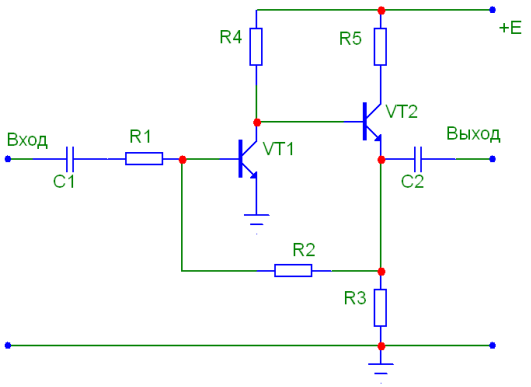
Выходное сопротивление увеличивается пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим короткого замыкания как на входе, так и на выходе усилителя).

$$Z_{вых\,ОС} = Z_{вых}\left(1+\gamma K_{U\ \ КЗ}\right).$$

2.4.5. Параллельная обратная связь по току (G-типа)

Параллельная обратная связь по току (рис. 2.29).

а *б*



в

Рис. 2.29. Параллельная обратная связь по току: а – схема электрическая принципиальная; б – схема структурная; в – схема электрическая принципиальная на двух транзисторах

Параллельно-последовательное соединение четырехполюсника K и четырехполюсника γ в современных одиночных усилительных каскадах встречается редко. Это связано с тем, что параллельная ОС по входу

способствует уменьшению входного сопротивления усилительного каскада, а последовательная ОС по выходу – увеличению выходного сопротивления каскада. Такая трансформация входного и выходного сопротивлений усилительного каскада с помощью параллельно-последовательной ОС усложняет согласование каскадов в усилителе, что является одной из причин ее редкого использования в одиночных каскадах.

Параллельная ОС по входу характеризуется суммированием тока ОС и усиливаемого тока, как и в случае параллельно-параллельного соединения. При работе усилителя от источника сигнала с крайне малым внутренним сопротивлением на его входе создается режим короткого замыкания, который приводит к исчезновению ОС.

Так как выходные выводы усилителя и входные выводы цепи ОС включены последовательно и выходной ток течет по всем элементам выходной цепи усилителя, то ток ОС будет зависеть от выходного тока. Поэтому параллельно-последовательная ОС называется *параллельной по току.*

Основные параметры схемы:

Коэффициент усиления по напряжению практически не меняется в идеальных условиях (режим холостого хода на входе усилителя, режим короткого замыкания на выходе).

$$K_{U\,OC} = K_U \cdot$$

Входная проводимость увеличивается пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим холостого хода на входе усилителя, режим короткого замыкания на выходе). Следовательно обратная ей величина сопротивление падает пропорционально глубине ОС.

$$Y_{вх\,OC} = Y_{вх}\left(1 + \gamma K_i\right).$$

Коэффициент усиления по току падает пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим холостого хода на входе усилителя, режим короткого замыкания на выходе).

$$K_{iOC} = \frac{K_i}{1 + \gamma\ K_i}\ .$$

Выходное сопротивление увеличивается пропорционально глубине ОС в идеальных условиях (режим холостого хода на входе усилителя, режим короткого замыкания на выходе).

$$Z_{вых\ ОС} = Z_{вых}\left(1+\gamma K_{U\ КЗ}\right).$$

2.4.6. Влияние отрицательной обратной связи на нелинейные искажения и помехи

С помощью отрицательной обратной связи (ООС) удается существенно уменьшить нелинейные искажения, а также помехи, возникающие в усилителе.

Пусть усилитель при синусоидальном входном сигнале, кроме синусоидального напряжения $U_{вых}$, имеет на выходе также напряжение гармоники или помехи – $U_г$. Введем в усилитель обратную связь, как показано на рис. 2.25. Тогда для сохранения неизменного выходного напряжения и выходной мощности входное напряжение потребуется изменить в $(1 + \gamma_{ос}K)$ раз.

Обозначим напряжение гармоники или помехи на выходе усилителя с введенной обратной связью через $U_Г^1$. Тогда, если считать усилитель квазилинейной системой и пренебречь составляющими высших порядков в выходной цепи, получим, что $U_Г^1$ должно быть равно сумме напряжения $U_Г$, создаваемого усилителем, и напряжения $U_Г^1$, прошедшего через цепь обратной связи, входную цепь и усилитель, следовательно, помноженного на $\gamma_{ос}K$.

$$U_Г^1 = U_Г - \gamma_{ОС}\mathrm{K}U_Г^1.$$

Отсюда находим

$$U_Г^1 = \frac{U_г}{1+\gamma_{ос}K}.$$

Таким образом, отрицательной обратной связью уменьшает искажения, возникающие в усилителе во столько раз, во сколько изменяется коэффициент усиления усилителя.

Однако если выходной ток усилительного элемента достигает тока насыщения или нуля, то усилитель становится нелинейным. В этом случае уменьшение искажения не произойдет, так как теория отрицательной обратной связью справедлива лишь для усилителей, работающих в линейном режиме.

Следует заметить, что отрицательная обратная связь уменьшает в $1 + \gamma_{ос}K$ раз фон переменного тока, а также и другие помехи, возникаю-

щие внутри усилителя. Эти выводы справедливы при однократном прохождении помехи или гармоники по контуру обратной связи, хотя в реальности наблюдается многократное прохождении помехи или гармоники по контуру обратной связи, оно сильно ослабляется и в первом приближении все вышеизложенные выводы оказываются справедливы.

2.4.7. Влияние последовательной ООС по напряжению на стабильность коэффициента усиления усилителя

При работе усилителя его коэффициент усиления не остается постоянным, а изменяется вследствие различных дестабилизирующих факторов: старение усилительных элементов и деталей, изменение температуры окружающей среды, влажности, напряжения источника питания и т.д.

Стабильность − это способность усилителя функционировать согласно сделанному расчету, несмотря на изменение его параметров, вызывающих изменения коэффициента усиления.

Рассмотрим влияние отрицательной обратной связи по напряжению на стабильность коэффициента усиления усилителя. Рассмотрим выражение (2.8), учитывая, что в общем случае изменяются и коэффициент обратной связи $\gamma_{ос}$, и коэффициент усиления усилителя К.

$$K_{OC} = \frac{K}{1 + K\gamma_{ос}}. \qquad (2.8)$$

В большинстве случаев применения ООС в усилителях петлевое усиление во много раз больше единицы:

$$K\gamma_{ос} \gg 1.$$

Тогда выражение можно привести к следующему виду:

$$K_{OC} = \frac{K}{K\gamma_{ос}}.$$

Сокращаем **К,** тогда можно считать, что

$$K_{OC} \approx \frac{1}{\gamma_{ос}}. \qquad (2.29)$$

Таким образом, коэффициент усиления усилителя, охваченного ООС, определяется главным образом параметрами отрицательной обратной связью.

Так как в цепи отрицательной обратной связью применяются главным образом пассивные компоненты, на них в меньшей степени влияют дестабилизирующие факторы, такие как старение усилительных элементов и деталей, изменение температуры окружающей среды, влажности, напряжения источника питания и т.д.

2.4.8. Расширение полосы рабочих частот в малосигнальном режиме с помощью обратной связи

Одним из достоинств отрицательной обратной связи является то, что она улучшает АЧХ схемы. Уменьшение коэффициента усиления схемы с обратной связью вызывает снижение $f_н$ и повышение $f_в$, иными словами, расширяет полосу частот усилителя.

На рис. 2.30 показаны типичные АЧХ усилителя с обратной связью и без нее, где сверху изображена ширина полосы частот усилителя без обратной связи, внизу с обратной связью.

Очень важное свойство такой стабилизации состоит в том, что для усилителей с частотно-зависимым коэффициентом усиления полоса частот усиления слабых сигналов расширяется пропорционально коэффициенту $\nu = K\gamma$ (петлевое усиление, рис. 2.30).

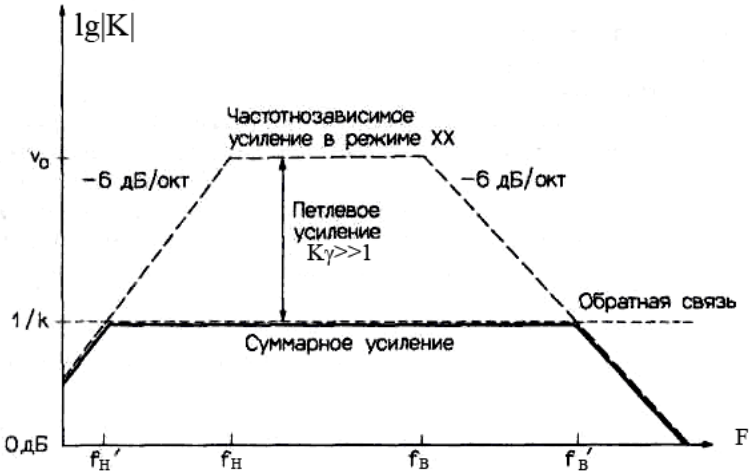


Рис. 2.30. Расширение полосы рабочих частот в малосигнальном режиме с помощью обратной связи

2.4.9. Устойчивость усилителей с отрицательной обратной связью

Большое значение для устройств с отрицательной обратной связью имеет их устойчивость, т.е. способность предотвращения самовозбуждения. Самовозбуждение в схеме колебаний с частотой ω_0 возможно лишь в том случае, когда знаменатель в уравнении

$$K(i\omega)_{OC} = \frac{K(i\omega)}{1 + K(i\omega)\gamma(i\omega)}$$

для реальных частот ω или f становится равным 0:

$$1 + K(i\omega)\gamma(i\omega) = 0 \qquad \Rightarrow \qquad K(i\omega)\gamma(i\omega) = -1\cdot$$

Если усилитель и цепь ОС устойчивы каждый в отдельности, то условие устойчивости системы характеризует так называемый «критерий Найквиста» *(частотный критерий устойчивости),* который гласит: усилитель с ОС устойчив, если годограф $K(i\omega)\gamma(i\omega)$ не охватывает точку –1. Примеры графической трактовки критерия Найквиста показаны на рис. 2.31−2.33.

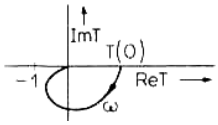


Рис. 2.31. Пример определения критерия устойчивости Найквиста. Годограф петлевого усиления $K(i\omega)\gamma(i\omega)$ для устойчивого режима не охватывает точку –1. Петлевое усиление меньше единицы, фазовый сдвиг меньше 180^0

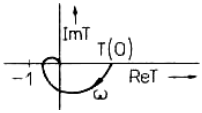


Рис. 2.32. Пример определения критерия устойчивости Найквиста. Годограф петлевого усиления $K(i\omega)\gamma(i\omega)$ для условно-устойчивого режима не охватывает точку –1. Петлевое усиление меньше единицы, фазовый сдвиг больше 180^0

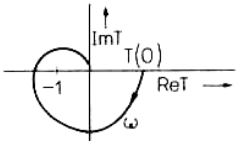


Рис. 2.33. Пример определения критерия устойчивости Найквиста. Годограф петлевого усиления $K(i\omega)\gamma(i\omega)$ для неустойчивого режима охватывает точку –1. Петлевое усиление больше единицы, фазовый сдвиг больше 180^0

Для схем с монотонно нарастающим по частоте сдвигом фаз достаточной является проверка запаса по фазе ($\alpha > 0$) из выражения

$$\alpha = 180^o - \varphi_{OC}(f_0) - \varphi_K(f_0)$$

(значения $\alpha < 90°$ приводят к нарастанию выбросов).

Здесь f_0 – критическая частота, при которой $|K\gamma| = 1$;

$\varphi_K(f_0)$ – угол сдвига фаз усилителя;

$\varphi_{OC}(f_0)$ – угол сдвига фаз цепи ОС.

Проверку можно провести, например, с помощью диаграммы Боде (рис. 2.34).

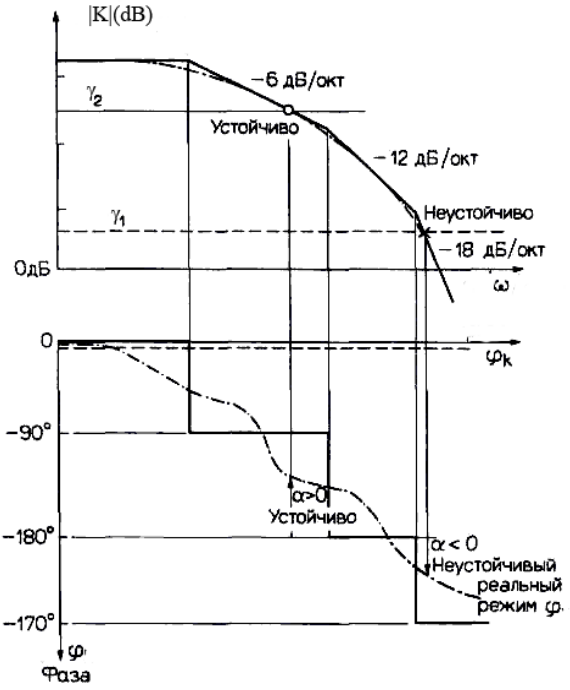


Рис. 2.34. Типичная диаграмма Боде коэффициента усиления в режиме холостого хода

Для систем без фазовых фильтров, содержащих пассивные цепи обратной связи с $|\gamma| < 1$, условие устойчивости по диаграмме Боде при-

ближенно состоит в том, что крутизна прямых $|K|$ и $|1/\gamma|$ в точке пересечения должна отличаться от 12 дБ/окт (40 дБ/дек) (см. рис. 2.34). Это условие справедливо и для низких частот (связь по переменному напряжению), и для высоких частот (например, влияние емкостей рассеяния).

Усилитель с доминирующим полюсом и резистивной цепью обратной связи абсолютно устойчив. Устойчивы также двухполюсные усилители с чисто резистивной обратной связью.

На практике же могут возникнуть дополнительные паразитные повороты фазы, что может привести к самовозбуждению системы. Усилители с несколькими (больше 2) полюсами абсолютной устойчивостью не обладают (потенциально неустойчивы). Поскольку каждый каскад усиления в принципе имеет один полюс, цепь ОС должна охватывать не больше 2 каскадов. Кроме того, путем выбора низкой граничной частоты можно обеспечить такое усиление холостого хода, при котором условие $|K\gamma|<1$ выполняется раньше, чем поворот фазы достигнет 180° (однополюсная компенсация). Поскольку фазовые фильтрующие звенья создают дополнительные повороты фаз, целесообразно такие звенья в цепях ОС и в усилителях по возможности не использовать.

2.5. Токовое зеркало

Токовое зеркало является элементом транзисторной цепи в электронике, с помощью которого можно вывести дополнительный ток от существующего эталонного тока. Токовое зеркало позволяет копировать и масштабировать токи и таким образом представляет собой управляемый током источник тока.

Схема токового зеркала используется в основном как подсхема в аналоговых интегральных схемах, таких как дифференциальные усилители, операционные усилители и компараторы, например, для установки рабочих точек в каскадах усилителя. Также можно изменить уровень постоянного напряжения аналоговых сигналов.

Токовые зеркала на МОП-транзисторах (MOSFET) также используются в качестве электронных нагрузок, а выходное сопротивление токового зеркала служит сопротивлением нагрузки усилителя.

В схемотехнике часто требуется копия существующего тока. С помощью токовых зеркал можно генерировать идентичный или фиксиро-

ванный коэффициент существующего тока. Для последнего варианта используются транзисторы, которые идентичны или имеют одинаковую форму, но имеют разную площадь, поэтому соотношение токов можно определить только через отношения площадей активных областей, площади затвора или площади эмиттера.

Если транзисторы токового зеркала расположены близко друг к другу (одинаковая температура) и были созданы с помощью одного и того же производственного процесса (на одном кристалле), то можно построить точные токовые зеркала; но это невозможно с дискретными схемами.

Свойства операционных усилителей могут быть достигнуты только за счет внутреннего использования токовых зеркал. В связи с транзисторами NPN и PNP также можно реализовать схемы, которые невозможны с электронными лампами.

Токовые зеркала − это управляемые источники тока с максимально возможным выходным сопротивлением. Они имеют низкое входное сопротивление в точке, где подается опорный ток, и через резистор на входе становятся источниками тока, управляемыми напряжением.

Схема на биполярных транзисторах (рис. 2.35).

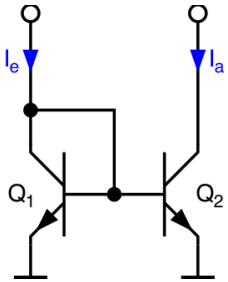


Рис. 2.35. Простое токовое зеркало на биполярных транзисторах

Биполярные транзисторы, если они не в состоянии насыщения, ведут себя как источник тока на выходе; поэтому они хорошо подходят для токовых зеркал.

Простое токовое зеркало состоит из двух транзисторов, как показано на рис. 2.36. Коллектор и база транзистора Q1 соединены друг с другом. Если входной ток Ie протекает через транзистор Q1, устанавливается напряжение U_{BE} база-эмиттер. Базовые соединения двух транзисторов соединены так, что на оба транзистора подается одинаковое напряжение U_{BE}.

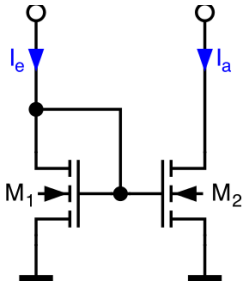


Рис. 2.36. Простое токовое зеркало с полевыми МОП-транзисторами

На транзисторе Q1 возникает напряжение база-эмиттер, которое связано с входным током исключительно через свойства транзистора и температуру.

Если свойства транзисторов Q1 и Q2 и их температуры одинаковы, зависимость тока коллектора от напряжения база-эмиттер такая же, и через Q2 протекает тот же ток коллектора, что и через Q1. Таким образом получается токовое зеркало.

В случае простого токового зеркала с биполярными транзисторами ошибка уменьшается с увеличением коэффициента усиления по току. Другая ошибка возникает из-за эффекта Эрли, который заставляет выходной ток зависеть от напряжения за счет модуляции ширины базы. Напряжение Эрли должно быть большим для хорошего постоянства тока и увеличивается с увеличением физической ширины базы и, следовательно, обычно с уменьшением усиления по току. Таким образом, транзисторы с высоким коэффициентом усиления по току уменьшают ошибку, связанную с базовым током, но обеспечивают менее высокое выходное сопротивление − выходной ток сильнее изменяется с выходным напряжением.

В интегральных схемах использование транзисторов с несколькими эмиттерами позволяет увеличивать или уменьшать ток путем параллельного соединения нескольких соединений эмиттеров. Если, например, Q2 реализован как многоэмиттерный транзистор с тремя эмиттерами в вышеуказанной схеме, ток коллектора Q2 в 3 раза больше, чем ток коллектора Q1. С другой стороны, если Q1 реализован как тройной многоэмиттерный транзистор, ток коллектора Q2 уменьшается до 1/3.

Схема с полевыми МОП-транзисторами (рис. 2.36).

Если простое токовое зеркало сконструировано с идентичными полевыми МОП-транзисторами, соотношение между входным током Ie и

напряжением затвор-исток U_{GS} получается, когда оба транзистора находятся в состоянии насыщения:

$$I_e = I_{D1} = \frac{k_n}{2}\frac{W_1}{L_1}(U_{GS1} - U_{th})^2$$

Следующее относится к выходному току I_a:

$$I_a = I_{D2} = \frac{k_n}{2}\frac{W_2}{L_2}(U_{GS2} - U_{th})^2$$

(k_n представляет собой величину, зависящую от компонента.) На рис. 2.36 это n-канальный MOSFET. Таким образом, для отношения двух токов мы получаем:

$$\frac{I_e}{I_a} = \frac{\frac{k_n}{2}\frac{W_1}{L_1}(U_{GS1} - U_{th})^2}{\frac{k_n}{2}\frac{W_2}{L_2}(U_{GS2} - U_{th})^2} = 1$$

Поскольку все параметры, такие как W, L и U_{th}, одинаковы для идентичных транзисторов, а U_{GS} одинаковое из-за соединения, эти значения могут быть сокращены и получены Ia = Ie.

Напряжение U_{th} − это пороговое напряжение на затворе, с которого канал начинает проводить ток.

Отклонение от этого идеального поведения является результатом модуляции длины канала транзисторов, которой здесь пренебрегли. Ошибки возникают из-за температурной зависимости, среди прочего, от U_{th}; поэтому и из-за требуемой однородности толщины слоя и, следовательно, параметров компонентов, такие токовые зеркала предпочтительно строить на одном кристалле.

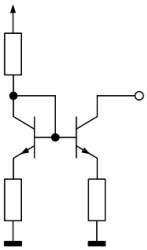
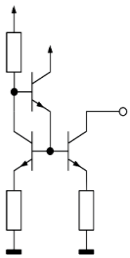
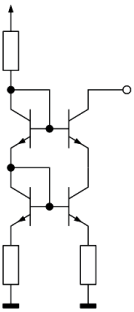
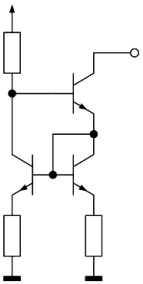
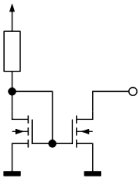
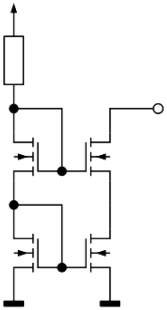
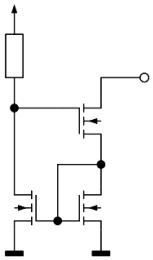
Недостатком токового зеркала MOSFET по сравнению с биполярным токовым зеркалом является зависимость регулируемого выходного тока от напряжения.

В табл. 2.1 приведены типичные примеры токовых зеркал в технологии биполярных транзисторов и эквивалентные схемы полевых МОП-транзисторов. Резисторы в токовых зеркалах не являются обязательными.

Существенными критериями при выборе схемы токового зеркала являются минимальное напряжение питания, выходное сопротивление и требования к точности отраженного тока.

Таблица 2.1

Варианты токовых зеркал

	Простое токовое зеркало	3-транзисторное токовое зеркало	Каскодное токовое зеркало	Токовое зеркало Вильсона (зеркало с регулируемым током)
Биполярный				
МОП-транзистор				

Токовое зеркало Видлара, названное в честь его разработчика Роберта Видлара, является разновидностью простого токового зеркала и представляет собой особенно простое токовое зеркало только с двумя транзисторами (рис. 2.37).

Токовое отношение устанавливаются через эмиттерные кратности. В качестве альтернативы, коэффициент тока в случае биполярных транзисторов также может быть установлен через резистор отрицательной обратной связи в эмиттерной ветви, как показано на рис. 2.37, если требования к точности не слишком высоки. Токовое зеркало Видлара может быть

получено из простого токового зеркала с помощью короткого замыкания резистора отрицательной обратной связи в цепи эмиттера, показанного слева на опорной ветви простого токового зеркала. Из-за сильной зависимости коэффициента трансформации от тока токовое зеркало Видлара обычно подходит только для постоянных токов.

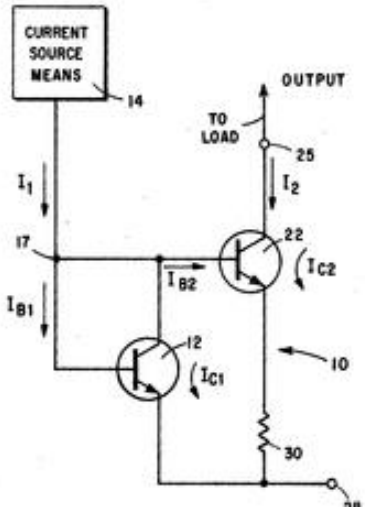


Рис. 2.37. Токовое зеркало Видлара

Трех транзисторные токовые зеркала см. табл. 2.1. Транзистор посередине уменьшает ошибку, вызванную базовым током биполярного транзистора. Если вы добавите резистор в середине биполярной версии, который ведет от общей базы к земле, это токовое зеркало станет значительно быстрее. Эта схема в основном используется в схемах частотно-зависимых эмиттеров.

Каскодное токовое зеркало см. табл. 2.1. В случае простого токового зеркала выходной ток зависит от выходного напряжения из-за конечного выходного сопротивления транзисторов. Этот эффект может быть уменьшен путем каскодного соединения транзисторов.

Другими вариантами являются токовое зеркало Вильсона и расширенное токовое зеркало Вильсона см. табл. 2.1. Последний состоит из четырех транзисторов и обеспечивает улучшенную линейность по сравнению с токовым зеркалом Видлара.

Чтобы соответствовать требованиям к точности, современные зеркала конструируются как можно симметрично. В токовых зеркалах на полевых МОП-транзисторах используются только затворы одинаковой длины и ширины, поэтому коэффициент зеркальности определяется только количеством транзисторов. Чтобы уменьшить эффекты структурирования или осаждения в краевых областях электрически активных областей во время производства, токовые зеркала окружены так называемыми фиктивными затворами (метод, распространенный в микроэлектронике). Для приложений с высокими требованиями к точности падение напряжения на пути сток-исток должно быть как можно более идентичным, а соединение затвора должно быть обесточенным, в противном случае напряжение затвор-исток различных транзисторов будет различным, что приведет к большим ошибкам.

2.6. Дифференциальный каскад (ДК)

2.6.1. Общие сведения

Дифференциальный усилитель (ДУ) – это симметричный усилитель с двумя входами и двумя выходами, используемый для усиления разности напряжений двух входных сигналов. ДУ используются в тех случаях, когда слабые сигналы можно потерять на фоне помех. Примерами таких сигналов являются цифровые сигналы, передаваемые по длинным кабелям, звуковые сигналы, радиотехнические сигналы, передаваемые по двухпроводному кабелю (двухпроводной кабель является дифференциальным), напряжения электрокардиограмм, сигналы считывания информации из магнитной памяти и многие другие. ДУ на приемном конце восстанавливает первоначальный сигнал, если синфазная помеха не очень велика. Простейшим случаем ДУ является дифференциальный каскад (ДК), как следует из названия, состоящий из одного каскада усиления.

ДК широко используются в качестве первого каскада операционных усилителей. Они играют важную роль при разработке усилителей постоянного тока, так как симметричная схема ДК по сути своей приспособлена для компенсации температурного дрейфа.

Основная схема ДК приведена на рис. 2.38. В общую эмиттерную цепь ДК включен источник стабильного тока, который обеспечивает по-

стоянство токов $I_{к1} + I_{к2} = I_о$. Ток I_0 не должен зависеть от уровня сигнала на входе ДК (даже при коротком замыкании в цепи нагрузки этого генератора ток I_0 должен оставаться неизменным).

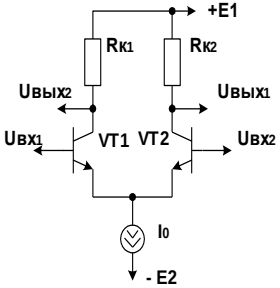


Рис. 2.38. Принципиальная схема ДК

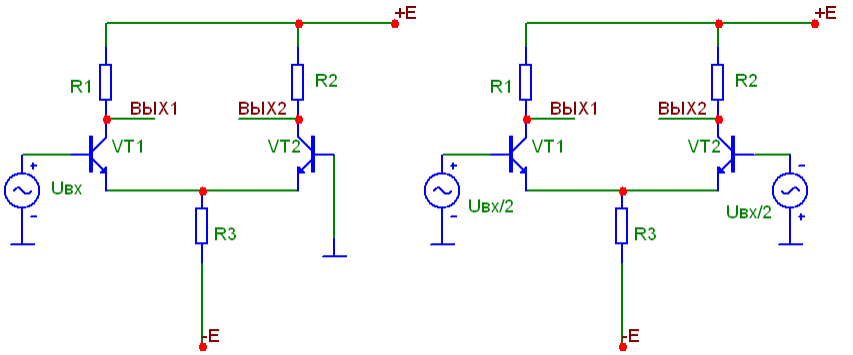
Рассмотрим принцип действия ДК и его усилительные параметры на примере простейшей биполярной схемы на рис. 2.39. Предположим, что оба транзистора ДК имеют строго одинаковые характеристики и параметры, $R_{к1} = R_{к2}$. При этом условии, если входной сигнал $U_{вх}$ *0*, то и напряжение между выходами ДК $U_{вых2} - U_{вых1} = 0$.

Для идеального симметричного ДК в режиме баланса эмиттерный ток I_0 делится поровну между двумя усилительными транзисторами. Если пренебречь базовыми токами, можно считать, что коллекторные токи транзисторов одинаковы и равны

$$I_{k_1} = I_{k_2} = 0{,}5I_0 .$$

Это соотношение не изменится, если оба входных напряжения получат приращения на одну и ту же величину (синфазный сигнал). Так как в этом режиме коллекторные токи остаются равными друг другу, то будет постоянна и разность выходных напряжений. Отсюда следует, что коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю.

В идеальном ДК синфазный сигнал на его входах не вызывает появление дифференциального выходного сигнала. Однако в реальной схеме наблюдается небольшой дифференциальный выходной сигнал. Он обусловлен неполной идентичностью характеристик транзисторов, разницей в значениях коллекторных сопротивлений $R_{к1}$ и $R_{к2}$ и внутренних сопротивлений источников, подключенных к входам каскада.



а *б*

Рис. 2.39. Способы подачи сигналов на ДК: а – несимметричное подключение входов; б – симметричное подключение входов

Напряжение на коллекторе каждого транзистора, называемое напряжением баланса, относительно нулевой шины равно

$$U_{к1,2} = E_1 - 0{,}5 I_0 R_k .$$

Если $U_{вх1} > U_{вх2}$, то изменяется распределение токов в ДК: $I_{к1}$ – увеличивается, а $I_{к2}$ – уменьшается. Их сумма при этом остается равной I_0. Поэтому $I_{к1} = - I_{к2}$. Таким образом, разность входных напряжений, в отличие от синфазного управления, вызывает изменение выходного напряжения.

При этом

$$U_{вых1} = E_1 - I_{к1} R_к; \qquad U_{вых2} = E_1 - I_{к2} R_к.$$

Полный дифференциальный выходной сигнал наблюдается между выходами ДУ

$$U_{вых2} - U_{вых1} = (I_{к1} - I_{к2}) R_н.$$

Изменение выходных сигналов прекращается, когда весь ток переключится в транзистор VT1. Транзистор VT2 в этом случае перейдет в состояние отсечки. Максимальная разность сигналов между выходами равна

$$U_{вых2} - U_{вых1} = I_0 R_к,$$

а напряжение на коллекторе транзистора VT1 имеет минимальный уровень $E_1 - I_0 R_н$.

Изменение напряжения $U_{эб}$, происходящее под воздействием температуры, действует как синфазный сигнал и, следовательно, слабо влияет

на работу схемы. Поэтому для уменьшения дрейфа нуля в усилителях постоянного тока широко применяют ДК. Из-за малого дрейфа нуля ДК используют и для усиления однополярного сигнала. В этом случае один из двух входов ДК имеет нулевой потенциал. На рис. 2.39 показаны способы подачи дифференциального сигнала на ДК.

Дифференциальный усилитель, как указывалось выше, управляется разностью напряжений, которая приложена между его входами. Сигнал, имеющийся между входами, называется дифференциальным.

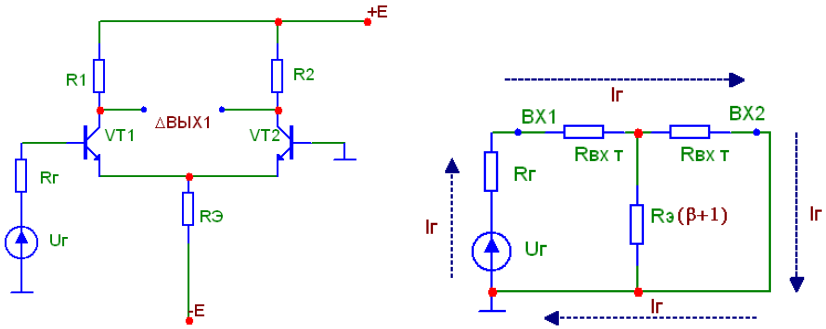
Точка заземления дифференциального сигнала, как видно из рис. 2.40, может быть выбрана произвольно.

2.6.2. Малосигнальные усилительные параметры ДК

Проведем анализ работы ДК с целью определения его усилительных параметров при различных схемах включения источников сигнала и подключения нагрузки. Для упрощения расчетов будем считать, что внутреннее сопротивление генератора тока имеет конечную величину.

В схеме на рис. 2.40,а генератор стабильного тока (ГСТ) моделируется резистором $R_э$ и источником напряжения

$$E_{К}^{-} - U_{эб}.$$



а *б*

Рис. 2.40. Распределение потенциалов и токов в схеме ДК:
а – схема ДК; б – эквивалентная схема входной цепи ДК

Предположим также, что схема на рис. 2.40,а абсолютно симметрична, т.е. сопротивления резисторов, входящих в каждое плечо, и пара-

метры транзисторов одинаковы. Предполагаются одинаковыми и входные сопротивления транзисторов VT1, VT2. Допустим также, что внутреннее сопротивление источника сигнала $R_г$ намного меньше входного сопротивления, а напряжение $U_г$ близко к нулю.

Так как схема ДК симметрична, то ток I_0 делится поровну между усилительными транзисторами. В режиме малого сигнала приращение коллекторных токов $I_к$ много меньше $0{,}5I_0$. Во входной цепи усилителя от источника $U_г$ течет ток сигнала

$$I_{вх} = I_с = U_г / (R_г + 2R_{ВХ\,Т}) = U_г /(2\,R_{ВХ\,Т}).$$

Цепь входного сигнала показана на рис. 2.40,б пунктирной линией. В базу транзистора *VT1* ток втекает, и его коллекторный ток увеличивается, а из базы транзистора *VT2* вытекает, и коллекторный ток уменьшается. Соответственно на коллекторных резисторах создаются приращения выходных сигналов

$$\Delta U_{RK} = \pm\,\Delta IR_к = \pm\,\Delta I_г R_к.$$

Подставив в приведенное выражение значение входного тока, определим дифференциальный коэффициент усиления

$$K_д = \Delta U_{вых}/\Delta U_{вх} = 2R_к\beta /(2R_{ВХ\,Т}) = SR_к, \qquad (2.30)$$

где S – крутизна усиления транзистора.

Минимальный коэффициент усиления по напряжению ДК соответствует $K_{Uэ}$ для одиночного каскада с общим эмиттером. Это происходит потому, что в режиме, близком к балансу, на каждый транзистор поступает половинное входное напряжение $U_{вх}/2$, а приращения сигналов между выходами двух транзисторов суммируются. В этом режиме крутизна усиления наибольшая.

Формула (2.30) верна как для биполярных, так и для полевых дифференциальных каскадов, усилительные транзисторы которых имеют крутизну S. Если в выражение (6.1) подставить значение крутизны биполярного транзистора

$$S=I_э/\varphi_Т = I_0/2\varphi_Т,$$

то получим зависимость $K_д$ от тока, равную

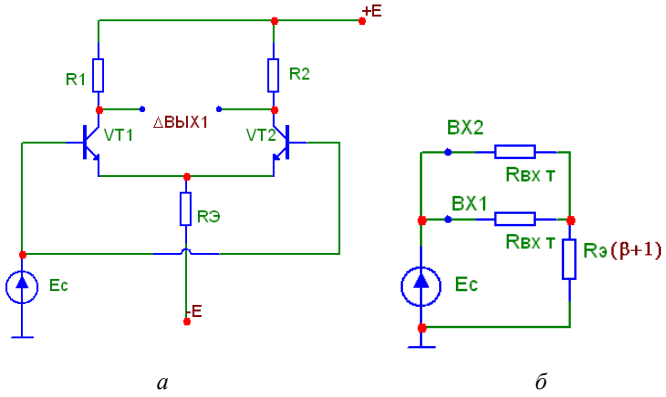
$$K_д = R_к\,I_0\,/(2\varphi_Т).$$

Дифференциальный коэффициент усиления биполярного ДК прямо пропорционален сопротивлению нагрузки $R_к$, уровню тока I_0 и обратно пропорционален температурному коэффициенту. Значение $K_Д$ от коэффициента β не зависит (при β>>1).

На рис. 2.40,б показана малосигнальная эквивалентная схема входной цепи ДК, нагружающая дифференциальный источник сигнала. Так как эмиттерный ток каждого транзистора в (β+1) раз превышает базовый, то сопротивление резистора пересчитывается в контур входного тока с коэффициентом (β+1). Так как сопротивление $R_э$ велико, то можно считать, что входное дифференциальное сопротивление ДК, наблюдаемое между его входами *Вх 1* и *Вх 2*, равно

$$R_{вх\,д} = 2\varphi_T(\beta+1)/I_э = 4\varphi_T(\beta+1)/I_0.$$

Рассмотрим теперь случай, когда оба входа ДК объединены и на них подан общий синфазный сигнал E_c (рис. 2.41).



а *б*

Рис. 2.41. Определение коэффициента передачи синфазного сигнала:
а – схема для расчета синфазного коэффициента передачи; б – эквивалентная схема входного сопротивления ДК для синфазного сигнала

В синфазном режиме за счет тока синфазного сигнала $I_{сс}/2$ уровень тока I_c увеличивается на величину $I_{сс}(\beta+1)$. Соответственно приращение коллекторных токов составляет $\Delta I = 0{,}5\beta I_{сс}$. На рис. 2.41,б показана эквивалентная схема входной цепи ДК для синфазного сигнала.

Так как $$I_{сс} = E_c / \left[0{,}5R_{ВХ\,Т} + R_э(1+\beta)\right],$$

то приращение коллекторного напряжения равно

$$\Delta U_{вых} = \Delta I R_k \cong E_c R_к /(2R_э).$$

Таким образом, если входное сопротивление транзистора много меньше сопротивления $R_э$, то абсолютное значение коэффициента передачи синфазного сигнала равно

$$K_c = R_к/2R_э \qquad (2.11)$$

и уровень тока I_{cc} оказывается тем меньше, чем больше выбрано сопротивление резистора $R_э$. Выражение (2.11) приблизительно, так как оно не отражает увеличение K_c за счет асимметрии плеч ДК и не учитывает $R_г$. Реально K_c имеет большое число составляющих, которые сложным образом зависят от разбаланса элементов, структуры схемы и частоты сигнала.

Если синфазная ошибка накладывается на выходной дифференциальный сигнал одного плеча, то ее можно пересчитать во входную цепь через полный дифференциальный коэффициент усиления, т.е. $K_д$. Выходные синфазные ошибки усиления сигнала, приведенные к входу, позволяют определить минимальный уровень входного сигнала между входами, который может быть обнаружен на фоне выходных сигнальных ошибок.

Таким образом, напряжение E_c, присутствующее на входах ДУ, вызывает между этими входами эквивалентное дифференциальное напряжение ошибки, равное

$$\Delta U_c = E_c K_c / K_д.$$

Качество ДК характеризуется отношением $K_д/K_c$ коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС), показывающим способность ДК различать дифференциальный сигнал на фоне синфазного напряжения. Отношение

$$\frac{K_д}{K_c} = \frac{2 \cdot R_э S R_k}{R_k} = 2 \cdot R_э S$$

пригодно для анализа любых (полевых и биполярных) ДК.

Для биполярного ДК

$$\frac{K_д}{K_c} = \frac{2\beta R_Э}{R_{ВХ\ Т}} = \frac{I_0 R_Э}{\varphi_Т}.$$

Наиболее часто используется логарифмическая форма этого параметра: коэффициент ослабления синфазного сигнала в децибелах

$$K_{ос\,сф} = 20 \lg \frac{K_{U\,д}}{K_{U\,с}}.$$

Для современных полупроводниковых ДК значение КОСС находится в пределах от 60 до 100 дБ.

Синфазное входное сопротивление R_c, как и K_c, определяется выходным сопротивлением генератора стабильного тока $R_э$. Значение R_c всегда на несколько порядков больше, чем $R_{вх\,д}$:

$$R_{вх\,с} = 0{,}5R_{ВХ\,Т} + (\beta + 1)R_э \cong (1 + \beta)R_э .$$

Выходное сопротивление ДК определяется параллельным включением резистора коллекторной нагрузки $R_к$ и выходным сопротивлением усилительного транзистора.

2.7. Широкополосные усилители

2.7.1. Общие сведения

На практике часто требуются усилители с широкой полосой пропускания. Простейшая схема с общим эмиттером обычно не может обеспечить равномерное усиление в широком диапазоне частот. Для получения широкой полосы частот применяют следующие меры.

2.7.2. Расширение полосы пропускания в области низких частот

1. Применяют разделительные и блокирующие конденсаторы большой емкости.

2. Непосредственную связь между каскадами.

Последний вариант предпочтительнее, так как конденсаторы большой емкости, как правило, электролитические и обладают низкой надежностью и вносят дополнительные искажения и шумы. Кроме того, непосредственная связь обеспечивает усиление даже на нулевой частоте (по постоянному току).

2.7.3. Расширение полосы пропускания в области высоких частот

1. Применяют высокочастотные транзисторы с большой верхней граничной частотой.

2. Применяют корректирующие четырехполюсники, усиленный сигнал подается на четырехполюсник, которого коэффициент передачи возрастает с частотой. Следовательно, выходное напряжение изменяется с частотой меньше, чем напряжение на его входе.

3. Усложняют нагрузку каскада, нагружая каскад элементом, сопротивление которого увеличивается с ростом частоты (обычно индуктивностью) (рис. 2.42).

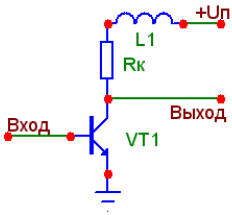


Рис. 2.42. Схема с усложненной нагрузкой

При увеличении частоты растет и комплексное сопротивление в индуктивности L1 в цепи коллектора, следовательно, и коэффициент усиления каскада (рис. 2.43).

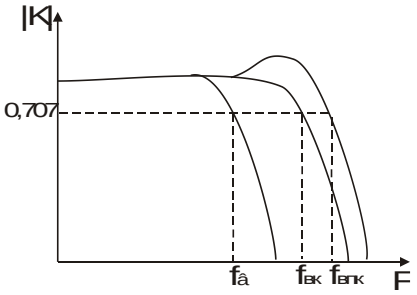


Рис. 2.43. АЧХ каскада без коррекции, с коррекцией и перекоррекцией: $f_в$ – верхняя граничная частота без коррекции; $f_{вк}$ – верхняя граничная частота с коррекцией; $f_{впк}$ – верхняя граничная частота с перекоррекцией

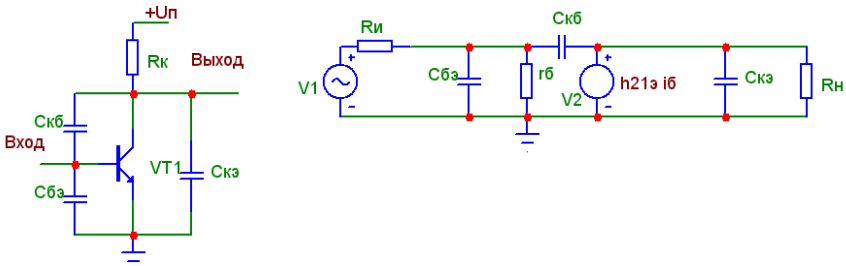
В случае перекоррекции происходит подъем K_U в области высоких частот, однако ширина полосы пропускания увеличивается незначительно.

4. Применение обратных связей.

5. Применение составных высокочастотных схем.

Прохождение высокочастотных сигналов по электрическим цепям имеет ряд особенностей, из которых важнейшими являются сильное влияние паразитных параметров (в первую очередь – емкостей).

Как известно, из трех основных схем включения транзистора наибольшим коэффициентом усиления по мощности обладает схема с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 2.44).



а *б*

Рис. 2.44. Каскад с общим эмиттером (а) и его ВЧ-модель (б)

Однако эта схема имеет наихудшие частотные свойства. Всему виной эффект Миллера, вызванный емкостной отрицательной обратной связью и превращающий усилитель на высоких частотах в грубое подобие интегратора.

Постоянная времени этой цепи согласно упрощенной ВЧ-модели каскада с общим эмиттером, приведенной на рис. 2.44,б, определяется из выражения

$$\tau=(1+K_U)C_{кб}(R_и||r_б), \qquad (2.12)$$

где K_U – коэффициент усиления каскада на средних частотах.

В схеме с общей базой не наблюдается эффект Миллера, но для усиления сигнала по мощности она должна получать его от низкоомного источника и работать на высокоомную нагрузку, что не всегда возможно.

Каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель) также обеспечивает широкую полосу пропускания, но не усиливает сигнал по напряжению. Поэтому для построения широкополосных усилителей часто применяют более сложные составные схемы включения транзисторов.

Первая из этих схем (рис. 2.45) (цепи смещения не показаны) может быть использована для построения магистральных усилителей (драйверов линий), имеющих очень низкие входное и выходное сопротивления, а также в приемниках ультразвуковых сигналов.

Усиление сигнала по напряжению обеспечивается схемой с общей базой на транзисторе T_1, поэтому коэффициент усиления всей схемы такой

же как у схемы с общей базой (эмиттерный повторитель не усиливает по напряжению)

$$K_U = \alpha \frac{R_K \parallel R_H}{R_{ИС} + \mathrm{R_{ВХ}}},$$

где α – коэффициент передачи тока эмиттера транзистора $\mathrm{T_1}$, R_K – сопротивление в цепи коллектора транзистора $\mathrm{T_1}$, R_H – в данном случае это очень большое сопротивление эмиттерного повторителя на транзисторе $\mathrm{T_2}$, $R_{ИС}$ – внутреннее сопротивление источника сигнала, $\mathrm{R_{ВХ}}$ – входное сопротивление каскада с общей базой.

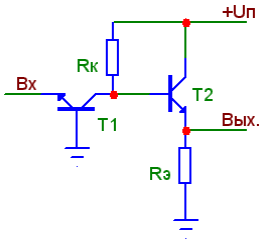


Рис. 2.45. Схема общая база – общий коллектор

Входное сопротивление как у каскада с общей базой:

$$\mathrm{R_{вх\ б}} = r_э + (\alpha + 1),$$

где α – коэффициент передачи тока эмиттера транзистора $\mathrm{T_1}$, $r_Э$ – дифференциальное сопротивление перехода база- эмиттер транзистора $\mathrm{T_1}$.

Подключением эмиттерного повторителя на транзисторе $\mathrm{T_2}$ можно обеспечить высокое сопротивление в цепи коллектора транзистора $\mathrm{T_1}$, что обеспечивает большой коэффициент усиления каскада с ОБ. Так как каскад с общей базой не усиливает по току, все усиление по току обеспечивается каскадом с общим коллектором. Кроме того, каскад с общим коллектором обеспечивает хорошее согласование с низкоомной нагрузкой

$$K_{I\,ок} = (1 + \beta) \frac{R_э}{R_э + R_н} \frac{R_K}{R_K + r_{вх\ к}},$$

где β – коэффициент передачи тока базы транзистора $\mathrm{T_2}$, R_K – сопротивление в цепи коллектора транзистора $\mathrm{T_1}$, R_H – сопротивление нагрузки, $R_Э$ – сопротивление в цепи эмиттера транзистора $\mathrm{T_2}$, $\mathrm{r_{ВХ\ К}}$ – входное сопротивление каскада с общим коллектором транзистора $\mathrm{T_2}$.

Выходное сопротивление схемы такое же, как у каскада с общим коллектором (очень низкое):

$$R_{вых\ ок} \approx r_{Э}^{/},$$

где $r_{Э}^{/}$ – дифференциальное сопротивление перехода база- эмиттер транзистора T_2.

Другим способом устранения основного недостатка схемы с общим эмиттером является каскодная схема (рис. 2.46).

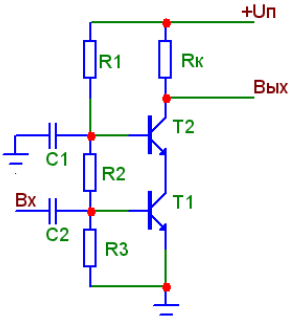


Рис. 2.46. Каскодная схема включения

Входной транзистор T_1 включен по схеме с общим эмиттером, а выходной транзистор T_2 по схеме с ОБ. Так как схема с общей базой обладает малым входным сопротивлением и является нагрузкой входного транзистора T_1, то коэффициент усиления входного каскада по напряжению очень мал и эффект Миллера отсутствует. В каскодном усилителе транзисторы T_1, T_2 и резистор R_K с источником питания соединены последовательно. В результате через оба транзистора протекает один и тот же ток. Если подобное соединение рассматривать как своеобразный составной транзистор, то его коэффициент передачи тока незначительно отличается от коэффициента передачи тока транзистора T_2. Следовательно, коэффициент усиления напряжения почти не отличается от коэффициента усиления каскада с ОБ:

$$K_U = \alpha \frac{R_K \parallel R_H}{R_{ИС} + \mathrm{R_{ВХ}}},$$

где α – коэффициент передачи тока эмиттера транзистора T_2, R_K – сопротивление в цепи коллектора транзистора T_2, R_H – сопротивление нагрузки,

$R_{ИС}$ – в данном случае выходное сопротивление каскада с общим эмиттером на транзисторе T_1, которое будет очень велико, так как определяется исключительно дифференциальным сопротивлением обратносмещенного перехода база – коллектор транзистора T_1, $R_{ВХ}$ – входное сопротивление каскада с общей базой.

Так как нагрузкой каскада с общим эмиттером является очень низкое входное сопротивление каскада с ОБ, то каскад с общим эмиттером работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания. Соответственно транзисторы T_1 и T_2 связаны между собой с помощью незначительных взаимных сопротивлений, поэтому входные и выходные цепи каскодного усилителя практически развязаны. Таким образом, выходная цепь не оказывает заметного влияния на входное сопротивление и наоборот.

Входное сопротивление равно входному сопротивлению аналогичного каскада с общим эмиттером:

$$r_{вх\ ОЭ} = r_б + r_э(\beta + 1).$$

Выходное сопротивление равно выходному сопротивлению аналогичного каскада с ОБ:

$$R_{ВЫХ} \approx R_К.$$

Схему на рис. 2.47 часто называют несимметричным дифференциальным каскадом и широко используют во входных каскадах ОУ.

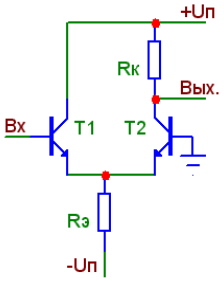


Рис. 2.47. Несимметричный дифференциальный каскад

Здесь эффект Миллера невозможен, так как фактически последовательно соединены каскад с общим коллектором на транзисторе T_1 и каскад с общей базой на транзисторе T_2.

В таком усилителе транзистор T_1 включен по схеме с общим коллектором и соответственно обеспечивает усиление по току, а транзистор

$Т_2$ включен по схеме с общей базой и соответственно обеспечивает усиление по напряжению. Следовательно, коэффициент усиления напряжения почти не отличается от коэффициента усиления каскада с ОБ:

$$K_U = \alpha \frac{R_K \parallel R_H}{R_{ИС} + \mathrm{R_{ВХ}}},$$

где α – коэффициент передачи тока эмиттера транзистора $Т_2$, R_K – сопротивление в цепи коллектора транзистора $Т_2$, R_H – сопротивление нагрузки, $R_{ИС}$ – в данном случае выходное сопротивление каскада с общим коллекторе на транзисторе $Т_1$, которое будет очень мало, так как определяется в основном дифференциальным сопротивлением перехода база – эмиттер транзистора $Т_1$, $\mathrm{R_{ВХ}}$ – входное сопротивление каскада с общей базой.

Так как нагрузкой каскада с общим коллектором является очень низкое входное сопротивление каскада с ОБ, то каскад с общим коллектором работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания. Соответственно транзисторы $Т_1$ и $Т_2$ связаны между собой с помощью незначительных взаимных сопротивлений, поэтому входные и выходные цепи несимметричного дифференциального усилителя практически развязаны. Таким образом, выходная цепь не оказывает заметного влияния на входное сопротивление и наоборот.

Входное сопротивление примерно равно входному сопротивлению, аналогичному каскаду с ОК:

$$r_{вх\,к} = r_б + (\beta + 1) \cdot \left(r_к^{/} \parallel R_H \parallel R_Э\right),$$

где β – коэффициент передачи тока базы транзистора $Т_1$, $R_Э$ – сопротивление в цепи эмиттера транзистора $Т_1$, R_H – в данном случае входное сопротивление каскада с общей базой на транзисторе $Т_2$, которое будет очень мало, так как определяется дифференциальным сопротивлением прямосмещенного перехода база – эмиттер транзистора $Т_2$, $\mathrm{r_б}$ – сопротивление базовой области транзистора $Т_1$, $r_K^{/}$ – дифференциальное сопротивление обратно смещенного перехода база – коллектор транзистора $Т_1$.

Выходное сопротивление примерно равно выходному сопротивлению аналогичного каскада с ОБ:

$$R_{ВЫХ} \approx R_К.$$

Низкое выходное сопротивление эмиттерного повторителя на T_1 (рис. 2.48) позволяет заметно снизить постоянную времени звена обратной связи каскада с общим эмиттером на транзисторе T_2, как это следует из (1), и, следовательно, повысить частоту среза.

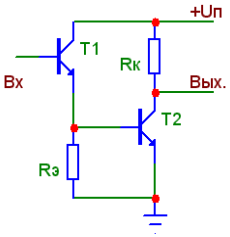


Рис. 2.48. Схема общий коллектор – общий эмиттер

Эта схема часто применяется в каскадах усиления напряжения ОУ.

Преимуществом данной схемы является также высокое входное сопротивление обусловленное каскадом с общим коллектором на транзисторе T_1:

$$r_{вх\,к} = r_б + (\beta + 1)\cdot\left(r_к^{/} \,||\, R_Н \,||\, R_Э\right),$$

где β – коэффициент передачи тока базы транзистора T_1, $R_Э$ – сопротивление в цепи эмиттера транзистора T_1, $R_Н$ – в данном случае входное сопротивление каскада с общем эмиттером на транзисторе T_2, $r_б$ – сопротивление базовой области транзистора T_1, $r_K^{/}$ – дифференциальное сопротивление обратно смещенного перехода база – коллектор транзистора T_1.

Выходное сопротивление как у схемы с общим эмиттером:

$$R_{ВЫХ} \approx R_К.$$

Высокий коэффициент усиления по напряжению, обусловленный каскадом с общим эмиттером:

$$K_U = -\beta \frac{R_K \,||\, R_Н}{R_{ИС} + R_{ВХ}},$$

где β – коэффициент передачи тока базы транзистора T_2, R_K – сопротивление в цепи коллектора транзистора T_2, $R_Н$ – сопротивление нагрузки, $R_{ИС}$ –

в данном случае выходное сопротивление каскада с общим коллектором на транзисторе T_1, которое будет очень мало, так как определяется в основном дифференциальным сопротивлением перехода база – эмиттер транзистора T_1, $R_{ВХ}$ – входное сопротивление каскада с общим эмиттером.

Очень большой коэффициент усиления по току, равный произведению коэффициентов усиления по току схемы с общим эмиттером и схемы с общим коллектором:

$$K_{ОК\text{-}ОЭ} = K_{ОК} \cdot K_{ОЭ}.$$

ГЛАВА 3. УСИЛИТЕЛИ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

3.1. Основные сведения об операционных усилителях

Операционный усилитель представляет собой усилитель постоянного тока с очень высоким коэффициентом усиления. Название происходит от использования в аналоговых компьютерах и восходит к математическому термину оператора или арифметической операции. Основная схема операционного усилителя − дифференциальный усилитель. При помощи отрицательной обратной связи можно реализовать множество различных функций. Таким образом, операционные усилители являются универсальными компонентами аналоговой электроники обработки сигналов. Они недороги в производстве в виде интегральных схем и очень распространены в качестве электронных компонентов.

В современных операционных усилителях напряжение питания может меняться в пределах от ±4 до ±22 В., и размах входного напряжения может достигать значений напряжения питания.

Выходное напряжение операционного усилителя определяется из соотношения

$$U_{вых} = K\left(U_{ВХ+} - U_{ВХ-}\right), \qquad (3.1)$$

где К – коэффициент усиления операционного усилителя без обратной связи.

Коэффициент усиления напряжения К применяется к постоянному напряжению и переменному напряжению с низкой частотой. Поскольку Коэффициент усиления напряжения К очень велик (ориентировочное значение 10^5), велик риск собственных колебаний. Из-за коррекции частотной характеристики коэффициент усиления напряжения К уменьшается с увеличением частоты. Для усилителей напряжения с обратной связью их коэффициент усиления K_{OC} значительно меньше, чем K. Частотный диапазон, в котором K не зависит от частоты, охватывает диапазон звуковых частот по порядку величины.

Идеальный операционный усилитель − это усилитель, где *большие* и *малые* такие значения, которые можно приравнять либо к бесконечности, либо к нулю.

Для идеального операционного усилителя:

большой коэффициент усиления $\mathbf{K_0}$	*очень маленькое* выходное сопротивление $\mathbf{R_{вых}}$
$K_0 = \infty$;	$R_{вых} = 0$;
малые входные токи $\mathbf{I_{вх}}$	верхняя граничная частота
$I_{вх} = 0$;	$f_{гр} = \infty$;
большое входное сопротивление $\mathbf{R_{вх}}$	*малое* смещение нуля $\mathbf{U_{см}}$
$R_{вх} = \infty$;	$U_{см} = 0$.

Типичная принципиальная электрическая схема операционного усилителя изображена на рис. 3.1.

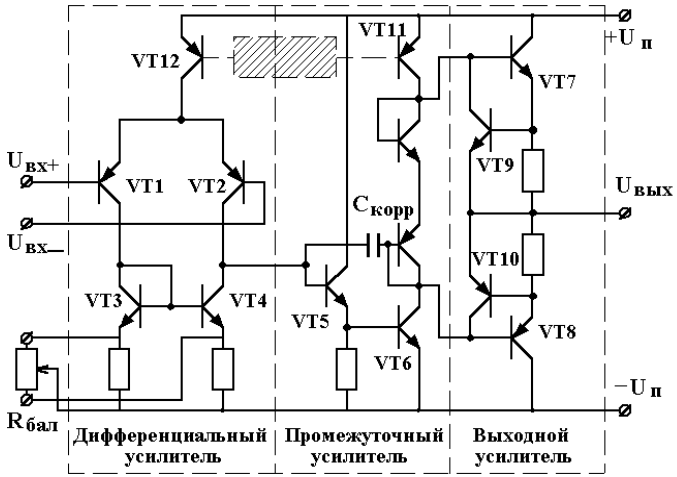


Рис. 3.1. Схема электрическая принципиальная операционного усилителя

Обычно первый каскад операционного усилителя дифференциальный, который определяет входные свойства операционного усилителя. Второй каскад, как правило, имеет высокое входное сопротивление для согласования входного и выходного каскадов и большой коэффициент усиления как по току, так и по напряжению. Выходной каскад служит для согласования с низкоомной нагрузкой, так как имеет малое выходное сопротивление.

Условные графические обозначения операционных усилителей приведены на рис. 3.2.

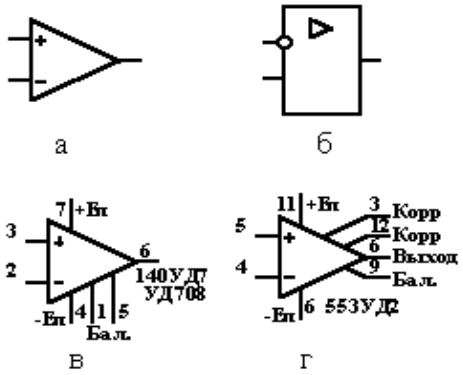


Рис. 3.2. Условные графические обозначения (УГО) операционных усилителей

В настоящее время операционный усилитель на схемах обозначается треугольником с обозначением инвертирующего входа значком "–" и неинвертирующего входа знаком "+" (рис. 3.2,а), что соответствует американскому стандарту условных графических изображений элементов. Этот стандарт получил распространение благодаря многочисленным программам схемотехнического моделирования и широко используется во всем мире. По российскому стандарту условных графических изображений элементов операционный усилитель обозначается прямоугольником. Инвертирующий вход обозначается кружком (рис. 3.2,б). Условные графические обозначения, приведенные на рис. 3.2,а и 3.2,б, используются в функциональных или упрощенных схемах, остальные – в принципиальных схемах.

3.2. Основные параметры операционных усилителей

Настоящий операционный усилитель пытается приблизиться к модели идеального операционного усилителя. Однако из-за физических ограничений, таких как максимальное напряжение питания, а также производственных допусков из-за примесей в полупроводниковом материале, производственных особенностей, существуют отклонения от идеального усилителя. Соответствующие ограничения указаны в таблицах данных; они предоставляют важную информацию для правильного и успешного использования компонента в схеме. Программы моделирования схемы, такие как SPICE, моделируют эти ограничения с различной степенью детализации.

Значение этих ограничений варьируется в зависимости от требований в конкретной цепи. Требования иногда противоречат друг другу. Как правило, энергопотребление у малошумящих типов больше, чем меньше они шумят. Даже высокая частота среза обычно реализуется за счет большого энергопотребления. Это открывает пространство для большого разнообразия типов, из которых пользователь может выбрать наиболее подходящий.

К наиболее важным параметрам относятся параметры, перечисленные в следующих позициях.

Напряжение питания и потребляемый ток

Идеальный операционный усилитель не требует электричества и может генерировать выходное напряжение любой величины. На самом деле это невозможно; Ограничения применяются к источнику питания компонента. Напряжение питания, при котором операционный усилитель будет работать и не выйдет из строя, зависит от технологии изготовления и схемы. Ток потребления операционного усилителя складывается из так называемого *тока покоя* и тока, потребляемого через выход. Ток покоя используется для управления внутренними цепями операционного усилителя и приблизительно постоянен.

Ранние операционные усилители на базе ламп работали с симметричным рабочим напряжением ± 300 В. Ранние интегральные операционные усилители, такие как, например, μA741 были рассчитаны на рабочее напряжение ± 15 В − это напряжение питания для операционных усилителей, которое широко используется и сегодня. Операционные усилители для низких рабочих напряжений 5 В и ниже становятся все более важными, следуя общей тенденции к более низким рабочим напряжениям.

Как правило, операционные усилители могут генерировать только выходное напряжение, которое находится в пределах диапазона питающих напряжений. Насколько близко вы приближаетесь к питающим напряжениям на практике, зависит от конкретной внутренней конструкции компонента. Так называемые выходы «rail-to-rail» позволяют максимально приблизиться к питающим напряжениям, в зависимости от выходного тока, возможно, ближе, чем 100 мВ. Для других конструкций может потребоваться значение 2 В от питающего напряжения или даже больше. Так называемые «однополярные» операционные усилители обычно до-

пускают приближение к отрицательному источнику питания до значений ниже 1 В, но не подходят для положительного источника питания.

Ток покоя ИЛИ может сильно различаться между разными моделями. На рынке представлены микромощные ОП с током покоя ниже 1 мкА. С другой стороны, операционные усилители для высокой мощности или высоких частот могут потребовать токи покоя более 100 мА.

Сквозное напряжение питания и сквозное синфазное напряжение

Идеальный операционный усилитель генерирует выходное напряжение без какого-либо внешнего воздействия, например от источника питания. В реальных операционных есть такое влияние. Небольшие остатки пульсаций источника питания также можно найти в выходном сигнале.

Влияние колебаний напряжения питания на выходное напряжение как коэффициент пульсаций источника питания (англ. Power supply rejection ratio PSRR), подавляется внутри схемы, насколько это возможно. Простые операционные усилители достигают PSRR 70 дБ.

Также существует влияние синфазного сигнала на выходное напряжение. На входе присутствует синфазный сигнал, если напряжение на обоих входах изменяется относительно земли. Поскольку операционный усилитель должен только усиливать разницу между входами, выходной сигнал не должен изменяться. В действительности остается небольшое влияние, величина которого указывается в децибелах как коэффициент подавления синфазного сигнала (CMRR).

Входное сопротивление

Входы напряжения идеального операционного усилителя имеют бесконечный входной импеданс. В действительности это не может быть достигнуто.

Все операционные усилители имеют паразитные входные емкости, в большинстве случаев несколько пФ. Это особенно заметно на высоких частотах.

Входные сопротивления реального операционного усилителя можно разделить на две группы:

1. Входные сопротивления синфазного режима.

Эти два сопротивления находятся между соответствующим входом и землей. Следовательно, они параллельны входам и поэтому не подвер-

жены влиянию отрицательной обратной связи. Сопротивление синфазного сигнала на неинвертирующем входе вызывает ослабление, что на инвертирующем входе увеличивает усиление. Когда эти резисторы сбалансированы в операционном усилителе, их эффекты полностью компенсируют друг друга. В реальных операционных усилителях есть небольшие отклонения, но поскольку входные синфазные сопротивления обычно очень высоки, в диапазоне от нескольких 10 МОм и выше, их влиянием обычно можно пренебречь.

2. Дифференциальное входное сопротивление.

Это сопротивление находится между неинвертирующим и инвертирующим входом и имеет сильный динамический эффект из-за отрицательной обратной связи. За счет отрицательной обратной связи с ограничением только конечного подавления синфазного сигнала напряжение между двумя входами всегда поддерживается близким к нулю и означает, что значения динамического сопротивления в диапазоне нескольких 10 ГОм являются типичными.

Входные токи

Входные токи − это токи базы или затвора входных транзисторов. Типичные значения для операционных усилителей с полевыми транзисторами составляют от нескольких фемтоампер до пикоампер при комнатной температуре, но резко возрастают с увеличением температуры. В случае биполярных транзисторов входные токи обычно находятся в диапазоне от нано- до микроампер и лишь незначительно зависят от температуры.

Входные токи двух входов почти одинаковы, но не совсем. Поэтому в спецификациях производителя обычно указывается не только средний входной ток смещения, но также и разница между входными токами смещения.

Электрический ток I_n вызывает падение напряжения на R1, которое усиливается инвертирующим входом и вызывает систематическое отклонение, поскольку это создает падение напряжения в цепи обратной связи. Это можно легко компенсировать, поместив такое же сопротивление на пути тока через неинвертирующий вход см. рис. 3.3.

Добавлением сопротивления R3=R1//R2, влияния двух входных токов почти компенсируют друг друга.

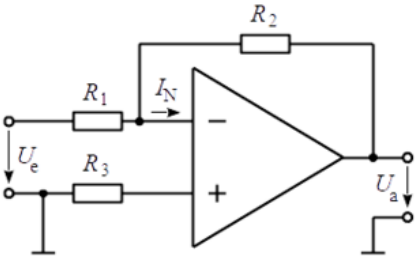


Рис. 3.3. Инвертирующий усилитель с резистором для компенсации влияния входного тока

Напряжение смещения

Напряжение смещения операционного усилителя является параметром сдвига характеристической кривой при статической передаче. Он описывает разность напряжений, которая должна быть между входами для приведения выходного напряжения к нулю. Он может быть положительным или отрицательным. Основная причина заключается в разном напряжении база-эмиттер входных транзисторов.

Напряжения смещения обычно находятся в диапазоне до 10 мВ. Они зависят от различных влияющих переменных, например от температуры до 20 мкВ/К. В случае прецизионных версий напряжение смещения обычно снижается до 10 мкВ путем регулировки во время производства и до температурной зависимости обычно 0,2 мкВ/К. В версии с так называемой стабилизацией прерывателя, в которой напряжение смещения измеряется и корректируется во время работы, обычно достигаются 0,5 и 0,01 мкВ/ К.

Компенсация частоты и произведение коэффициента усиления на полосу пропускания

Полоса пропускания увеличивается с уменьшением усиления. Полоса пропускания − это диапазон постоянного усиления.

Идеальный операционный усилитель имеет неограниченную полосу пропускания и бесконечное усиление, следовательно, может усиливать сигналы любой частоты. На практике это невозможно, поэтому операционный усилитель характеризуется ограниченной пропускной способностью. Это не только недостаток, поскольку ограниченная полоса пропус-

кания также помогает избежать собственных колебаний, которые становятся возможными из-за фазовых сдвигов в контуре обратной связи. Следовательно, имеет смысл выбрать полосу пропускания усилителя, которая подходит для поставленной задачи и дает наилучший компромисс между частотами сигнала и стабильностью схемы.

Прямое усиление (усиление без внешней схемы, также усиление без нагрузки) − это отношение изменения выходного напряжения к разности входного напряжения. В интегрированных операционных усилителях этот коэффициент усиления часто превышает миллион на низкой частоте, что является очень хорошим приближением к идеальному операционному усилителю. Однако из-за частотной компенсации этот коэффициент усиления уменьшается с увеличением частоты.

Большинство операционных усилителей имеют частотную компенсацию, которая приводит к постоянному произведению коэффициента усиления и ширины полосы. Прямоугольное усиление усилителя, скомпенсированное таким образом, что постепенно уменьшается от определенной относительно низкой частоты, (частоты среза на 20 дБ за декаду). Произведение частоты и усиления становится постоянным в этом диапазоне, и в этом диапазоне усилитель показывает в основном постоянный фазовый сдвиг 90°. Если операционный усилитель компенсирован внутренне, это произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания фиксированной частоты и указано в паспорте. Если это внешняя компенсация, это должно быть определено выбором конденсатора для внешнего подключения. Произведение коэффициента усиления и полосы пропускания может варьироваться в зависимости от типа операционного усилителя от 100 кГц до гигагерцового диапазона.

Частота, при которой дифференциальное усиление операционного усилителя является именно 0 дБ, коэффициент усиления равен 1, называют частотой единичного усиления.

Скорость нарастания напряжения

Скорость нарастания напряжения (англ. Slew rate) указывает максимально возможное временное изменение напряжения на выходе операционного усилителя. Она определяется в области усиления большого сигнала операционного усилителя. В области усиления большого сигнала

операционный усилитель не работает в линейном режиме, как при усилении слабого сигнала, но переводится в режим насыщения. Скорость нарастания напряжения обычно указывается в В / мкс и составляет:

Стандартный операционный усилитель (например, LM741) от 0,1 до 10 В / мкс.

Высокоскоростной операционный усилитель (например, AD8009, THS3491) от 10 до 10 000 В / мкс.

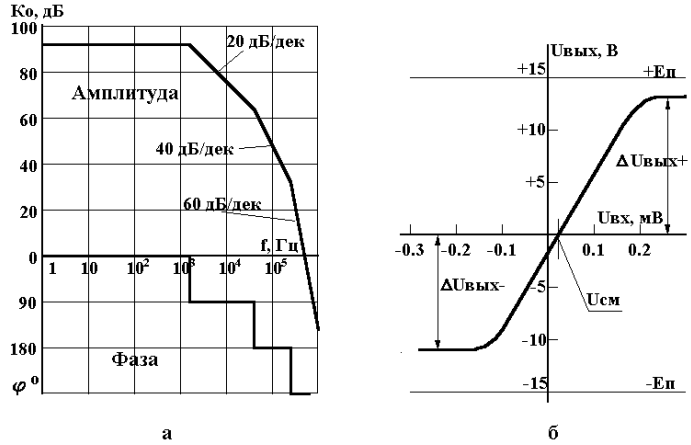
Идеальный операционный усилитель имел бы бесконечно высокую скорость нарастания напряжения. В то время как произведение коэффициента усиления и ширины полосы определяет частоту, на которой сигнал все еще имеет усиление в случае малых амплитуд сигнала, сигнал дополнительно ограничивается скоростью нарастания напряжения для больших амплитуд. Скорость нарастания напряжения часто является более важным критерием выбора, особенно для сигналов с очень крутыми фронтами (например, прямоугольных сигналов).

В типичном операционном усилителе с частотной компенсацией конденсатором причиной конечной скорости нарастания напряжения является ограниченный выходной ток дифференциального каскада. Комбинация дифференциального каскада в качестве источника тока с конденсатором частотной коррекции действует как интегратор, скорость увеличения которого определяется соотношением между эффективным значением емкости и пределом тока дифференциального каскада. Возможно, что к нарастающим и падающим сигналам применяются разные ограничения тока, и, следовательно, разные скорости нарастания. Поэтому выбор конденсатора для частотной компенсации влияет на произведение коэффициента усиления и ширины полосы в операционном усилителе и в то же время на скорость нарастания напряжения.

Коэффициент усиления операционного усилителя **(К) –** это отношение значения выходного напряжения к входному напряжению при отсутствии обратной связи. **К** зависит от частоты и с увеличением частоты уменьшается. Частотная и фазовая характеристики операционных усилителей являются суммой характеристик отдельных каскадов, каждый из которых имеет свою постоянную времени. Суммарная частотная характеристика операционного усилителя часто аппроксимируется диаграммой Боде (рис. 3.4,а). Каждый каскад вносит свой фазовый сдвиг, который

может достигать в пределе 90°. Общий фазовый сдвиг зависит от количества каскадов и имеет вид как на рис. 3.4,а. Поскольку на выходе операционного усилителя уже имеется сдвиг фазы 180° относительно инвертирующего входа, на который подается отрицательная обратная связь, то на некоторой частоте суммарный сдвиг фазы достигает 360°. Если на этой частоте величина петлевого усиления $K\gamma \geq 1$, где γ – коэффициент ОС, то *отрицательная* ОС превращается в *положительную*, что приводит к самовозбуждению схемы.

Статическая передаточная характеристика – это зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ от входного напряжения $U_{вх}$.



а б

Рис. 3.4. Характеристики операционного усилителя: а – аппроксимированная логарифмическая амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики; б – статическая передаточная характеристика

Частотная коррекция позволяет предотвратить самовозбуждение схемы. Как правило, достаточно ввести корректирующий конденсатор, который снижает коэффициент усиления на высоких частотах, приближая функцию операционного усилителя к цепи первого порядка. Частотная коррекция может быть как внутренняя, так и внешняя. В этом случае на обозначении операционного усилителя добавляются два вывода для подключения корректирующего конденсатора.

Входное сопротивление **($R_{вх}$)** определяется как отношение приращения входного напряжения к приращению входного тока $\Delta U_{вх}/\Delta I_{вх}$. Ти-

повые значения $R_{вх}$ для операционного усилителя с биполярными транзисторами на входах – 10^4–10^8 Ом, для операционного усилителя с полевыми транзисторами на входе – 10^7–10^{12} Ом.

Выходное сопротивление $R_{вых}$ операционного усилителя – это выходное сопротивление, которое можно определить как отношение напряжения холостого хода к току короткого замыкания $U_{хх}/I_{кз}$, составляющее для разных операционных усилителей значения – 10–10^2 Ом.

Входной ток смещения **($I_{вх}$)** – входной ток операционного усилителя, нужный для нормальной работы входных транзисторов. Под $I_{вх}$ подразумевают среднее арифметическое двух токов $I_{вх+}$ и $I_{вх}$. Входной ток смещения для биполярных входных транзисторов обычно – 1–10^3 нА, входной ток смещения для полевых обычно – 1–10^3 пА.

Напряжение смещения **($U_{см}$)** определяется как разность напряжений на входах, при которых выходное напряжение становится равным нулю при равных между собой сопротивлениях резисторов, подключаемых к входам. Для операционных усилителей с биполярными транзисторами на входе напряжение смещения определяется разбросом напряжений переходов база−эмиттер входных транзисторов и составляет 0,1–9 мВ. Для операционных усилителей с полевыми транзисторами на входе напряжение смещения обычно в несколько раз больше, что объясняется их меньшей крутизной. Если на оба входа операционного усилителя, не охваченного отрицательной обратной связью, подать точно равные напряжения, например, оба входа заземлить, на выходе скорее всего будет наблюдаться уровень, близкий к одному из питающих напряжений, т.е. операционный усилитель войдет в режим ограничения

$$U_{вых} = U_{см}K_0 \sim 10^{-2}\cdot 10^5 = 1000\ В >> E_{пит}.$$

Для того чтобы при подаче равного напряжения на оба входа усилителя выходное напряжение было близко к нулю, операционный усилитель необходимо сбалансировать. Балансировка операционного усилителя обычно достигается подачей дополнительного тока в цепь коллекторов входного дифференциального каскада с помощью переменного резистора, подключаемого к специальным выводам ($R_{бал}$ на рис. 3.2,в).

Частота единичного усиления **(f_1)** – это частота, на которой модуль коэффициента усиления равен единице.

Характерная зависимость коэффициента усиления от частоты приведена на рис. 3.5, где логарифмическая амплитудно-частотная характеристика пересекает уровень 0 дБ в точках f_1.

Граничная частота **($f_{гр}$)** определяется по уменьшению модуля коэффициент усиления на 3 децибела:

$$|K(f_{гр})| = 0{,}707|K(0)|.$$

Область частот 0–$f_{гр}$ называют полосой пропускания. При введении отрицательной обратной связи полоса пропускания расширяется (график 2 на рис. 3.5).

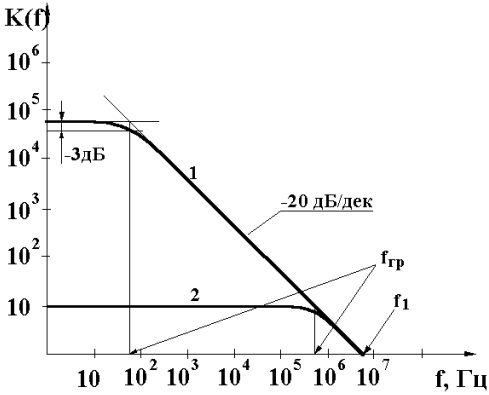


Рис. 3.5. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика

Диапазон выходного напряжения **($\Delta U_{вых}$) –** это диапазон значений выходного напряжения, при котором параметры операционного усилителя находятся в гарантированных пределах. Зависит от напряжения питания, у современных операционных усилителей, сделанных по технологии rail-to-rail, практически достигает значений напряжения питания.

Диапазон синфазных входных напряжений **($\Delta U_{вх.сф}$) –** это такой диапазон синфазных входных напряжений, в котором параметры операционного усилителя находятся в гарантированных пределах. Зависит от напряжения питания, в современных операционных усилителях, сделанных по технологии rail-to-rail, практически достигает значений напряжения питания.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала – это отношение синфазного входного напряжения к дифференциальному, вызывающее

одно и то же выходное напряжение. Измеряется в децибелах. Для разных операционных усилителей бывает в пределах от 50 до 120 дБ.

Максимальный выходной ток **($I_{вых.max}$).** Для операционных усилителей без защиты от короткого замыкания это предельный выходной ток, который нельзя превышать. Для операционных усилителей, имеющих внутреннюю защиту от короткого замыкания по выходу, это выходной ток в режиме короткого замыкания. Для разных операционных усилителей изменяется в диапазоне 10–600 мА.

3.3. Основные схемы включения операционных усилителей

Как правило, операционные усилители в линейном режиме используются только в схемах с отрицательной обратной связью. Для рассмотрения работы таких схем необходимо ввести понятие **виртуального нуля** или **мнимого заземления**.

3.3.1. Инвертирующий усилитель

На рис. 3.6 приведена основная схема инвертирующего усилителя на основе ОУ. Входное напряжение подается на отрицательный вход через резистор R1, а резистор обратной связи $R_{ОС}$ включен между входом и выходом.

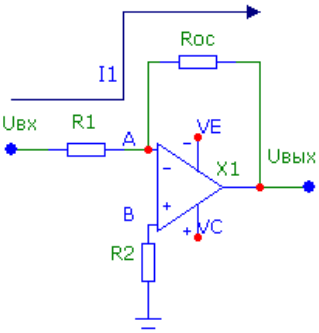


Рис. 3.6. Инвертирующий усилитель

Потенциал на неинвертирующем входе равен нулю, так как этот вход заземлен через R_2. Так как операционный усилитель работает в линейном режиме, из (3.1) следует:

$$U_B - U_A = \frac{U_{вых}}{K_0}, \tag{3.2}$$

где U_A – напряжение на инвертирующем входе; U_B – напряжение на неинвертирующем входе.

Например, при выходном напряжении, равном 1В, коэффициенте усиления, равном 10^5, получаем напряжение на инвертирующем входе 10 мкВ. Соответственно потенциалы на входах операционного усилителя можно с хорошей точностью считать равными. Если один из входов операционного усилителя заземлить, как в нашем случае, на втором входе будет также поддерживаться потенциал, близкий к нулевому, **хотя напрямую входы операционного усилителя гальванически не связаны**. Этот эффект называется ***виртуальным нулем***.

Коэффициент усиления этой схемы очень легко вычислить с помощью понятия виртуального нуля. Так как напряжение положительного входа равно потенциалу земли, напряжение отрицательного входа также должно быть нулевым. Кроме того, ток, протекающий через R1 должен также протекать и через ROC, если предполагается, что входное сопротивление ОУ очень высокое. На основании принятых допущений можно записать: напряжение на неинвертирующем входе UB = 0, соответственно напряжение на инвертирующем входе UA = 0,

$$U_{вх} - U_A = U_{вх}.$$

Все входное напряжение приложено к R_1:

$$U_{вых} - U_A = U_{вых},$$

все выходное напряжение приложено к $R_{ос}$.

Поскольку входной ток операционного усилителя очень мал ($I_{вх} << I_1$), им можно пренебречь, тогда получим

$$I_1 = -\frac{U_{ВЫХ}}{R_{OC}} = \frac{U_{ВХ}}{R_1}.$$

Это означает, что для инвертирующего усилителя

$$K_U = -\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{OC}}{R_1}. \tag{3.3}$$

Уравнение (3.3) показывает, что коэффициент усиления этой схемы определяется только сопротивлением резисторов и не зависит от характеристик ОУ. Это справедливо, если только ОУ не откажет полностью. Отрицательная обратная связь в этой схеме очень высокая, поэтому выходной сигнал обладает высокой стабильностью.

Для уменьшения влияния токов смещения на балансировку операционного усилителя неинвертирующий вход заземляется через резистор, равный эквивалентному соединению всех резисторов, подключенных к инвертирующему входу операционного усилителя. Для данной схемы параллельному соединению всех резисторов:

$$R_2 = R_1 \| R_{ос}.$$

Входное сопротивление этой схемы равно сопротивлению резистора $\mathbf{R_1}$, так как все входное напряжение приложено к этому резистору по причине мнимого заземления.

Выходное сопротивление $\mathbf{R_{вых.ОС}}$ примерно равно нулю, так как при больших значениях коэффициента усиления по напряжению

$$R_{ВЫХ.ОС} = \frac{R_{ВЫХ}}{1 + K_{Uоу} \cdot \gamma} \to 0, \tag{3.4}$$

где $\gamma = \dfrac{R_1}{R_{OC}}$.

При $R_{вых} = 100$ Ом, $K_0 = 10^5$, $\gamma = 0{,}1$ $R_{вых.ОС} = 10^{-2}$ Ом – это меньше, чем сопротивление медных дорожек на печатной плате!

При заданной ЭДС источника сигнала $E_г$ с внутренним сопротивлением $R_г$ формула примет вид

$$K_U = -\frac{U_{ВЫХ}}{E_Г} = -\frac{R_{OC}}{R_1 + R_Г}. \tag{3.5}$$

Выходной ток операционного усилителя, протекающий через резисторы $R_н$ и $R_{ОС}$, включенные параллельно относительно выхода операционного усилителя, равен

$$I_{ВЫХ} = I_H + I_{OC} = \frac{U_{ВЫХ}}{R_H} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_{OC}}. \tag{3.6}$$

Значение выходного тока операционного усилителя не должно превышать предельно допустимых значений.

3.3.2. Неинвертирующий усилитель

Неинвертирующий усилитель можно получить, если подать сигнал на неинвертирующий вход, а R_1 заземлить, как показано на рис. 3.7.

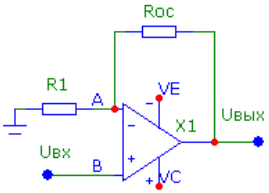


Рис. 3.7. Неинвертирующий усилитель

Напряжение обратной связи снимается с делителя:

$$U_A = U_{вых} \frac{R_1}{R_1 + R_{ос}}. \qquad (3.7)$$

Так как $U_A = U_{вх}$, коэффициент усиления равен

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{K_{UOV}}{1 + K_{UOУ} \cdot \gamma} \approx \frac{1}{\gamma} = \frac{R_1 + R_{OC}}{R_1} = 1 + \frac{R_{OC}}{R_1}. \qquad (3.8)$$

Входное сопротивление схемы

$$R_{вх.ОС} = R_{вх}(1+\gamma K_U), \qquad (3.9)$$

где $\gamma = \frac{R_1}{R_{OC} + R_1}$, как обычно входное сопротивление увеличивается при последовательной отрицательной обратной связи.

Выходное сопротивление стремится к нулю

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_{ВЫХ.оу}}{1 + K_{Uоу} \cdot \gamma} \to 0. \qquad (3.10)$$

3.3.3. Повторитель

Если в схеме на рис. 3.7 принять $R_1 = \infty$ и $R_{ОС} = 0$, то $K_{ОС} = 1$ и $U_{вых} = U_{ВХ}$.

Таким образом, получаем повторитель (рис. 3.8).

Для схемы повторителя с коэффициентом усиления, равным единице, глубина (фактор) обратной связи $F = 1+K_{оу}$ и выражение для входного сопротивления:

$$R_{вх\ повт} = R_{вх\ ОУ}(1 + K_{ОУ}), \tag{3.11}$$

выходного сопротивления:

$$R_{вых\ повт} = \frac{R_{вых\ ОУ}}{1 + K_{ОУ}}. \tag{3.12}$$

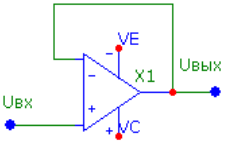


Рис. 3.8. Схема повторителя на операционном усилителе

Входное сопротивление повторителя получается очень высоким, порядка 10^{12} Ом, однако на практике столь большие значения R_{Bx} не достигаются из-за утечек и синфазного входного сопротивления операционного усилителя (сопротивления между входами операционного усилителя и землей).

3.3.4. Разностный усилитель

Разностный усилитель (рис. 3.9) усиливает разность сигналов, приложенных к входам операционного усилителя.

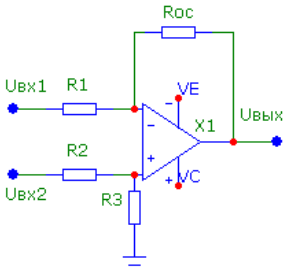


Рис. 3.9. Схема разностного усилителя

Зная формулы для коэффициентов усиления по инвертирующему и неинвертирующему входам, можно получить выражение для выходного напряжения разностного усилителя, используя метод суперпозиции:

$$U_{вых} = -K_{инв}U_{вх1} + K_{неинвер}U_{вх2}\frac{R_3}{R_3 + R_2} = \tag{3.13}$$

$$= \frac{-R_{ос}}{R_1}U_{вх1} + \frac{R_1 + R_{ос}}{R_1}\frac{R_3}{R_3 + R_2}U_{вх2}.$$

Если

$$R_2 = R_1, \quad R_3 = R_{oc}, \quad R_3 / R_2 = R_{oc} / R_1 = m,$$

то

$$U_{вых} = -mU_{вх1} + U_{вх2}\frac{(m+1)m}{m+1} = m(U_{вх2} - U_{вх1}). \qquad (3.14)$$

В разностном усилителе помехи, попадающие или возникающие на его входах, оказываются синфазными сигналами и не усиливаются, так как схема усиливает только разностный сигнал. Для хорошего подавления синфазных сигналов требуется точный подбор резисторов R_1 R_2, R_3 и R_{oc}. Способность усиливать полезный сигнал на фоне сильных синфазных помех позволяет применять разностный усилитель в различных измерительных схемах.

Недостатком разностного усилителя (см. рис. 3.9) является различное входное сопротивление по инвертирующему и неинвертирующему входам, а также трудность регулирования его коэффициента усиления (требуется одновременное изменение двух точно подобранных резисторов).

Для устранения различия и увеличения входных сопротивлений применяется схема разностного усилителя, изображенная на рис. 3.10.

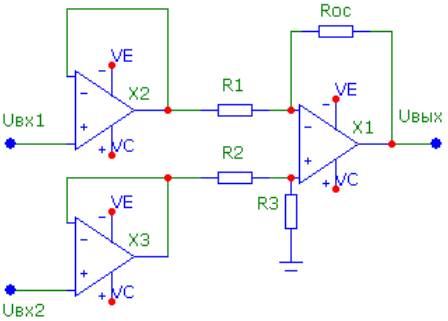


Рис. 3.10. Разностный усилитель с повторителями

Здесь на обоих входах усилителя включены повторители на операционных усилителях, обеспечивающие равное и высокое входное сопротивление схемы.

При разработке схемы следует учитывать, что входное сопротивление по каждому входу определяется соответствующим резистором R_n, убедитесь, что номинал R_n значительно больше, чем собственное сопро-

тивление источника сигнала, в противном случае сопротивление источника сигнала будет добавляться к сопротивлению R_n.

3.4. Сумматоры

3.4.1. Инвертирующий сумматор

Благодаря малому потенциалу операционного усилителя на инвертирующем входе его можно использовать в качестве суммирующего усилителя (рис. 3.11). Из данного рисунка видно, что здесь каждый из входов схемы оказывается разделенным друг от друга низким потенциалом операционного усилителя на инвертирующем входе.

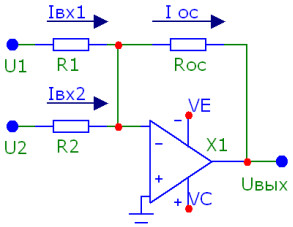


Рис. 3.11. Инвертирующий сумматор на операционном усилителе

Ток в каждом из резисторов на входе определяется только приложенным к нему напряжением и не зависит от тока в других резисторах:

$$I_{ос} = I_{вх1} + I_{вх2}, \tag{3.15}$$

учитывая

$$I_{вх1} = \frac{U_1}{R_1}, \qquad I_{вх2} = \frac{U_2}{R_2}, \qquad I_{ос} = \frac{U_{вых}}{R_{ос}}.$$

Поэтому входные сигналы независимо друг от друга вызывают на выходе появление напряжения, величина которого пропорциональна отношению $R_{ос}/R$. При одновременном действии нескольких сигналов на входе

$$U_{вых} = -\left(U_1 \frac{R_{ос}}{R_1} + U_2 \frac{R_{ос}}{R_2} + \ldots + U_n \frac{R_{ос}}{R_n}\right), \tag{3.16}$$

где $\frac{R_{ос}}{R_1}$; $\frac{R_{ос}}{R_2}$ – коэффициенты суммирования (усиления).

Если $R_1 = R_2 = \ldots = R_n = R$, то

$$U_{вых} = -\left(\frac{R_{ос}}{R}\right)(U_1 + U_2 + \ldots + U_n), \qquad (3.17)$$

где отношение $R_{ос}/R$ имеет смысл коэффициента усиления.

При $R_{ос}=R$ напряжение будет равно

$$U_{вых} = -(U_1 + U_2 + \ldots + U_n). \qquad (3.18)$$

При разработке схемы следует учитывать, что входное сопротивление по каждому входу определяется соответствующим резистором R_n, убедитесь, что номинал R_n значительно больше, чем собственное сопротивление источника сигнала, в противном случае сопротивление источника сигнала будет добавляться к сопротивлению R_n.

3.4.2. Неинвертирующий сумматор

В ряде случаев необходимо произвести простое суммирование, при котором выходное напряжение равно сумме входных напряжений без инверсии. Пусть надо получить $U_{вых}=U_1+U_2$. Очевидно, что в этом случае сигналы необходимо подать на прямой вход (рис. 3.12).

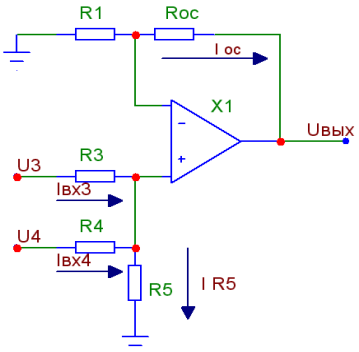


Рис. 3.12. Неинвертирующий сумматор на операционном усилителе

Коэффициенты усиления по каждому из входов находятся по формулам как произведение коэффициента усиления неинвертирующего усилителя и коэффициента передачи делителя по соответствующему входу:

$$K_3 = K_{ус} \cdot K_{д3}, \qquad K_4 = K_{ус} \cdot K_{д4}.$$

Для произвольного номера входа:

$$K_m = K_{yc} \cdot K_{дт}, \tag{3.19}$$

где коэффициент усиления неинвертирующего усилителя

$$K_{yc} = 1 + \frac{R_{OC}}{R_1} \cdot \tag{3.20}$$

Коэффициент передачи делителя по соответствующему входу

$$K_{дт} = \frac{R_5}{R_m + R_5} \cdot \tag{3.21}$$

Выражение для $U_{вых}$ будет равно

$$U_{вых} = \left(U_3 K_3 + U_4 K_4 + \ldots + U_m K_m\right). \tag{3.22}$$

Для развязки входов между собой и более точного выполнения операции сложения необходимо выполнение следующего условия:

$$R_5 << R_3 \parallel R_4 \parallel \ldots \parallel R_m.$$

При выполнении этого условия коэффициент передачи делителей очень мал, что требует большого коэффициента усиления усилителя. Получается, что мы сначала сильно ослабляем сигнал, а потом усиливаем. Это может добавить шумов и помех в сигнал. Поэтому целесообразно использовать инвертирующий сумматор (свободный от этого недостатка), а затем инвертировать сигнал при помощи инвертора или инвертирующего усилителя.

3.5. Компараторы

Компаратор является схемой, предназначенной ***для сравнения*** двух различных напряжений и выдачи ***дискретного выходного сигнала,*** который может иметь только один из двух уровней, V_1 или V_2. Часто компаратор имеет только одно входное напряжение, V и опорное напряжение, V_{REF}. Если $V > V_{ref}$, то $V_{вых} = V_v$. Если $V < V_{ref}$, то $V_{вых} = V_2$. Выходное напряжение всегда имеет одно из двух значений: или V_1 или V_2 (рис.3.13).

На инвертирующий вход подается сигнал, а на неинвертирующий – пороговое напряжение. Пока входной сигнал не превышает пороговое напряжение на выходе максимальное напряжение, со знаком плюс, ОУ работает в режиме насыщения. Когда входной сигнал превышает пороговое напряжение, происходит быстрое переключение ОУ, на выходе уста-

навливается максимальное напряжение со знаком минус, ОУ работает в режиме насыщения. Работу данного компаратора иллюстрирует рис. 3.14.

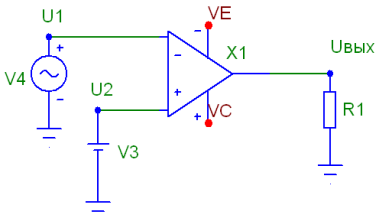


Рис. 3.13. Простейший компаратор на ОУ

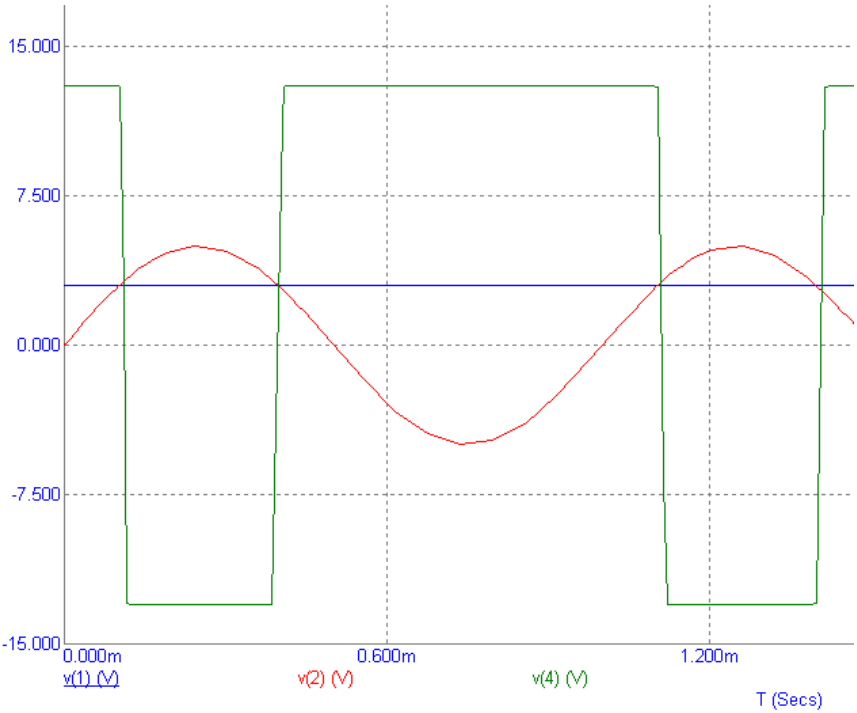


Рис. 3.14. Временные диаграммы работы компаратора:
V(1) − напряжение входного сигнала;
V(2) − постоянное пороговое напряжение;
V(4) − выходное напряжение

Преимуществом данной схемы является беспрецедентная простота.

Недостатки:

1. Низкое быстродействие, так как ОУ постоянно находится в режиме насыщения.
2. Выходное напряжение равно максимальному выходному напряжению либо со знаком плюс, либо со знаком минус. Без возможности регулировки.
3. Входные напряжения имеют ограниченный диапазон изменения, как правило, ограниченный максимальным входным напряжением, с которым может работать данный ОУ.

Последний недостаток будет устранен в следующей схеме.

Компаратор с ограничителем входного сигнала

Когда требуется сравнивать напряжения большой амплитуды, выходящей за диапазон допустимых входных напряжений ОУ, применяют следующую схему:

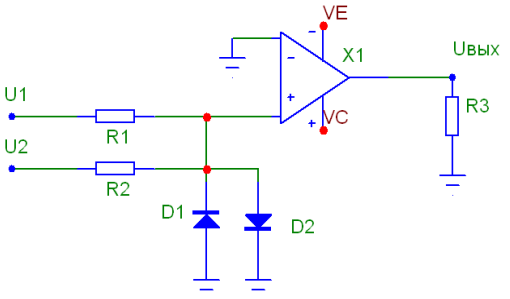


Рис. 3.15. Компаратор с ограничителем входного сигнала

На вход схемы добавлены два диода, включенные встречно. Для открытия кремниевого диода требуется напряжение 0,6–0,7 В, поэтому входной сигнал на входе ОУ не превысит этих значений при любой полярности. Для ограничения тока через диоды добавлены два резистора. Входы равноценны, поэтому на любой из них можно подавать сигнал, а другой будет задействован для подачи порогового напряжения противоположной полярности к сигналу.

Преимущества данной схемы:

1. Простота.
2. Возможность работы с любыми входными напряжениями.

Недостатки:

1. Низкое быстродействие, так как ОУ постоянно находится в режиме насыщения.
2. Выходное напряжение равно максимальному выходному напряжению либо со знаком плюс, либо со знаком минус. Без возможности регулировки.

Последний недостаток будет устранен в следующей схеме.

Компаратор с заданным выходным напряжением

Для задания фиксированного выходного напряжения применяют следующую схему:

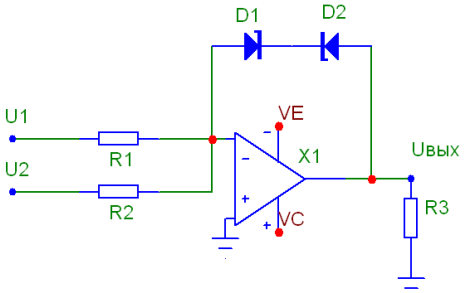


Рис. 3.16. Компаратор с заданным выходным напряжением

Для задания фиксированного выходного напряжения в обратную связь ОУ добавляют два включенных встречно стабилитрона. При этом выходное напряжение будет равно напряжению стабилизации стабилитрона плюс 0,6−0,7 В прямого напряжения стабилитрона.

Входы компаратора равноценны, поэтому на любой из них можно подавать сигнал, а другой будет задействован для подачи порогового напряжения противоположной полярности к сигналу.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе был рассмотрен широкий круг вопросов схемотехники, необходимых для следующих курсов: Радиоприемные устройства и телевидение [5], Устройства приема и обработки сигналов [6], Основы приема и обработки сигналов [7−10].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Кравец, А. В.* Учебное пособие по курсу «Схемотехника аналоговых электронных устройств» [Текст] / А. В. Кравец. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2017. – 232 с.
2. *Кравец, А. В.* Учебно-методическое пособие по курсу «Схемотехника аналоговых электронных устройств». Часть 1 [Текст] / А. В. Кравец – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2016. – 80 с.
3. *Кравец, А. В.* Учебно-методическое пособие по курсу «Схемотехника аналоговых электронных устройств». Часть 2 [Текст] / А. В. Кравец. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2016. – 80 с.
4. *Кравец, А. В.* Схемотехника аналоговых электронных устройств [Текст]: учебно-методическое пособие Часть 3 / А. В. Кравец. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2017. – 80 с.
5. *Плаксиенко, В. С.* Радиоприемные устройства и телевидение [Текст]: учебное пособие / В. С. Плаксиенко, Н. Е. Плаксиенко. – Ростов-на-Дону; Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2018. – 99 с.
6. *Плаксиенко, В. С.* Устройства приема и обработки сигналов [Текст]: учебное пособие для вузов / В. С. Плаксиенко, Н. Е. Плаксиенко, С. В. Плаксиенко; под ред. В. С. Плаксиенко. – 2-е изд. испр. – Москва: Учебно-методический и издательский центр, Учебная литература, 2004. – 376 с.
7. *Плаксиенко, В. С.* Основы приема и обработки сигналов. Часть 1 [Текст]: учебное пособие / В. С. Плаксиенко, Н. Е. Плаксиенко. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2016. – 80 с.
8. *Плаксиенко, В. С.* Основы приема и обработки сигналов. Часть 2 [Текст]: учебное пособие / В. С. Плаксиенко, Н. Е. Плаксиенко. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2016. – 80 с.
9. *Плаксиенко, В. С.* Основы приема и обработки сигналов. Часть 3 [Текст]: учебное пособие / В. С. Плаксиенко, Н. Е. Плаксиенко. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2016. – 80 с.

10. *Плаксиенко, В. С.* Основы приема и обработки сигналов. Часть 4 [Текст]: учебное пособие / В. С. Плаксиенко, Н. Е. Плаксиенко. – Таганрог: Издательство Южного федерального университета, 2016. – 80 с.

Учебное издание

КРАВЕЦ Андрей Владимирович

СХЕМОТЕХНИКА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Учебное пособие

Редакторы: *Н. И. Селезнева, Л. В. Чиканенко*
Корректор *З. И. Надточий*
Компьютерная верстка *И. А. Клочко*

Подписано в печать 12.04.2021 г.
Бумага офсетная. Формат 60×84 1/16. Тираж 30 экз.
Усл. печ. лист. 9,07. Уч. изд. л. 5,12. Заказ № 8012.

Издательство Южного федерального университета.

Отпечатано в отделе полиграфической, корпоративной и сувенирной продукции
Издательско-полиграфического комплекса КИБИ МЕДИА ЦЕНТРА ЮФУ.
344090, г. Ростов-на-Дону, пр. Стачки, 200/1, тел (863) 243-41-66.

9 785927 537464