

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

НОВГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ ЯРОСЛАВА МУДРОГО

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ

Курс лекций

ВЕЛИКИЙ НОВГОРОД
2011

УДК 621.397.13(075.8)
ББК 32.844я73
С92

Печатается по решению
РИС НовГУ

Рецензенты:

кандидат технических наук, доцент **Р. Н. Шабалин**
начальник сектора НИИ ПТ «Растр» **В. А. Жамлин**

Схемотехника аналоговых устройств: курс лекций / авт.-сост.
С92 Н. П. Корнышев; (издание стереотипное) НовГУ им. Ярослава Мудрого. – Великий Новгород, 2011. – 152 с.

Рассматриваются классические аналоговые устройства на транзисторах и операционных усилителях. Приводятся методики анализа и расчета некоторых схем. В основу курса лекций положены избранные разделы из известной переводной книги П. Хоровица и У. Хилла «Искусство схемотехники», а также из учебников отечественных авторов М. В. Гальперина и Л. М. Гольденберга. Однако в настоящем издании материал адаптирован к программе курса НовГУ, дано более подробное объяснение отдельных аспектов, связанных с работой аналоговых схем.

Предназначено для студентов, начинающих изучение радиотехнических дисциплин.

УДК 621.397.13(075.8)
ББК 32.844я73

© Новгородский государственный
университет, 2011
© Н. П. Корнышев, составление,
2011

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	8
ЛЕКЦИЯ 1.....	10
1.1. Классификация электронных схем.....	10
1.2. Делители напряжения.....	10
1.3. Теорема об эквивалентном преобразовании источников (генераторов).....	11
1.4. Понятие о динамическом сопротивлении	11
1.4.1. Стабилитрон.....	12
1.4.2. Туннельный диод.....	13
1.5. Наиболее распространенные виды сигналов	14
1.5.1. Синусоидальный сигнал	14
1.5.2. Понятие амплитудно-частотной характеристики (АЧХ).....	15
1.5.3. Несинусоидальные сигналы	15
1.6. <i>RC</i> -цепи	17
1.6.1. Интегрирующая цепь	18
1.6.2. Дифференцирующая цепь	18
1.6.3. Примеры использования <i>RC</i> -цепей	19
1.6.4. Генераторы линейно возрастающего напряжения.....	20
1.6.5. Индуктивности и трансформаторы	20
ЛЕКЦИЯ 2.....	22
2.1. Частотный анализ реактивных схем	22
2.1.1. Емкостная схема.....	22
2.1.2. Индуктивная схема.....	22
2.1.3. Мощность в реактивных схемах	23
2.1.4. Обобщенный закон Ома	23
2.1.5. Примеры использования обобщенного закона Ома	24
2.2. Диоды и диодные схемы	25
2.2.1. Выпрямление	26
2.2.2. Умножители напряжения	27
2.2.3. Получение однополярных импульсов.....	29
2.2.4. Диодные вентили.....	29
2.2.5. Диодные ограничители	30
2.2.6. Фиксация уровня напряжения.....	32
2.2.7. Диодная защита	33
2.2.8. Амплитудные селекторы (АС).....	33
2.2.9. Задание тока через диод.....	34
2.2.10. Вольт-амперные характеристики некоторых полупроводниковых приборов	35
ЛЕКЦИЯ 3.....	38
3.1. Транзисторы.....	38

3.2. Схемы включения транзистора и коэффициент передачи по току	40
3.2.1. Схема с общей базой (ОБ)	40
3.2.2. Схема с общим эмиттером (ОЭ)	40
3.2.3. Схема с общим коллектором (ОК)	40
3.2.4. Схема с разделенной нагрузкой	41
3.2.5. Усиление по мощности	41
3.3. Виды характеристик транзисторов	42
3.4. Эмиттерный повторитель (ЭП)	43
3.4.1. Смещение в ЭП	45
3.4.2. Методика расчета ЭП	47
ЛЕКЦИЯ 4	49
4.1. Ограничение сигналов в ЭП	49
4.2. Анализ схемы ЭП	50
4.3. Стабилизаторы напряжения с ЭП	51
4.4. Транзисторные источники тока	52
4.4.1. Рабочий диапазон транзисторного источника тока	53
4.4.2. Смещение в транзисторном источнике тока	54
4.4.3. Улучшение транзисторных источников тока	55
ЛЕКЦИЯ 5	59
5.1. Усилитель с ОЭ	59
5.1.1. Анализ схемы усилителя с ОЭ	60
5.1.2. Расчет усилителя с ОЭ при небольшом коэффициенте усиления ($K_U \leq 10$)	61
5.1.3. Графический метод определения смещения транзистора в усилителе с ОЭ	62
5.1.4. Схема расщепления фазы с единичным коэффициентом усиления (парафазный каскад)	63
5.1.5. Фазовращатель	64
5.1.6. Представление усилителя с ОЭ в виде двух независимых усилителей: с передаточной проводимостью и с передаточным сопротивлением	65
5.1.7. Предельный коэффициент усиления схемы усилителя с ОЭ	66
5.2. Модель Эберса – Молла для транзисторных схем	66
5.2.1. Усилитель с заземленным эмиттером	67
5.2.2. Нелинейные искажения в схеме с заземленным эмиттером	68
5.2.3. Эмиттерный резистор в качестве элемента отрицательной обратной связи (ООС)	69
5.3. Способы задания стабильного смещения усилителя с ОЭ	70
5.3.1. Использование шунтируемого резистора	70
5.3.2. Использование согласованного транзистора	71
5.3.3. ООС по постоянному току	72

ЛЕКЦИЯ 6.....	74
6.1. Температурная стабильность усилителя с ОЭ	74
6.2. Пример расчета усилителя с ОЭ с шунтируемым резистором эмиттерной цепи и заданным коэффициентом передачи	77
6.3. Следящая связь	78
6.4. Насыщенный транзисторный ключ с ОЭ	79
6.5. Токовые зеркала	80
6.5.1. Простое токовое зеркало	80
6.5.2. Токовое зеркало Уилсона	81
6.6. Составные транзисторы.....	81
6.7. Двухтактный выходной каскад.....	82
ЛЕКЦИЯ 7.....	85
7.1. Модель Эберса – Молла и ЭП.....	85
7.2. Дифференциальный усилитель.....	85
7.2.1. Использование источника тока в эмиттерной цепи дифференциального усилителя.....	87
7.2.2. Использование токового зеркала в качестве активной нагрузки	88
7.2.3. Измерительный мостик Уитстона	89
7.3. Влияние емкостей <i>p-n</i> -переходов транзисторов. Эффект Миллера и способы его устранения.....	90
7.4. Некоторые типичные транзисторные схемы.....	91
7.4.1. Стабилизированный источник напряжения	91
7.4.2. Усилительный каскад с высокочастотной (ВЧ) коррекцией	92
7.4.3. Усилитель с низкочастотной (НЧ) коррекцией.....	92
ЛЕКЦИЯ 8.....	94
8.1. Операционные усилители (ОУ) и обратная связь	94
8.2. Основные схемы включения ОУ	95
8.2.1. Инвертирующий усилитель.....	95
8.2.2. Неинвертирующий усилитель.....	95
8.2.3. Усилитель переменного тока	96
8.2.4. Повторитель (буфер) на ОУ	97
8.2.5. Источники тока на ОУ	98
8.2.6. Логарифмический усилитель	100
8.2.7. Дифференциальный усилитель	100
8.2.8. Суммирующий усилитель	101
8.2.9. Простейший цифровой аналоговый преобразователь (ЦАП) на основе суммирующего ОУ	101
8.2.10. Интеграторы и дифференциаторы на ОУ	102
ЛЕКЦИЯ 9.....	104
9.1. Активный пиковый детектор на основе ОУ.....	104
9.2. ОУ в усилителях мощности	105

9.3. ЦАП на ОУ с матрицей $R-2R$	105
9.4. Влияние ООС на входное сопротивление ОУ	107
9.4.1. Входное сопротивление неинвертирующего ОУ	107
9.4.2. Входное сопротивление инвертирующего ОУ	108
9.5. Влияние ООС на выходное сопротивление ОУ	109
9.5.1. Выходное сопротивление неинвертирующего ОУ	109
9.5.2. Выходное сопротивление инвертирующего ОУ	110
9.6. Резонансные контуры в усилительных схемах	111
ЛЕКЦИЯ 10	115
10.1. Компараторы и триггер Шмитта	115
10.1.1. Простейший компаратор	115
10.1.2. Триггер Шмитта	116
10.1.3. Дискретная схема компаратора.....	118
10.1.4. Дискретная схема триггера Шмита	118
10.2. Мультивибраторы	119
10.2.1. Автоколебательный мультивибратор.....	119
10.2.2. Ждущий мультивибратор	121
10.2.3. Ждущий мультивибратор на основе компаратора.....	123
10.3. Схемы широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и аналого-цифрового преобразователя (АЦП).....	124
ЛЕКЦИЯ 11	126
11.1. Полевые транзисторы (ПТ)	126
11.1.1. Классификация ПТ	126
11.1.2. ПТ с управляющим $p-n$ -переходом	126
11.1.3. МОП-транзистор с индуцированным каналом.....	128
11.1.4. МОП-транзистор со встроенным каналом.....	129
11.1.5. Статические дифференциальные параметры полевых транзисторов.....	131
11.1.6. О токе стока.....	131
ЛЕКЦИЯ 12	133
12.1. Логические ключи и инверторы на ПТ	133
12.1.1. Логические ключи и инверторы на МОП-транзисторах	133
12.1.2. КМОП-инвертор	134
12.2. Аналоговые ключи на ПТ	134
12.2.1. Аналоговые ключи на МОП-транзисторах.....	134
12.2.2. Аналоговый КМОП-ключ.....	135
12.3. Источники тока на ПТ	136
12.3.1. Простейший источник тока на ПТ.....	136
12.3.2. Источник тока на ПТ с автоматическим смещением	137
12.3.3. Источник тока на ПТ и ОУ	137
12.4. Некоторые схемы с использованием ПТ	139
12.4.1. Мультиплексоры. Демультимплексоры	139

12.4.2. Схема выборки – хранения.....	139
12.4.3. Пиковый детектор со сбросом	140
12.4.4. Интеграторы со сбросом.....	140
12.5. Истоковые повторители	141
ЛЕКЦИЯ 13.....	144
13.1. ПТ в усилителях	144
13.1.1. Усилители с общим истоком.....	144
13.1.2. ПТ в качестве переменных резисторов	146
13.1.3. Электронное управление усилением.....	147
13.2. Активные фильтры.....	148
13.2.1. Схема преобразователя отрицательного полного сопротивления (ПОПС)	149
13.2.2. Гиратор	150
ЛИТЕРАТУРА	152

ПРЕДИСЛОВИЕ

В данном лекционном курсе, являющемся одним из базовых курсов в подготовке студентов по специальности «Радиотехника», рассматриваются основы схемотехники аналоговых устройств на транзисторах и операционных усилителях. Конечно, в настоящее время разработчики очень часто используют готовые функциональные аналоговые компоненты в виде интегральных микросхем и проектирование часто сводится к их обоснованному выбору. Тем не менее знание классических дискретных транзисторных устройств и устройств на операционных усилителях необходимо по той простой причине, что, во-первых, именно эти устройства являются «кирпичиками» аналоговых микросхем, а, во-вторых, как правило, аналоговые интегральные микросхемы в проектируемом устройстве требуют дополнительного «обрамления» дискретными аналоговыми схемами. В этой связи обучение работе с функциональными аналоговыми интегральными компонентами без знания основ схемотехники можно смело уподобить обучению работе с калькулятором без знания таблицы умножения.

Цель настоящего издания – научить студентов не только узнавать классические схемные решения, но и применять инженерные методы их анализа и расчета.

Классические схемные решения потому и являются классическими, что они многократно проверены на практике, работают в широком диапазоне отклонений как внешних, так и внутренних параметров (в частности, температур и номиналов), для них имеется достаточное теоретическое обоснование. Вместе с тем весьма полезна для инженерной практики быстрая прикидочная оценка параметров и характеристик анализируемой схемы, что требует знания достаточно простых моделей и ограничений на их применение.

В этой связи нельзя не согласиться с утверждением о том, что аналоговая схемотехника в большой степени – это сочетание основных законов электротехники и логики. Однако она является, безусловно, еще и искусством, поскольку при проектировании аналоговых схем необходимо учитывать целый ряд условий, которые часто бывают достаточно противоречивы. Это требует не только освоения определенных практических правил и приемов, но и понимания принципов построения и функционирования электронных схем на интуитивном уровне.

Такой подход к схемотехнике аналоговых устройств изложен в известной книге П. Хоровица и У. Хилла «Искусство схемотехники», которая многократно переиздавалась, в том числе в России, и, несомненно, является одной из лучших книг, предназначенных для изучения студентами данной области техники. Для учебного курса, читаемого в пределах одного семестра, материал данной книги является достаточно большим, и поэтому для изложения в курсе лекций выбраны те разделы книги, которые однозначно являются базовыми в радиотехническом образовании. Кроме этого, при написании настоящего лекционного курса был использован материал из учебников отечественных авторов М.В. Гальперина и Л.М. Гольденберга.

Несмотря на то что вопросы функционирования, анализа и проектирования классических схемных решений изложены в указанных выше книгах, отдельные вопросы, как показывает практика чтения лекций, требуют более подробного рассмотрения. Это обстоятельство также явилось поводом для составления данного лекционного курса. Наконец, излагаемый в настоящем издании материал находится в тесной увязке с курсом лабораторных работ, заключающихся в моделировании отдельных классических схемных решений в среде Workbench, а также с заданиями на курсовое проектирование. Материал изложен компактно, выстроен в строгой логической последовательности по направлению от простого к более сложному, причем последующие сведения базируются на предыдущих.

ЛЕКЦИЯ 1

1.1. Классификация электронных схем

Электронные схемы делятся на:

- аналоговые (напряжение и ток меняются непрерывно и описываются математическим аппаратом дифференциального и интегрального исчисления и комплексных переменных);
- цифровые (два уровня напряжения меняются дискретно и описываются алгеброй логики).

Принято разделять элементы и схемы на:

- активные (транзисторы: в них имеется возможность усиления по мощности);
- пассивные (резисторы, конденсаторы, диоды, индуктивности);
- линейные (в них ток пропорционален напряжению, соблюдается закон Ома, выполняется принцип суперпозиции);
- нелинейные (характеризуются вольт-амперными характеристиками, имеющими нелинейный вид).

1.2. Делители напряжения

Простейший делитель напряжения – это схема, которая для данного напряжения на входе создает на выходе напряжение, являющееся некоторой частью входного. Делители напряжения часто используются в схемах для получения заданного напряжения из большего.

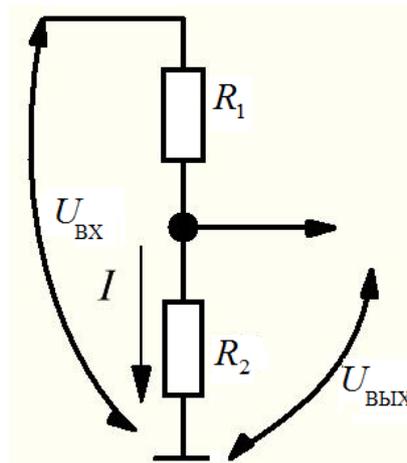


Рис. 1.1. Простейший делитель напряжения

Так как для делителя $I = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1 + R_2}$, то $U_{\text{ВЫХ}} = I \cdot R_2 = \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$, а коэффициент передачи $K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1$.

1.3. Теорема об эквивалентном преобразовании источников (генераторов)

Сколь угодно сложную схему, состоящую из резисторов и источников напряжения и имеющую два выхода, можно представить в виде эквивалентной схемы, состоящей из одного эквивалентного резистора $R_{\text{ЭКВ}}$, последовательно подключенного к одному источнику эквивалентного напряжения $U_{\text{ЭКВ}}$.

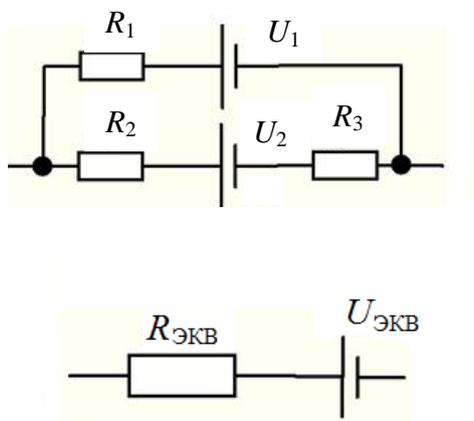


Рис. 1.2. К эквивалентному преобразованию источников напряжения

При этом $U_{\text{ЭКВ}}$ определяется как напряжение на выходе разомкнутой схемы, а $R_{\text{ЭКВ}} = \frac{U_{\text{ЭКВ}}}{I_{\text{ЗАМКН.СХ.}}}$, где $I_{\text{ЗАМКН.СХ.}}$ – ток, протекающий при коротком замыкании выхода схемы. На практике $U_{\text{ЭКВ}}$ и $I_{\text{ЗАМКН.СХ.}}$ можно рассчитать или измерить.

Применим эту теорему к делителю напряжения:

$$U_{\text{ЭКВ}} = U_{\text{ВЫХ}}, \quad R_{\text{ЭКВ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ЗАМКН.СХ.}}}$$

Замыкаем R_2 – выход схемы – и получаем $I_{\text{ЗАМКН.СХ.}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1}$.

С учетом $U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1 + R_2} \cdot R_2$ получаем $R_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$.

Таким образом, эквивалентное сопротивление делителя, состоящего из резисторов R_2, R_1 , является параллельным соединением последних ($R_1 \parallel R_2$).

1.4. Понятие о динамическом сопротивлении

Для элементов, имеющих нелинейные вольт-амперные характеристики (ВАХ), закон Ома не выполняется. Однако небольшие приращения напряжения ΔU и соответствующие приращения тока ΔI можно считать пропорциональными.

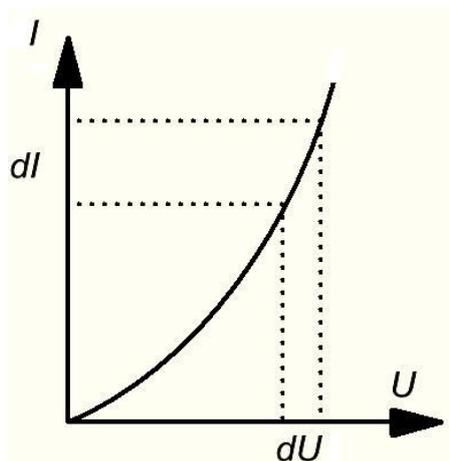


Рис. 1.3. К понятию динамического сопротивления

Сопротивление в данной точке ВАХ называется динамическим сопротивлением: $R_{\text{дин}} = dU/dI$.

1.4.1. Стабилитрон

Стабилитрон (зенеровский диод) характеризуется наличием участка пробоя на обратной ветви ВАХ. Обладает свойством самовосстановления после пробоя. Характеризуется напряжением стабилизации $U_{\text{СТАБ}}$ при заданном токе $I_{\text{СТАБ}}$ и динамическим сопротивлением $R_{\text{дин}}$. Стабилитрон используют для получения постоянного напряжения. Простейший стабилизатор напряжения представляет собой делитель напряжения, в котором в качестве второго сопротивления используется динамическое сопротивление стабилитрона.

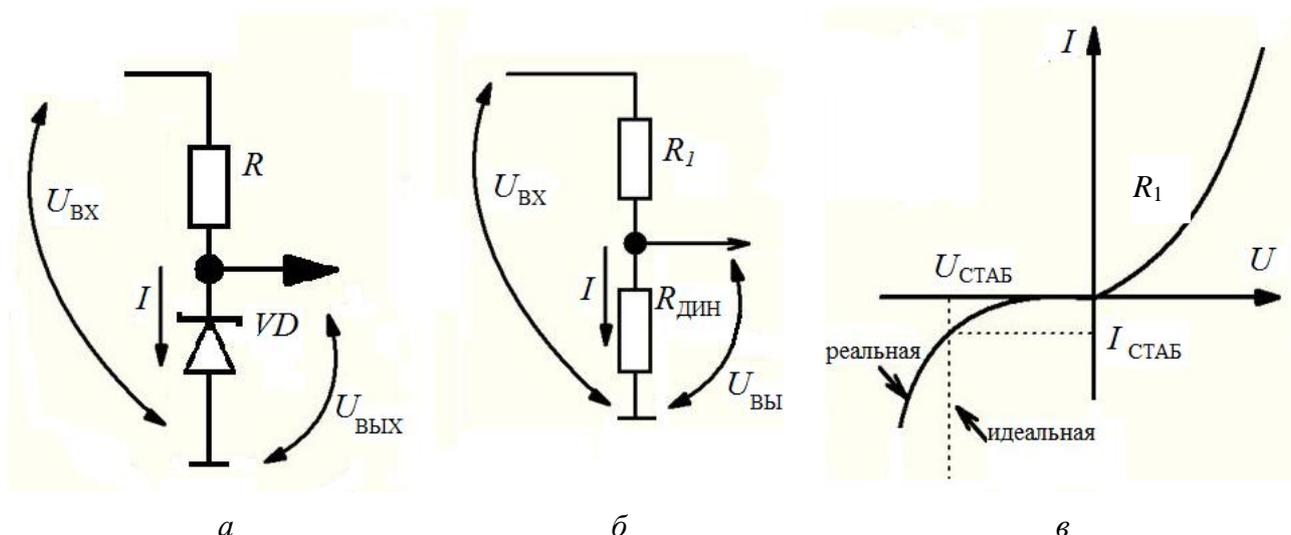


Рис. 1.4. Простейший стабилизатор (а), его эквивалентная схема (б) и вольт-амперная характеристика стабилитрона (в)

Процесс стабилизации осуществляется за счет источника входного напряжения (причем $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ВЫХ}}$) и может быть представлен в виде следующей цепочки рассуждений:

$$U_{\text{ВХ}} \uparrow \rightarrow I \uparrow \rightarrow R_{\text{ДИН}} \downarrow \rightarrow U_{\text{ВЫХ}} = I \cdot R_{\text{ДИН}} \approx \text{const}$$

и, наоборот,

$$U_{\text{ВХ}} \downarrow \rightarrow I \downarrow \rightarrow R_{\text{ДИН}} \uparrow \rightarrow U_{\text{ВЫХ}} = I \cdot R_{\text{ДИН}} \approx \text{const.}$$

Здесь знаки « \uparrow » (« \downarrow ») означают увеличение (уменьшение) параметра, знак « \rightarrow » означает следствие. Недостатком данной схемы является большой уровень пульсации.

Пример:

Пусть $R_{\text{ДИН}} = 10 \text{ Ом}$; $U_{\text{СТАБ}} = 5 \text{ В}$; $I_{\text{СТАБ}} = 10 \text{ мА}$. Если на 10% изменится ток, то $\Delta U = R_{\text{ДИН}} \cdot \Delta I = 10 \cdot 0,1 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 10 \text{ мВ}$. Таким образом, $\frac{\Delta U}{U} = 0,2\%$.

1.4.2. Туннельный диод

Туннельный диод имеет участок ВАХ с отрицательным динамическим сопротивлением (участок AB). В данной схеме туннельный диод может быть представлен динамическим сопротивлением $R_{\text{ДИН}}$, определяемым на участке AB . Достоинствами схемы усилителя на туннельном диоде являются простота и высокое быстродействие. Недостаток – небольшой коэффициент усиления. Данные схемы используют крайне редко.

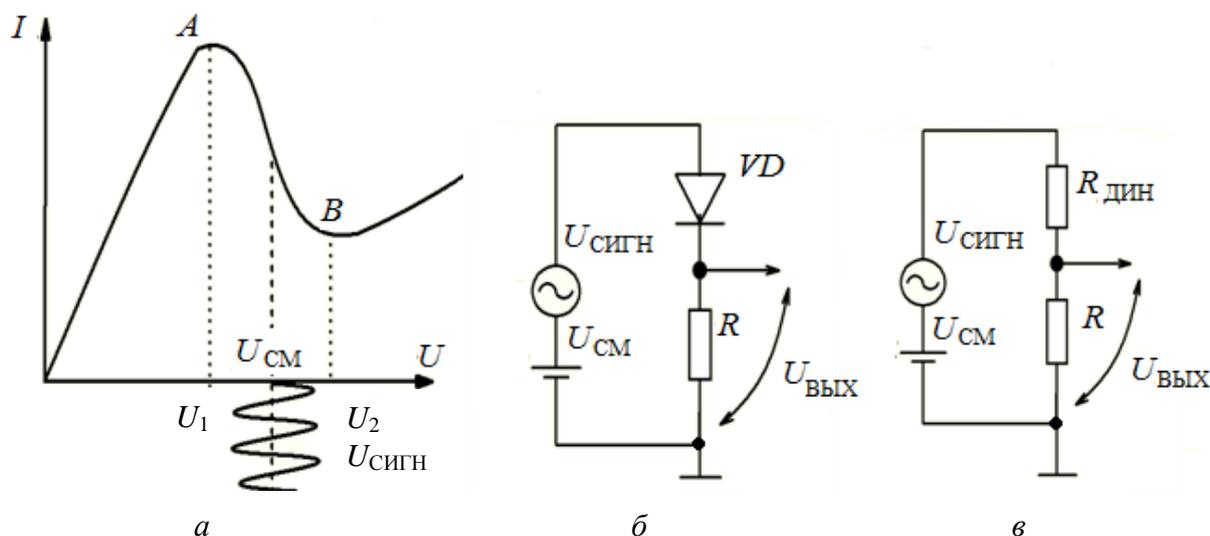


Рис. 1.5. ВАХ туннельного диода (а), принципиальная (б) и эквивалентная (в) схемы усилителя на туннельном диоде

При входном напряжении $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{СИГН}}$, изменяющемся относительно постоянного напряжения смещения $U_{\text{СМ}}$, имеем $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{СИГН}} \cdot \frac{R}{R_1 + R_{\text{ДИН}}}$. Поскольку

$$R_{\text{ДИН}} < 0, \text{ то коэффициент передачи } K = \frac{R}{R + R_{\text{ДИН}}} > 1.$$

1.5. Наиболее распространенные виды сигналов

1.5.1. Синусоидальный сигнал

Синусоидальные сигналы $U(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi)$, где A – амплитуда, $\omega = 2\pi f$ – угловая частота (где $f = \frac{1}{T}$, T – период колебаний), φ – начальная фаза, с достаточной точностью описывают процессы в линейных цепях.

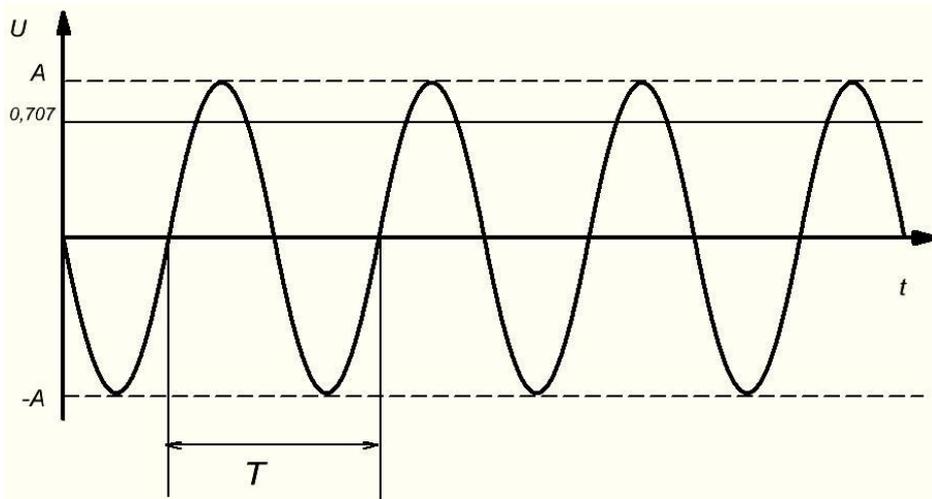


Рис. 1.6. Синусоидальный сигнал

При измерениях величины сигнала различают:

- максимальное значение сигнала (амплитуда A);
- двойную амплитуду ($2A$);
- эффективное значение (измеряется на уровне $0,707 = \frac{1}{\sqrt{2}}$, соответству-

ет -3 дБ).

В линейных цепях для синусоидальных сигналов выполняется принцип суперпозиции. Используя понятие «отклик» (реакция цепи на входное воздействие), принцип суперпозиции часто кратко формулируют следующим образом: отклик суммы равен сумме откликов. На другие виды сигналов принцип суперпозиции не распространяется.

1.5.2. Понятие амплитудно-частотной характеристики (АЧХ)

Принцип суперпозиции позволяет использовать для описания частотных свойств схемы понятие АЧХ (зависимость коэффициента передачи от частоты):

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(\omega)}{U_{\text{ВХ}}(\omega)}$$

АЧХ определяется путем последовательного измерения амплитуды выходного сигнала при изменении частоты входного синусоидального сигнала с постоянной амплитудой.

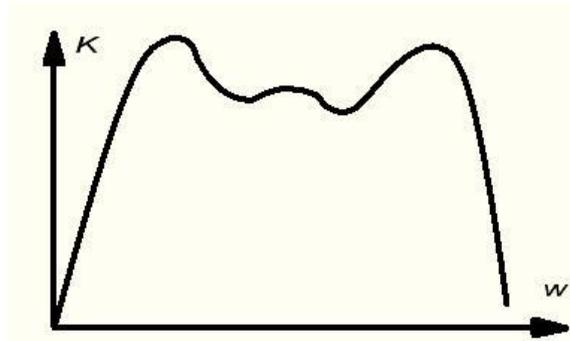


Рис. 1.7. Пример АЧХ

1.5.3. Несинусоидальные сигналы

1. *Линейно меняющийся сигнал* – напряжение, возрастающее (или убывающее) с постоянной скоростью. Используется в генераторах разверток, интеграторах и т.д.

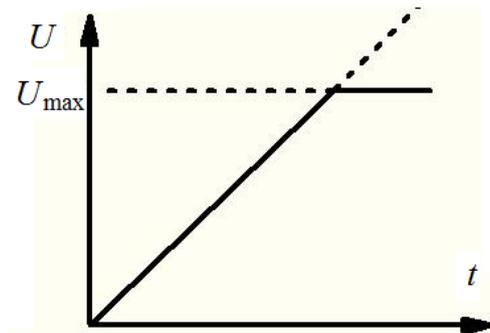


Рис. 1.8. Пример линейно возрастающего сигнала

2. *Шумовые, или случайные, сигналы* характеризуются частотным спектром (произведение мощности на частоту в герцах) и распределением амплитуд. Одним из наиболее распространенных типов шумовых сигналов является *белый шум с гауссовым распределением в ограниченном спектре частот*. Характеризуется математическим ожиданием $m = U_{\text{cp}}$ (среднее значение сигнала) и дисперсией D или соответствующим среднеквадратическим отклонением (СКО) $\sigma = \sqrt{D}$. СКО соответствует эффективному значению напряжения шума.

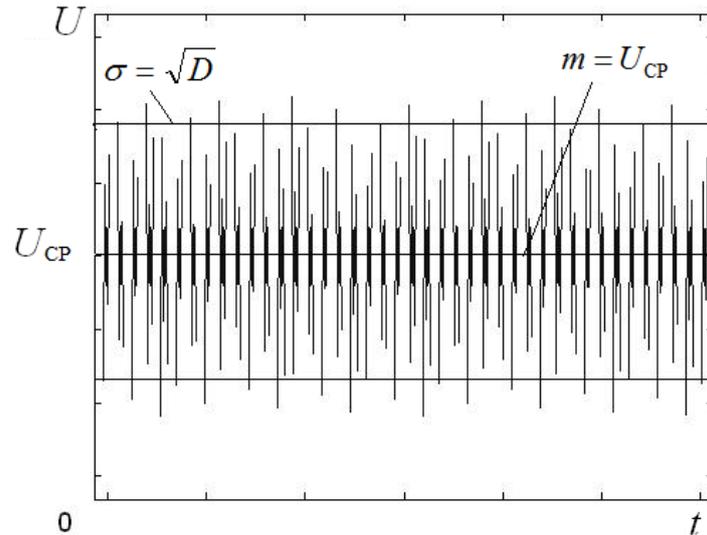


Рис. 1.9. Пример шумового (случайного) сигнала

3. Прямоугольный сигнал (меандр) характеризуется амплитудой и частотой. Импульсные сигналы могут быть как одиночными, так и периодическими. Импульсные сигналы дополнительно характеризуются длительностью импульса τ , а также коэффициентом заполнения $\tau/T < 1$ или обратной величиной – скважностью $T/\tau > 1$. Реальные импульсы имеют длительность фронта t_0 , определяемую при соответствующих значениях сигнала на уровнях 0,1 и 0,9.

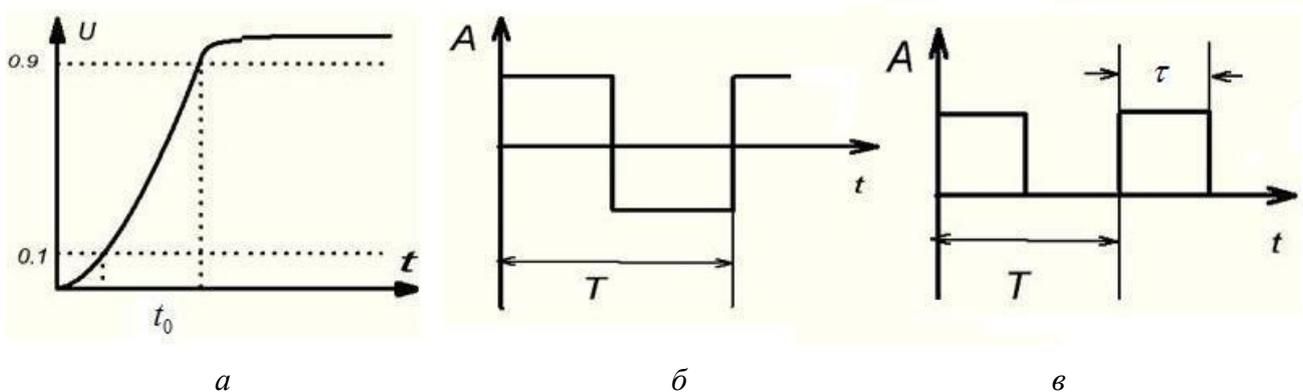


Рис. 1.10. Определение длительности фронта (а).
Прямоугольный (б) и импульсный (в) сигналы

4. Сигналы в виде скачков и пиков используют для исследования работы схемы. Отклик на скачок напряжения называют переходной, а отклик на пик напряжения – импульсной характеристикой схемы. Скачок представляет собой часть прямоугольного сигнала, а пик – это два скачка, следующие друг за другом с очень коротким интервалом.

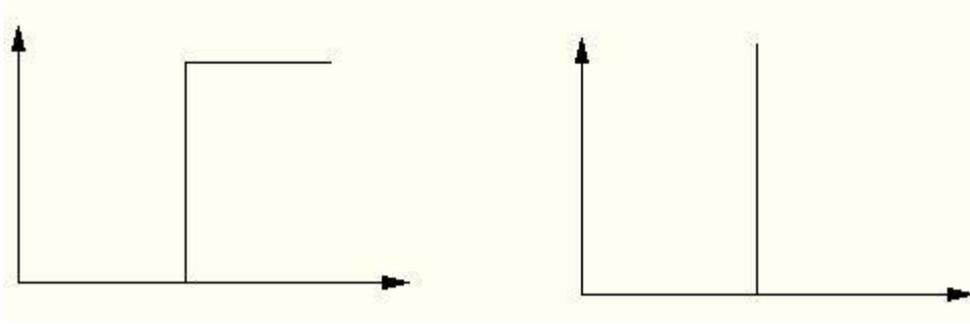


Рис. 1.11. Сигналы в виде скачков и пиков напряжения

5. *Логические сигналы* широко используются в цифровой электронике. В цифровой схеме состояние любой точки в любой момент времени определяют заранее известные уровни напряжения. Эти уровни называют просто – «высокий» и «низкий». Они соответствуют значениям логической единицы и логического нуля. Так, например, когда говорят о сигнале уровня ТТЛ (транзисторно-транзисторной логики), то это однозначно определяет уровень логического нуля, равный 0,2–0,4 В, и уровень логической единицы, равный 2,2–2,4 В.

1.6. RC-цепи

Процесс разряда конденсатора в RC-цепи описывается дифференциальным уравнением первого порядка с постоянными коэффициентами: $C \frac{dU}{dt} + \frac{U}{R} = 0$, поскольку $I = C \frac{dU}{dt} = -\frac{U}{R}$. Решением такого уравнения является выражение $U = U_0 \cdot e^{-t/RC}$. При $U = \frac{U_0}{e} = \frac{U_0}{2,72} \approx 0,37U_0$.

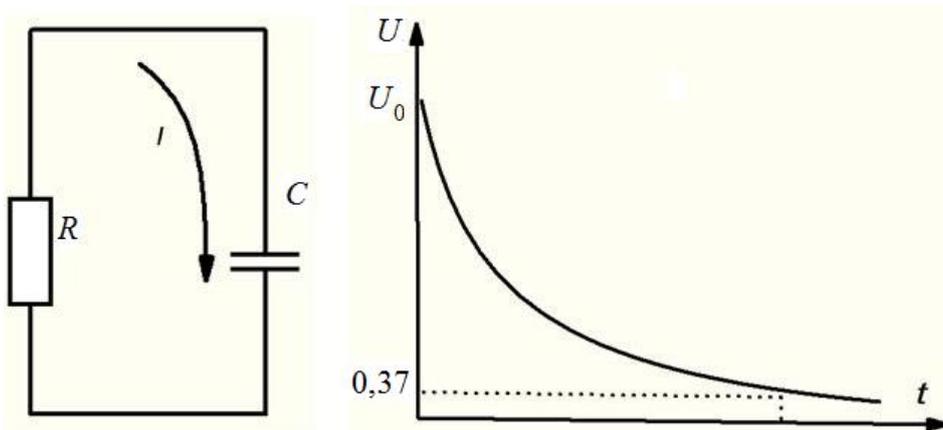


Рис. 1.12. Процесс разряда конденсатора в RC-цепи

1.6.1. Интегрирующая цепь

Фактически это делитель напряжения, в котором один резистор заменен конденсатором. Выходное напряжение снимается с конденсатора. При длительности импульса $t \ll RC = \tau$ проявляются сглаживающие (интегрирующие) свойства цепи: амплитуда выходного сигнала уменьшается по отношению ко входному, так как емкость не успевает полностью зарядиться.

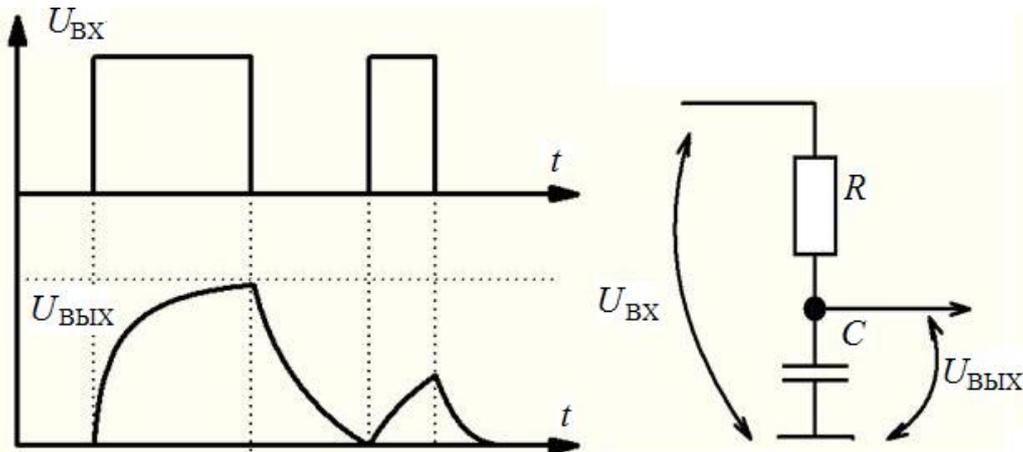


Рис. 1.13. Интегрирующая цепь

1.6.2. Дифференцирующая цепь

В данной RC -цепи выходное напряжение снимается с резистора. При длительности $t \gg RC = \tau$ проявляются дифференциальные свойства цепи, и она генерирует импульсы в виде коротких пиков в моменты переключения входного сигнала.

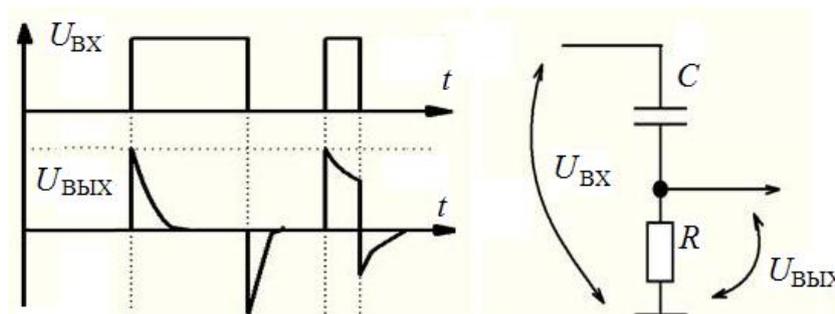


Рис. 1.14. Дифференцирующая цепь

При $t \ll RC = \tau$ данная RC -цепь является переходной цепью. Уменьшение постоянной времени переходной цепи приводит к искажению плоской части (вершины) импульса.

1.6.3. Примеры использования RC-цепей

1. *Схема задержки импульса.* Момент включения буфера 2 определяется достижением уровня лог. 1 на выходе интегрирующей цепи, а момент выключения – спадом напряжения на выходе RC-цепи до уровня лог. 0. Достоинство схемы – простота, недостаток – величина задержки ($t_{\text{зАд}} \approx 0,7RC$) нестабильна.

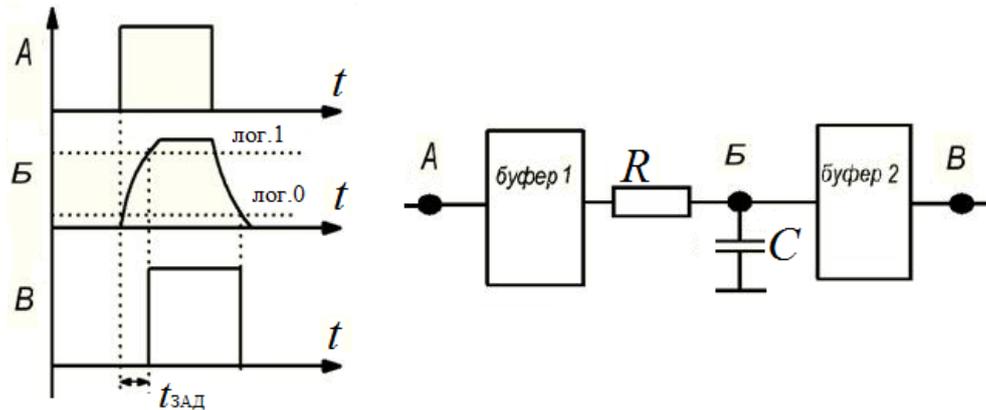


Рис. 1.15. Простейшая схема задержки импульса

2. *Схема выделения переднего фронта импульса.* Момент включения буфера 2 определяется моментом достижения уровня лог. 1 на выходе дифференцирующей цепи (соответствует переднему фронту), а момент выключения – спадом напряжения на выходе RC-цепи до уровня лог. 0. Длительность формируемого импульса $t_{\text{И}} \approx 0,7RC$.

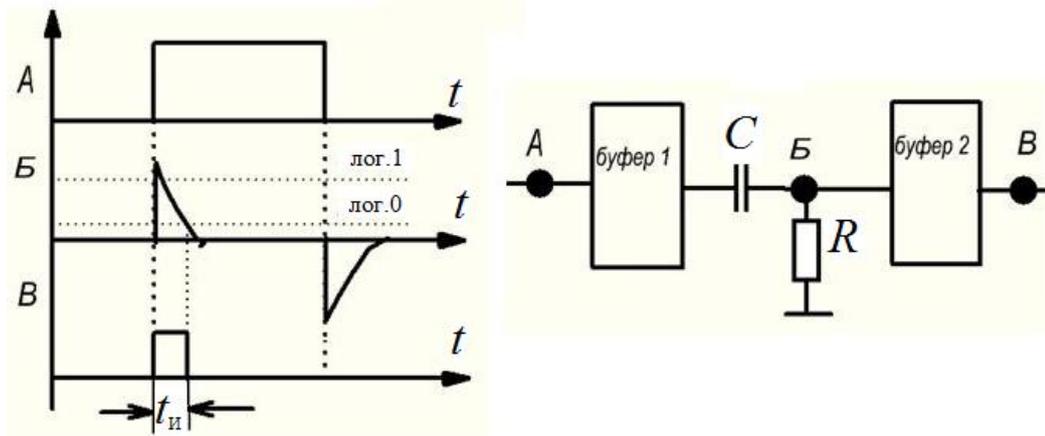


Рис. 1.16. Простейшая схема выделения переднего фронта импульса

1.6.4. Генераторы линейно возрастающего напряжения

Поскольку ток в конденсаторе C пропорционален скорости изменения напряжения, то в процессе заряда конденсатора ток, текущий через него, уменьшается. Поэтому линейно возрастающим является лишь начальный участок изменения выходного напряжения на конденсаторе.

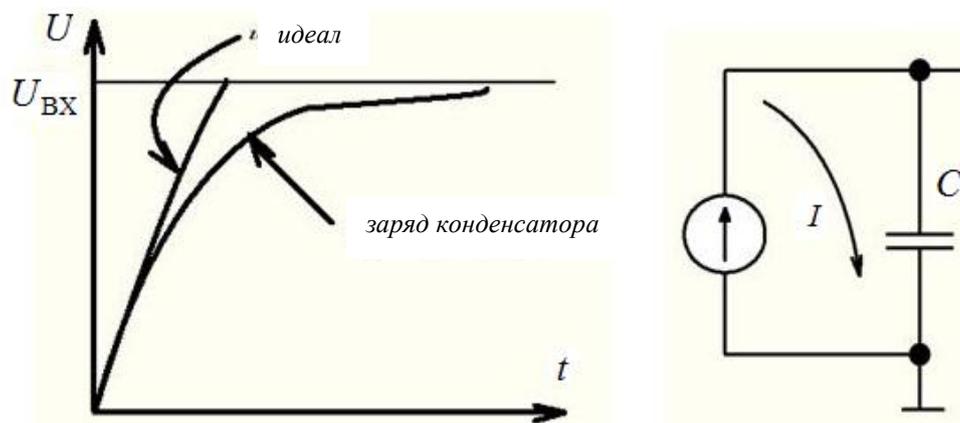


Рис. 1.17. Принцип формирования линейно возрастающего напряжения

Скомпенсировать уменьшение тока можно за счет подключения к конденсатору источника тока. Такой принцип можно использовать для построения генератора линейно меняющегося напряжения.

1.6.5. Индуктивности и трансформаторы

В отличие от конденсатора, для индуктивности L справедливо выражение $U = L \frac{dI}{dt}$, т.е. напряжение на ней пропорционально скорости изменения тока.

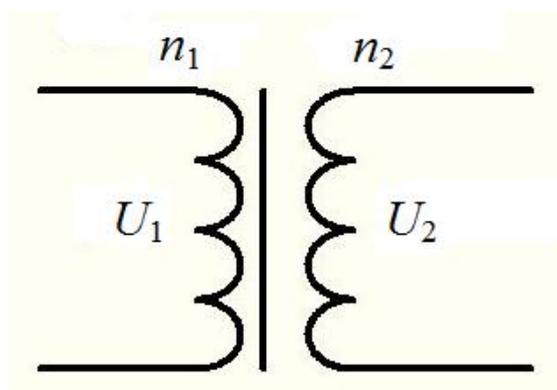


Рис. 1.18. Первичная и вторичная обмотки трансформатора

Трансформатор – устройство, состоящее из двух связанных катушек индуктивности (называемых первичной и вторичной обмотками). Характеризуется коэффициентом трансформации $K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1}$, где U_2 , U_1 – напряжения, I_2 ,

I_1 – токи, n_2 , n_1 – число витков во вторичной и первичной обмотках соответственно. При $K < 1$ трансформатор является понижающим, при $K > 1$ – повышающим. Мощность при этом сохраняется неизменной. Трансформатор обладает весьма высоким коэффициентом полезного действия (КПД).

Трансформаторы применяют:

- в схемах электропитания для преобразования напряжения переменного тока сети к нужному, обычно более низкому, значению, которое можно использовать в схеме;

- для «изоляции» электронной схемы от непосредственного контакта с силовой сетью;

- в электронных схемах для преобразования переменных напряжений, чаще всего – к более высокому уровню;

- для гальванической развязки отдельных участков электронной схемы (трансформаторная связь).

Контрольные вопросы к лекции

1. В чем заключается основное отличие аналоговых схем от цифровых?
2. Каким образом определяется эквивалентное сопротивление делителя напряжения?
3. Что характеризует динамическое сопротивление?
4. В чем состоит принцип работы простейшего стабилизатора на стабилитроне?
5. В чем состоит принцип работы усилителя на туннельном диоде?
6. Каким образом определяется АЧХ схемы?
7. Какими свойствами обладают RC-цепи?
8. Какой принцип лежит в основе работы генератора линейно возрастающего напряжения?
9. Для каких целей используют трансформаторы?

ЛЕКЦИЯ 2

2.1. Частотный анализ реактивных схем

2.1.1. Емкостная схема

Конденсатор подключен к источнику напряжения $U(t)$:

$$I(t) = C \frac{dU}{dt}, \quad (1)$$

$$U(t) = U_0 \sin \omega t, \quad (2)$$

где $\omega = 2\pi f$ – угловая частота ($f = \frac{1}{T}$ – частота, где T – период колебаний).

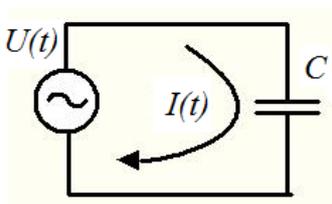


Рис. 2.1. К частотному анализу емкостной схемы

Из формул (1) и (2) следует:

$$I(t) = C\omega U_0 \cos \omega t = I_0 \cos \omega t,$$

где $I_0 = C\omega U_0 = \frac{U_0}{1/\omega C} = \frac{U_0}{R_C}$.

Таким образом, ток опережает напряжение на 90° , а $R_C = \frac{1}{\omega C}$ – величина сопротивления емкости.

2.1.2. Индуктивная схема

Индуктивность подключена к источнику тока $I(t)$: $I(t) = I_0 \sin \omega t$, $U(t) = L \frac{dI(t)}{dt}$. Следовательно, $U(t) = \omega L I_0 \cos \omega t = U_0 \cos \omega t$, где $U_0 = \omega L I_0 = I_0 R_L$.

Таким образом, напряжение опережает ток на 90° , а $R_L = \omega L$ – величина сопротивления индуктивности.

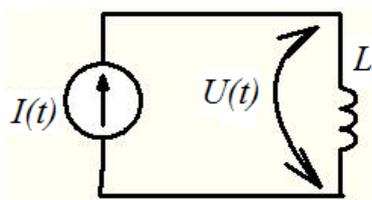


Рис. 2.2. К частотному анализу индуктивной схемы

2.1.3. Мощность в реактивных схемах

Для рассматриваемого случая средняя мощность за период равна $P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) \cdot I(t) dt$, где $U(t) = U_0 \sin \omega t$; $I(t) = I_0 \cos \omega t$. Из нижеприведенных графиков следует, что на участках *A* и *C* потребляемая мощность имеет положительный знак, а на участках *B* и *D* – отрицательный. Таким образом, средняя мощность за период равна 0.

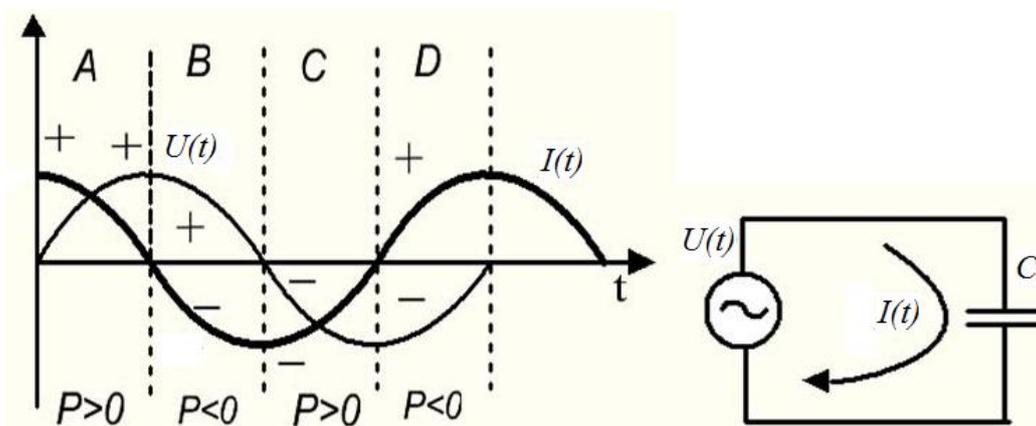


Рис. 2.3. К оценке средней мощности в реактивной схеме

На практике схемы могут содержать как реактивные, так и резистивные компоненты и характеризуются коэффициентом мощности $0 \leq K \leq 1$. При $K = 0$ схема является чисто реактивной, при $K = 1$ – чисто резистивной.

2.1.4. Обобщенный закон Ома

Используя понятие полного сопротивления (импеданса), а также комплексного представления тока и напряжения, обобщенный закон Ома записывают в следующем виде: $\hat{I} = \frac{\hat{U}}{Z}$, где \hat{I}, \hat{U} – комплексные амплитуды тока и напряжения, Z – полное сопротивление, содержащее резистивную (действительную часть комплексного числа) и реактивную (мнимую часть комплексного числа) составляющие. Для RL -цепи $Z = R + j\omega L$, для RC -цепи $Z = R - \frac{j}{\omega C}$.

Модуль полного сопротивления $|Z|$ может быть представлен на векторной диаграмме, где $\varphi = \arctg(-\frac{1}{\omega RC})$. Переход от комплексных значений к модулям амплитуд производят по формулам $I = \sqrt{\hat{I} \cdot \hat{I}^*}$, $U = \sqrt{\hat{U} \cdot \hat{U}^*}$, где \hat{U}, \hat{U}^* – комплексно-сопряженные (имеющие противоположный знак мнимой части) значения тока и напряжения.

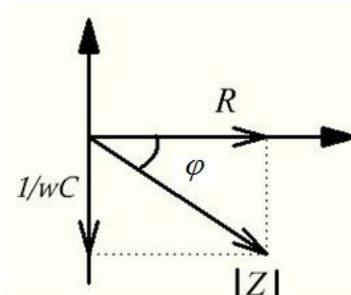


Рис. 2.4. Векторная диаграмма для полного сопротивления

2.1.5. Примеры использования обобщенного закона Ома

Фильтр высоких частот (ФВЧ)

Так как для RC-фильтра высоких частот $\hat{I} = \frac{\hat{U}_{\text{ВХ}}}{Z} = \frac{\hat{U}_{\text{ВХ}}}{R - \frac{j}{\omega C}}$, то

$$\hat{U}_{\text{ВЫХ}} = \hat{I} \cdot R = \frac{\hat{U}_{\text{ВХ}}}{R - \frac{j}{\omega C}} \cdot R. \quad \text{Переходя к модулям амплитуд, получим}$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\hat{U}_{\text{ВЫХ}} \cdot \hat{U}_{\text{ВЫХ}}^*} = \sqrt{\frac{\hat{U}_{\text{ВХ}}^* \cdot \hat{U}_{\text{ВХ}} \cdot R^2}{\left(R + \frac{j}{\omega C}\right) \cdot \left(R - \frac{j}{\omega C}\right)}} = \frac{R \cdot U_{\text{ВХ}}}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(\omega C)^2}}}. \quad \text{Таким образом,}$$

$$\text{коэффициент передачи ФВЧ: } K(\omega) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\omega RC}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}.$$

Построим АЧХ ФВЧ. При $\omega = 0$ $K(\omega) = 0$, а при $\omega \rightarrow \infty$ $K(\omega) \rightarrow 1$. При $\omega_H = \frac{1}{RC}$ и, соответственно, $f_H = \frac{1}{2\pi RC}$ имеем $K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,7$.

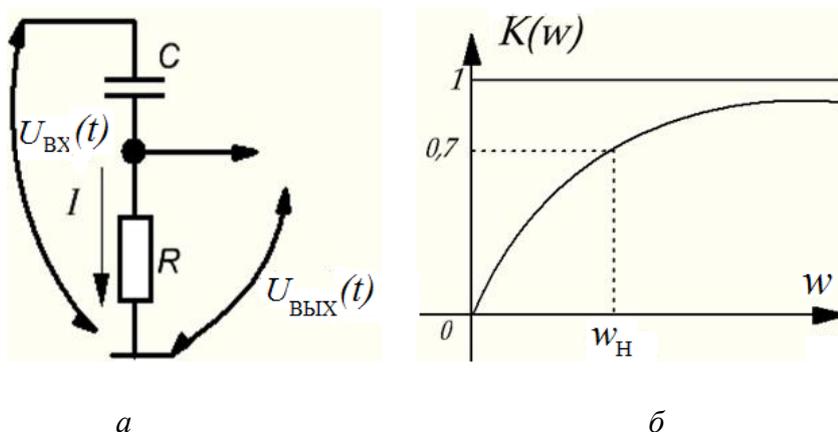


Рис. 2.5. Схема RC-фильтра высоких частот (а) и его АЧХ (б)

Фильтр низких частот (ФНЧ)

Так как для RC -фильтра низких частот $\hat{U}_{\text{ВЫХ}} = \hat{I} \cdot \left(-\frac{j}{\omega C}\right) = \frac{\hat{U}_{\text{ВЫХ}}}{R - \frac{j}{\omega C}} \cdot \left(-\frac{j}{\omega C}\right)$, то

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\hat{U}_{\text{ВЫХ}} \cdot \hat{U}_{\text{ВЫХ}}^*} = \sqrt{\frac{\hat{U}_{\text{ВХ}} \cdot \hat{U}_{\text{ВХ}}^*}{\left(R + \frac{j}{\omega C}\right)\left(R - \frac{j}{\omega C}\right)} \cdot \left[\left(\frac{j}{\omega C}\right)\left(-\frac{j}{\omega C}\right)\right]} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}. \text{ Таким обра-}$$

зом, коэффициент передачи ФНЧ $K(\omega) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$.

Построим АЧХ ФНЧ. При $\omega = 0$ $K(\omega) = 1$, а при $\omega \rightarrow \infty$ $K(\omega) \rightarrow 0$. При $\omega_B = \frac{1}{RC}$ и, соответственно, $f_B = \frac{1}{2\pi RC}$ имеем $K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,7$.

Аналогичным образом можно получить коэффициенты передачи фильтров, рассматривая $\mathcal{K}(\omega) = \frac{Z_{\text{ВЫХ}}}{Z_{\text{ВХ}}}$ и переходя к $K(\omega) = \sqrt{\mathcal{K}(\omega) \cdot \mathcal{K}^*(\omega)}$.

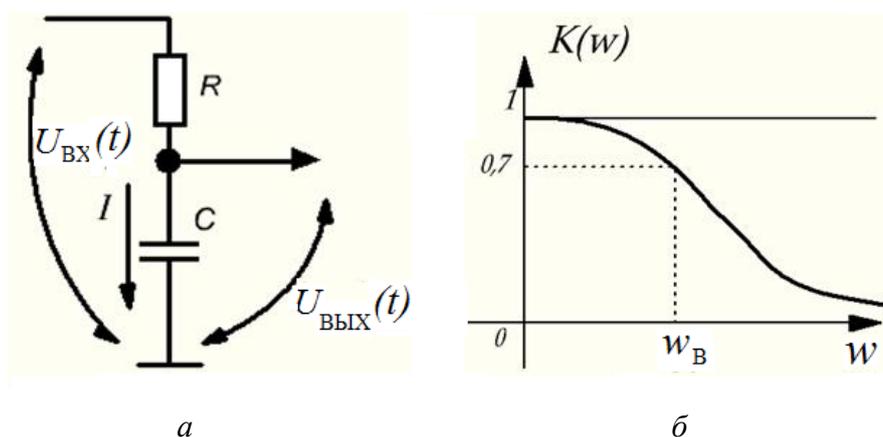


Рис. 2.6. Схема RC -фильтра низких частот (а) и его АЧХ (б)

2.2. Диоды и диодные схемы

Диод является пассивным нелинейным элементом. Представляет собой p - n -переход, обладающий односторонней проводимостью. Характеризуется прямым током, обусловленным рекомбинацией основных носителей на границе p - n -перехода, и обратным током, обусловленным неосновными носителями. Напряжение, достаточное для открывания диода, составляет 0,6–0,7 В. Нелинейность зависимости тока и напряжения не позволяет использовать закон Ома для диодов. Пример ВАХ полупроводникового диода представлен ниже.

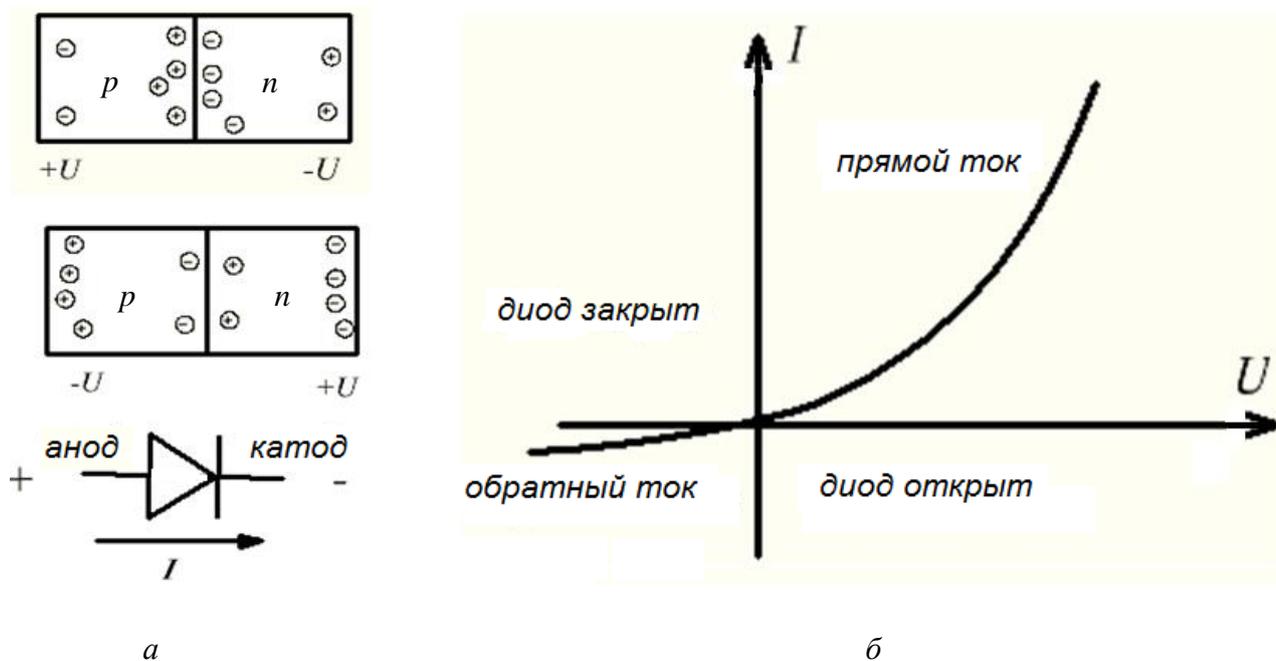


Рис. 2.7. Полупроводниковый диод (а) и его ВАХ (б)

2.2.1. Выпрямление

Выпрямитель преобразует переменный ток в постоянный. Существует несколько схем для выпрямления.

Однополупериодная схема

В однополупериодной схеме используется один полупроводниковый диод, который пропускает только одну полуволну переменного напряжения. Для сглаживания пульсаций используют RC -фильтр с $\tau = RC \gg T$. Недостатком этой схемы является низкий КПД.

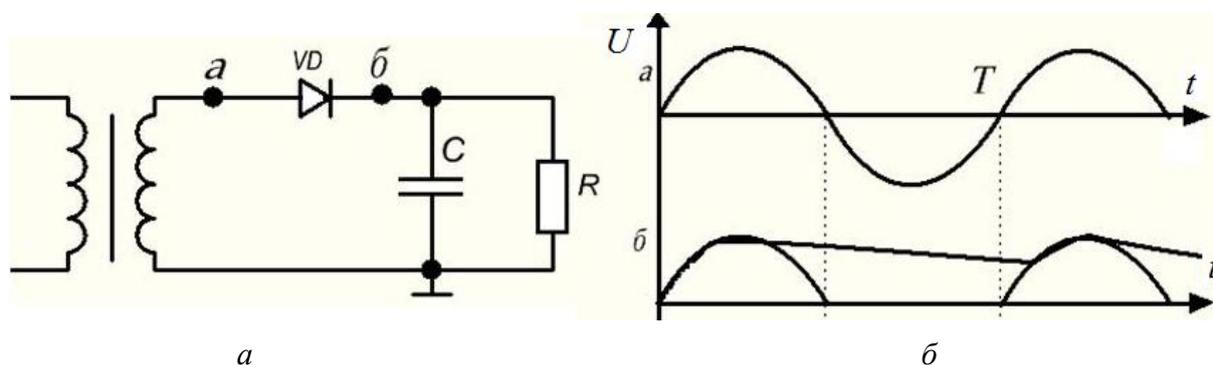


Рис. 2.8. Однополупериодная схема выпрямителя (а) и временные диаграммы ее работы (б)

Мостовая двухполупериодная схема

Данная схема имеет повышенный КПД, так как используются обе полу-волны входного напряжения.

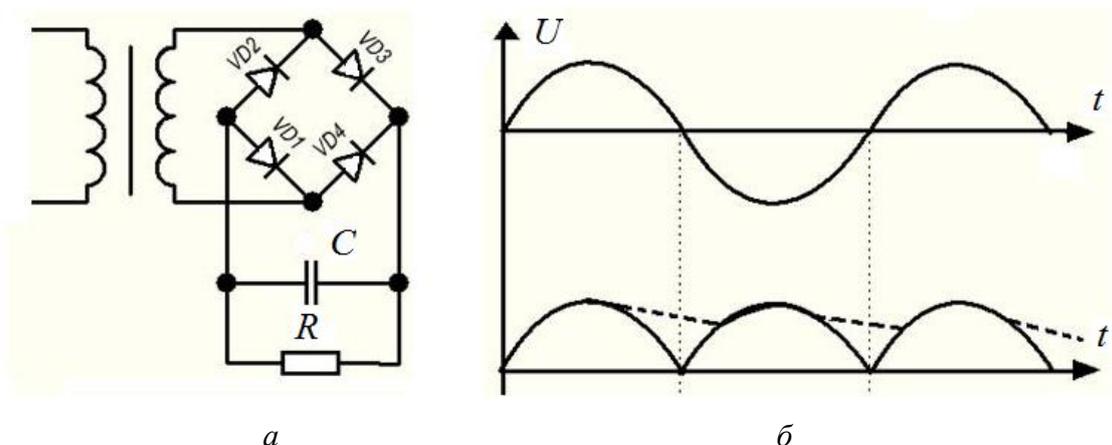


Рис. 2.9. Двухполупериодная схема выпрямителя (а) и временные диаграммы ее работы (б)

Схема для получения двухполярного питания

В данной схеме используется емкостный делитель напряжения.

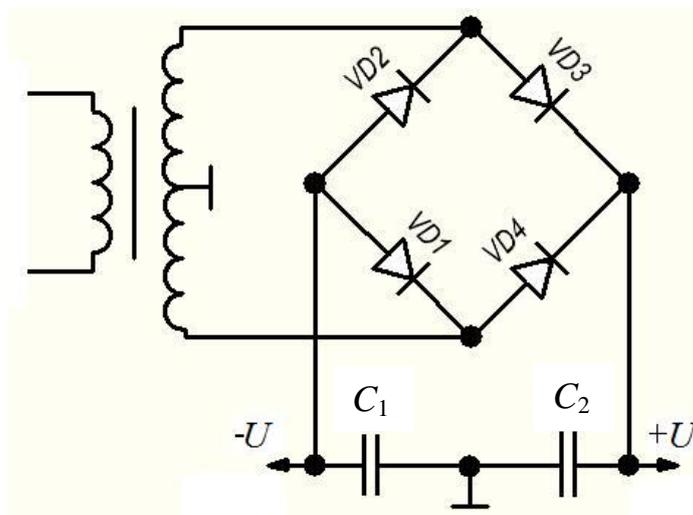


Рис. 2.10. Схема выпрямителя с двухполярным выходным напряжением

2.2.2. Умножители напряжения

Умножитель напряжения формирует на выходе постоянное напряжение из переменного входного напряжения. Его работа основана на заряде и разряде конденсаторов через диоды. Существует ряд схем умножения. Рассмотрим принцип работы некоторых из них.

Схема удвоения напряжения

Сущность работы схемы заключается в следующем. Во время положительной полуволны напряжения U_2 через открывающийся в это время диод $VD1$ конденсатор C_1 заряжается током i_1 до величины $U_{C1} = U_2$. Во время отрицательной полуволны напряжения U_2 конденсатор C_1 разряжается через открывающийся в это время диод $VD2$, а конденсатор C_2 заряжается током i_2 до величины $U_{C2} = U_{\text{ВЫХ}} = U_2 + U_{C1} = 2U_2$. При этом необходимо, чтобы для постоянной времени разряда конденсаторов, зависящей от их емкости и от R_H , выполнялось условие $\tau \gg T$.

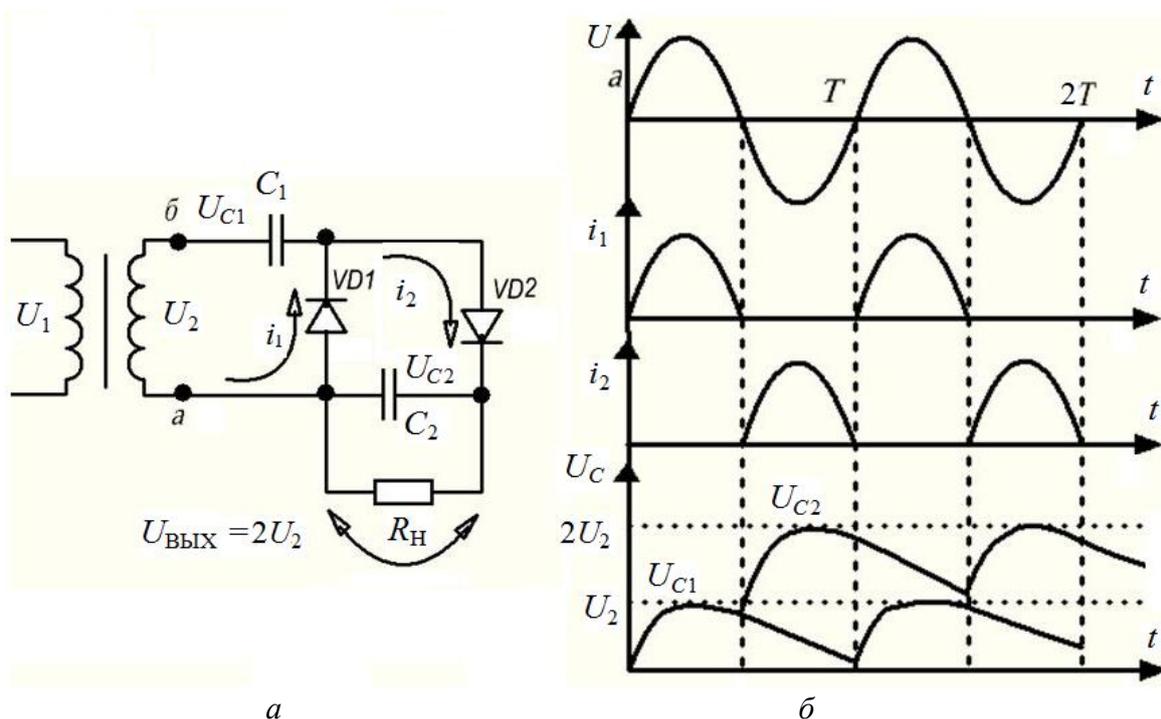


Рис. 2.11. Схема умножителя напряжения (а) и временные диаграммы ее работы (б)

Схема умножения до 4 раз

Разновидности предыдущей схемы позволяют увеличивать напряжение в 3, 4 и более раз. В реальных схемах коэффициент умножения напряжения ниже, чем в рассмотренном выше идеальном случае.

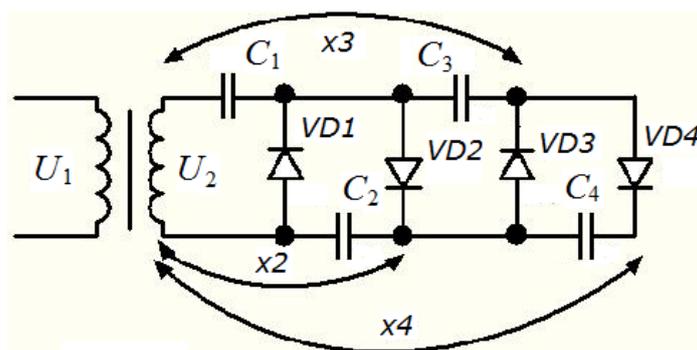


Рис. 2.12. Схема умножителя напряжения до 4 раз

2.2.3. Получение однополярных импульсов

Для выделения переднего и заднего фронтов импульсных сигналов можно использовать дифференцирующую цепь (диаграммы 1 и 2 на рис. 2.13, б). Для такой цепи $\tau = RC \ll t_{\text{имп}}$. Диод пропускает импульсы положительной полярности (диаграмма 3).

На выходе буферного логического элемента формируется короткий импульс, соответствующий переднему фронту (диаграмма 4).

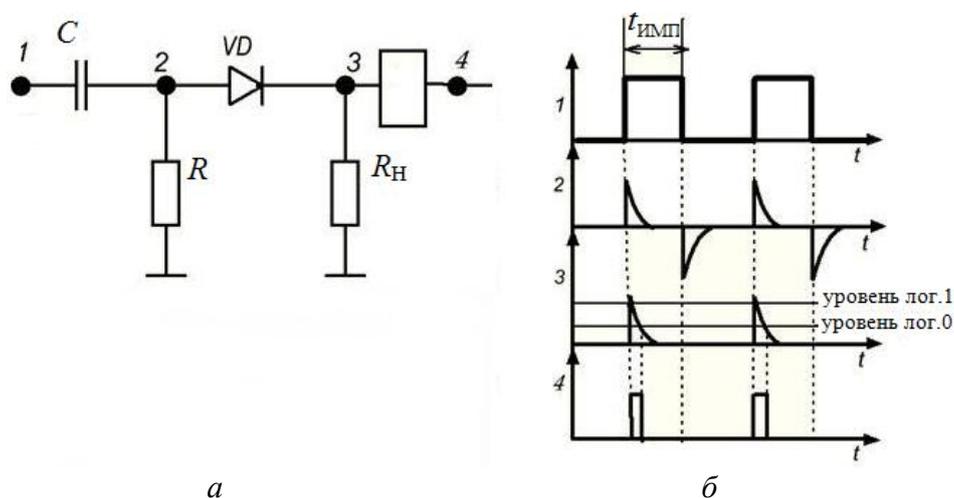


Рис. 2.13. Схема для получения однополярных импульсов (а) и временные диаграммы ее работы (б)

2.2.4. Диодные вентили

Диоды $VD1$, $VD2$ в нижеприведенной схеме позволяют автоматически подключать электронные часы к питанию от батареи при пропадании напряжения от сетевого источника питания.

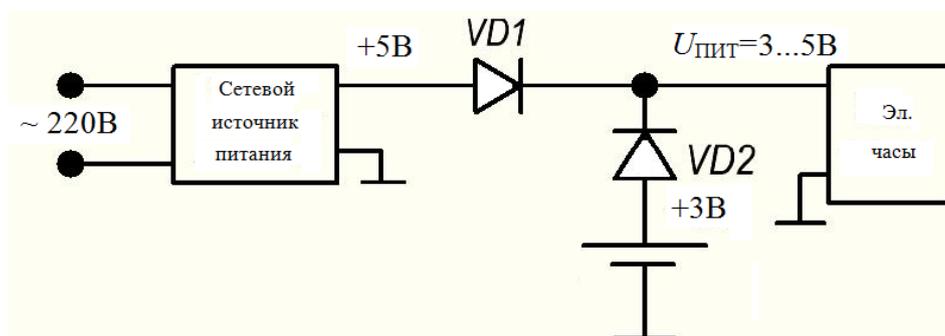


Рис. 2.14. Пример использования диодов для подключения резервного питания

Необходимое условие работы диодных вентилей в схеме: напряжение сетевого источника питания должно быть немного больше (по крайней мере на 0,6 В), чем напряжение батареи. При наличии 5 В от сетевого источника питания это напряжение через открытый диод $VD1$ подается на часы. При этом диод $VD2$ закрыт. При пропадании 5 В диод $VD2$ открывается и на часы поступает питание от батареи +3 В.

2.2.5. Диодные ограничители

Ниже показаны примеры ограничителей сверху и снизу и временные диаграммы, поясняющие их работу.

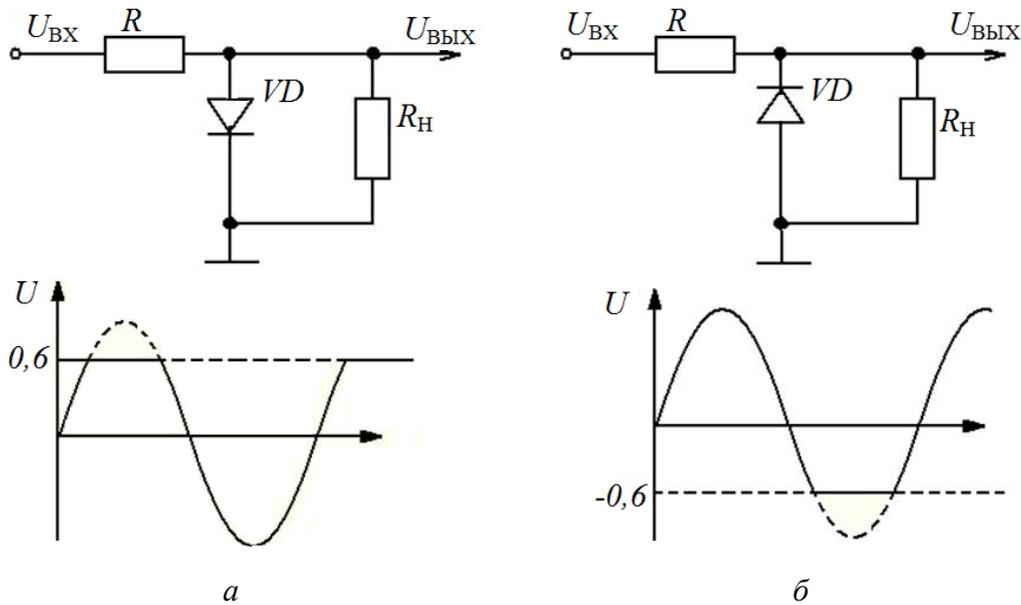


Рис. 2.15. Схемы и временные диаграммы работы диодных ограничителей: *а* – сверху; *б* – снизу

В данных схемах R_H – сопротивление нагрузки; R – сопротивление, ограничивающее ток через диод, R_H и R образуют делитель напряжения. Поэтому $U_{ВЫХ} < U_{ВХ}$. Работа диодного ограничителя основана на шунтировании нагрузки открывающимся p - n -переходом диода при превышении уровня напряжения на его аноде по отношению к катоду приблизительно на 0,6–0,7 В. Чтобы задать уровень ограничения, на диод надо подать опорное напряжение U_0 . В данном примере $U_0 = 0$.

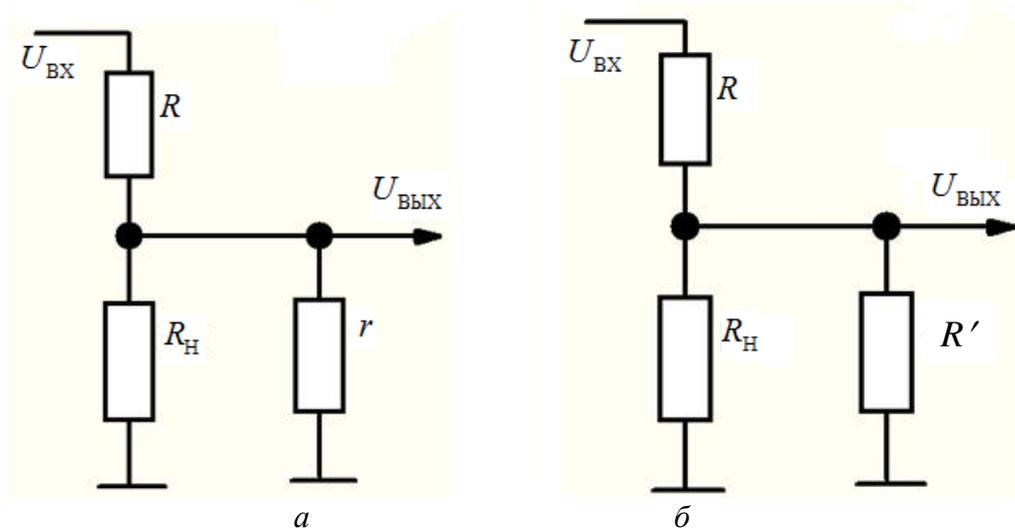


Рис. 2.16. Эквивалентная схема ограничителя:

а – при наличии ограничения; *б* – при отсутствии ограничения:

r – прямое сопротивление диода $r \ll R_H$, $U_{ВЫХ} \approx U_r = 0,6$ В,

R' – обратное сопротивление диода $R' \gg R_H$, $U_{ВЫХ} \approx U_{ВХ}$ при $R_H \gg R$

Ниже показаны примеры ограничителя сверху с регулируемым уровнем опорного напряжения (рис. 2.17) и двухсторонних ограничителей (рис. 2.18, 2.19).

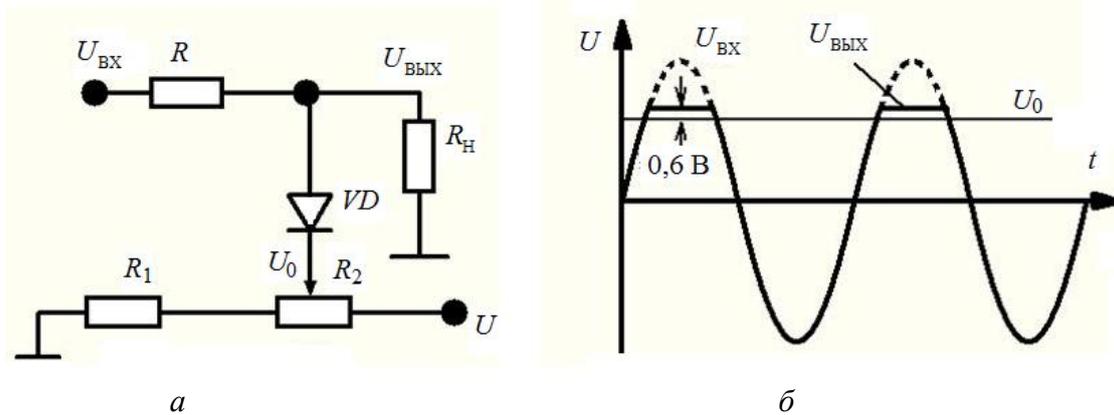


Рис. 2.17. Схема (а) и временная диаграмма работы (б) диодного ограничителя сверху с регулируемым уровнем ограничения

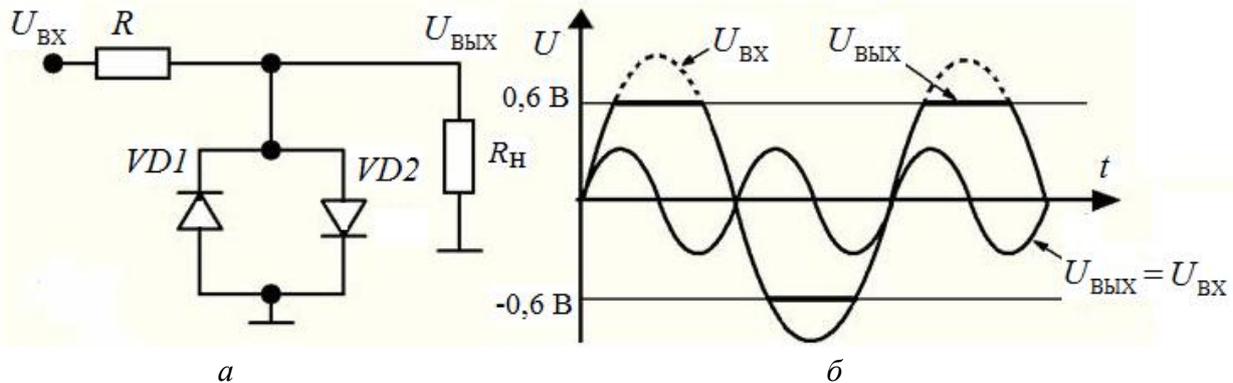


Рис. 2.18. Схема (а) и временная диаграмма работы (б) двухстороннего ограничителя

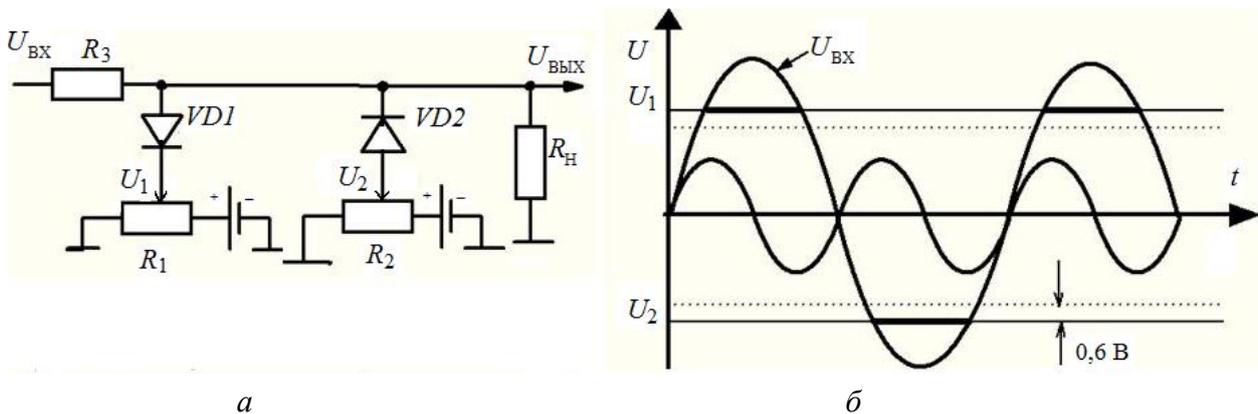


Рис. 2.19. Схема (а) и временная диаграмма работы (б) двухстороннего диодного ограничителя с регулируемыми уровнями ограничения

Потенциометры R_1 и R_2 , задающие опорные уровни напряжения U_1 и U_2 , должны иметь небольшое сопротивление, чтобы не препятствовать прохождению тока через диоды при их открывании. Общее условие – $R_H \gg R_1 + r$ и, соответственно, $R_H \gg R_2 + r$, где r – сопротивление открытого диода.

Вариантом одностороннего диодного ограничителя является схема, работа которой основана на свойстве односторонней проводимости диода пропус-

катель сигнал выше или ниже опорного уровня, подаваемого на катод или анод диода в зависимости от вида ограничителя.

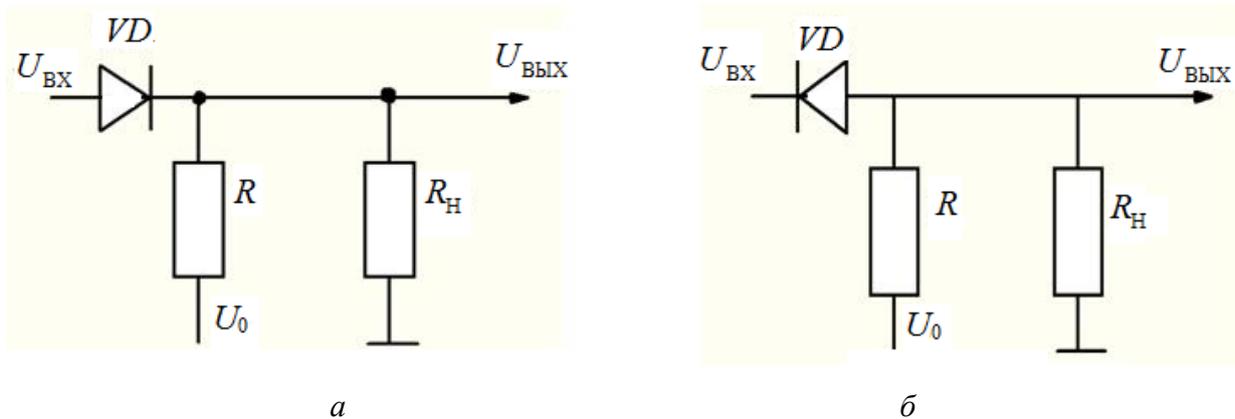


Рис. 2.20. Варианты схем односторонних ограничителей:
а – снизу; б – сверху

2.2.6. Фиксация уровня напряжения

При прохождении через емкость сигнал теряет постоянную составляющую. Постоянная составляющая – это среднее значение, которое при прохождении сигнала через емкостную цепь становится равным нулю: $U_{\text{ВЫХ}} = U_R = U_{\text{ВХ}} - U_C$. Процесс потери постоянной составляющей $U_{\text{СР}}$ и уровня фиксации $U = 0$ при прохождении сигнала через емкость показан на рис. 2.21.

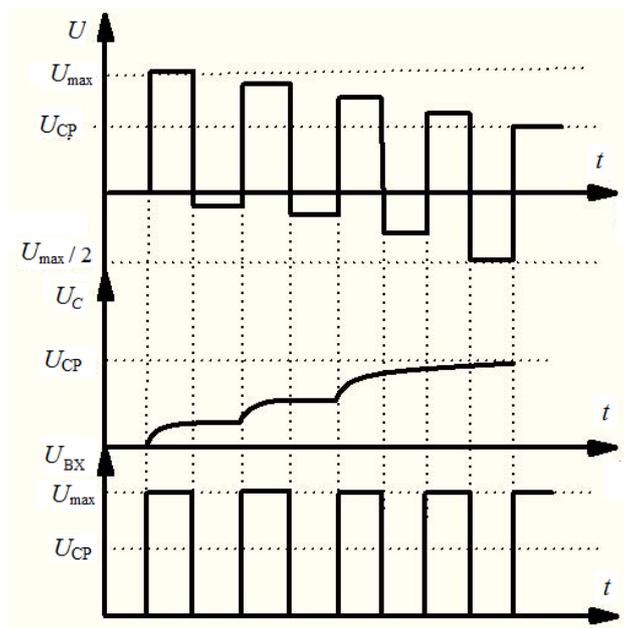


Рис. 2.21. Иллюстрация процесса потери постоянной составляющей при прохождении сигнала через емкость

Для восстановления опорного уровня напряжения (фиксации) может быть использован диод, на который подано некоторое опорное напряжение U_0 . В данном случае $U_0 = 0$ подано на анод диода и для всех отрицательных значений сигнала $U_{\text{ВЫХ}} = 0$ (а точнее 0,6 В).

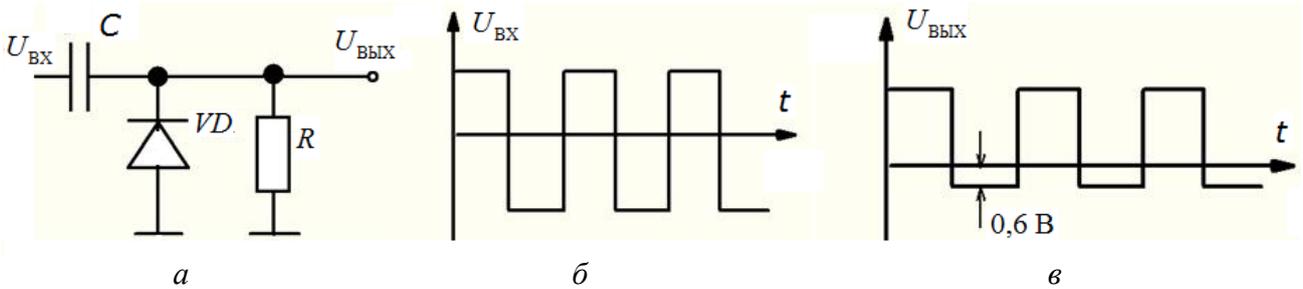


Рис. 2.22. Схема восстановления постоянной составляющей с использованием диода (а) и временные диаграммы, поясняющие ее работу (б, в)

2.2.7. Диодная защита

При размыкании контакта в цепи возможен бросок напряжения, так как $U = L \frac{dI}{dt}$. Диод можно использовать в качестве демпфирующего элемента для цепи постоянного тока.

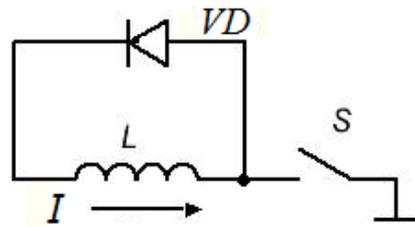


Рис. 2.23. Схема защиты от бросков напряжения с использованием диода

2.2.8. Амплитудные селекторы (АС)

1. АС максимальной амплитуды разрешает прохождение сигнала с напряжением U выше заданного уровня E_1 .

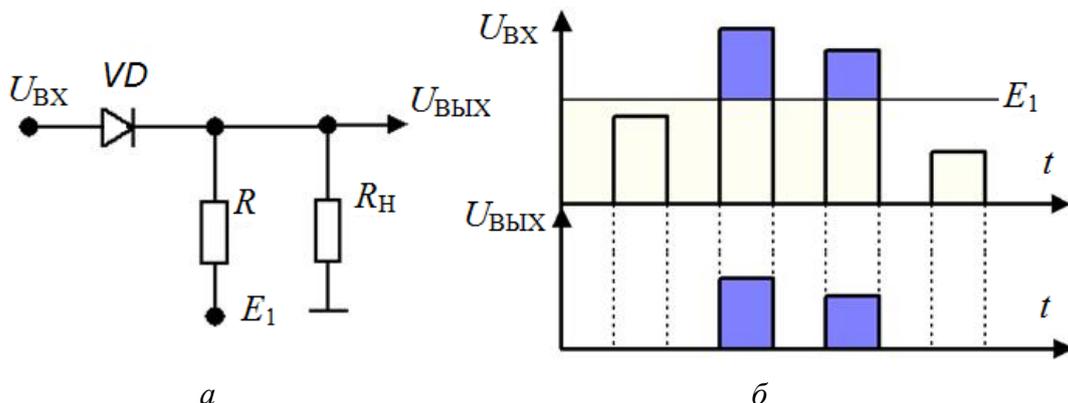


Рис. 2.24. Схема АС максимальной амплитуды (а) и временные диаграммы ее работы (б)

2. АС минимальной амплитуды разрешает прохождение сигнала с напряжением U ниже заданного уровня E_1 . В схеме использован АС ($U > E_1$) – селектор максимальной амплитуды, выходной сигнал которого запрещает прохождение входного сигнала через схему запрета (аналоговый ключ).

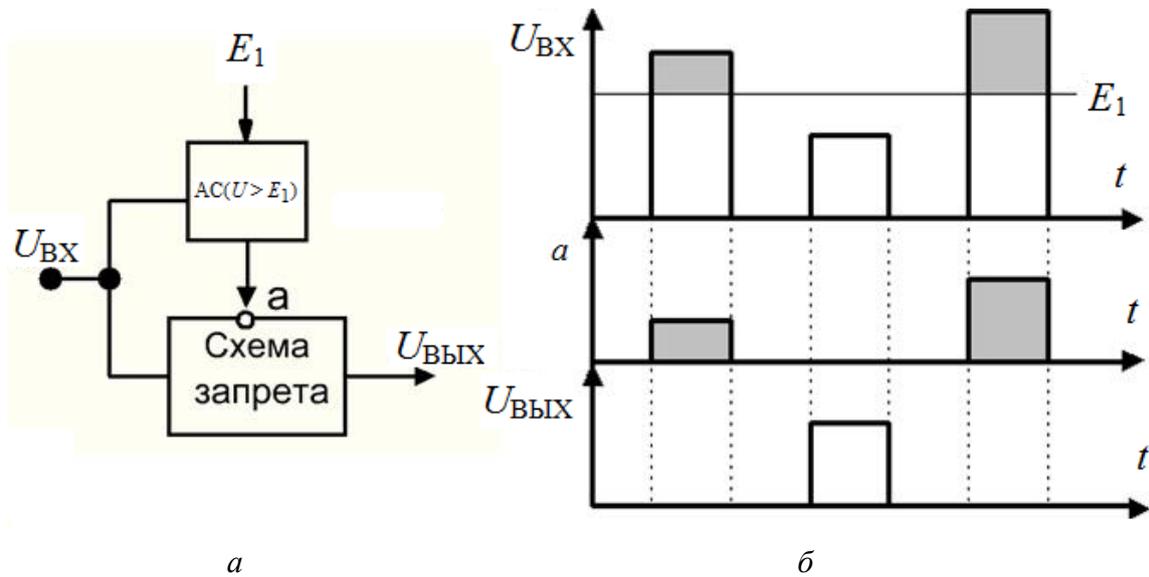


Рис. 2.25. Схема АС минимальной амплитуды (а) и временные диаграммы ее работы (б)

3. АС заданного диапазона амплитуд $[E_1, E_2]$ разрешает прохождение сигнала с напряжением U при $E_1 < U < E_2$. В схеме использованы АС ($U > E_1$) и АС ($U > E_2$) – селекторы максимальной амплитуды. Выходной сигнал селектора АС ($U > E_2$) запрещает прохождение через схему запрета сигнала, сформированного селектором АС ($U > E_1$).

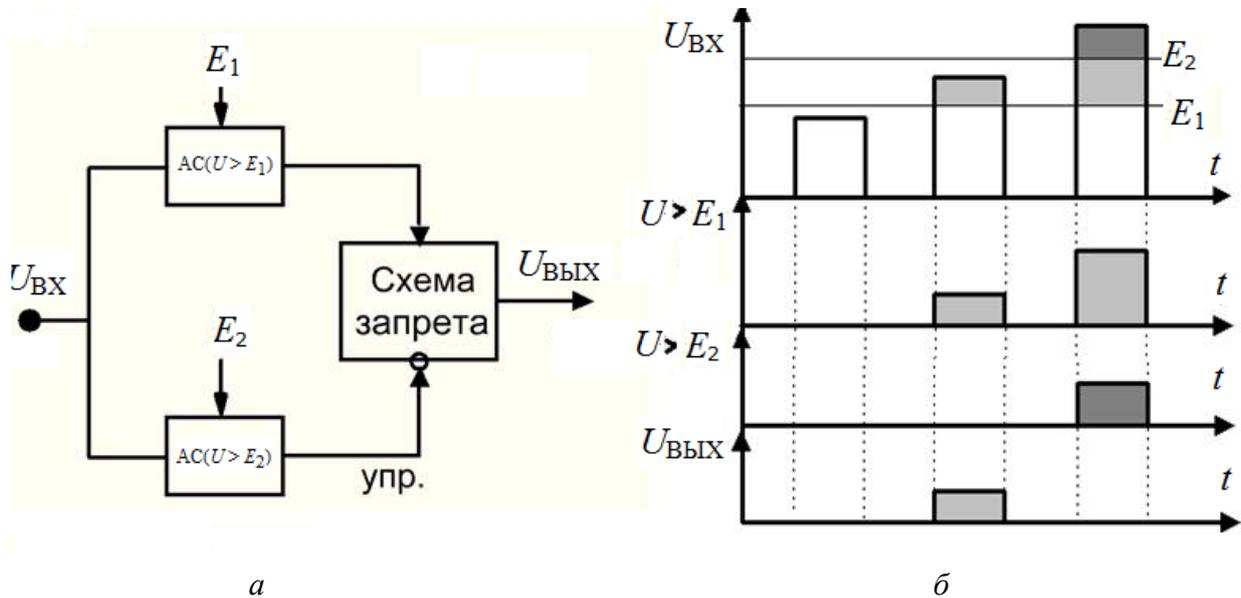


Рис. 2.26. Схема АС заданного диапазона амплитуд (а) и временные диаграммы ее работы (б)

2.2.9. Задание тока через диод

В общем случае постоянный ток через диод можно задать источником тока. Наиболее просто это можно сделать при помощи резистора R , так как если $U_{\text{ВХ}} \gg U_{\text{ВЫХ}}$, то $i = \frac{U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}}{R} \approx \frac{U_{\text{ВХ}}}{R}$. Выходное напряжение определяется в соответствии с вольт-амперной характеристикой диода.

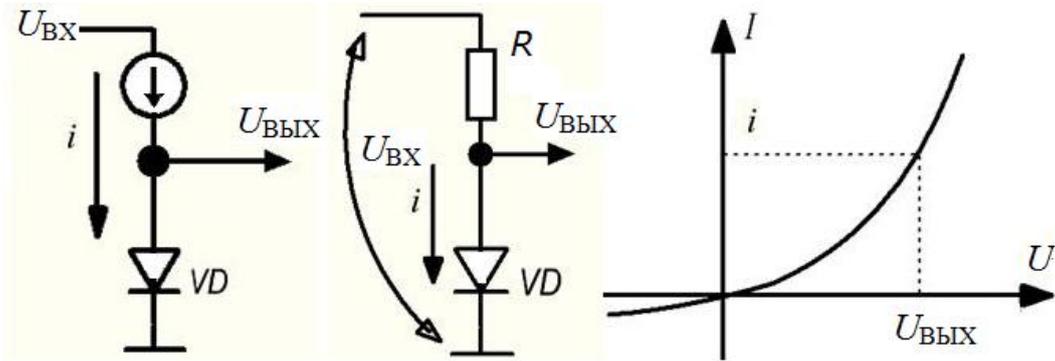


Рис. 2.27. Иллюстрация задания тока через диод

2.2.10. Вольт-амперные характеристики некоторых полупроводниковых приборов

1. *Динистор* – это прибор, который пропускает ток (включается) при достижении некоторого напряжения включения $U_{\text{вкл}}$ и выключается при уменьшении напряжения до так называемого напряжения останова – $U_{\text{ост}}$.

2. *Тиристор* – это динистор, у которого напряжение включения зависит от управляющего напряжения. При увеличении управляющего напряжения напряжение включения уменьшается.

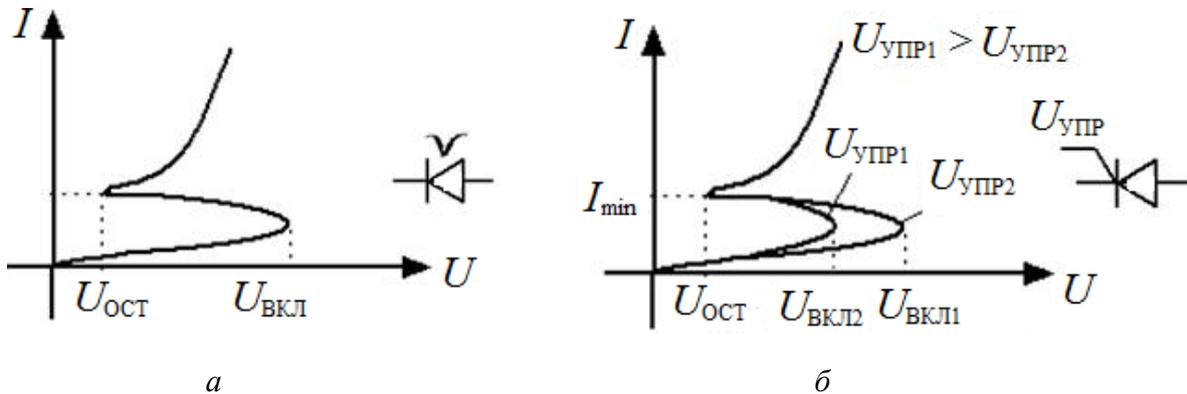


Рис. 2.28. Вольт-амперные характеристики:
а – динистора; б – тиристора

3. *Варикап* – это полупроводниковый диод, предназначенный для работы в качестве конденсатора, емкость которого управляется напряжением $C = f(U_{\text{обр}})$. На варикап подают обратное напряжение, и его барьерная емкость уменьшается до значения C_{min} .

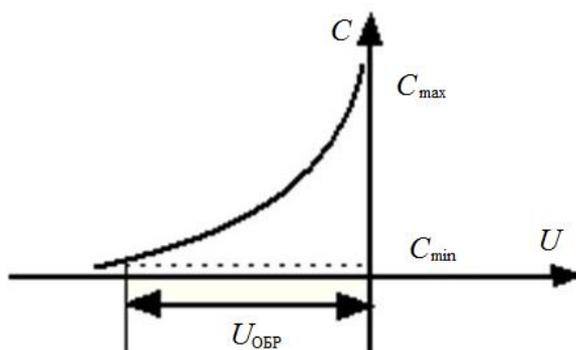


Рис. 2.29. Зависимость емкости от величины обратного напряжения для варикапа

4. *Терморезистор* – полупроводниковый прибор, у которого сопротивление зависит от температуры и протекающего тока: $R = f(I, T)$.

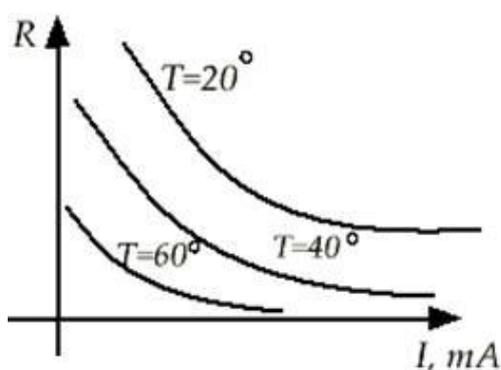


Рис. 2.30. Зависимость сопротивления терморезистора от тока и температуры

5. *Варистор* – полупроводниковый прибор, имеющий симметричные участки ВАХ, характеризующиеся резким увеличением тока при достижении порогового напряжения $U_{\text{ПОР}}$. Используется для защиты от перегрузки схемы, является шунтом для нагрузки и поэтому подключается параллельно ей.

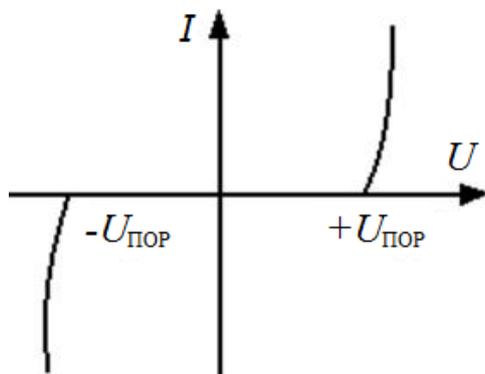


Рис. 2.31. Вольт-амперная характеристика варистора

Контрольные вопросы к лекции

1. Каковы фазовые сдвиги между током и напряжением в реактивных схемах?
2. Что характеризует коэффициент мощности в реактивных схемах?
3. В чем заключается и как применяется обобщенный закон Ома?
4. На чем основано выпрямление сигнала?
5. На чем основано умножение напряжения?
6. В чем состоит принцип работы диодного ограничителя?
7. В чем состоит принцип работы амплитудного селектора?

ЛЕКЦИЯ 3

3.1. Транзисторы

Транзистор – активный элемент, который обеспечивает усиление входного сигнала по мощности. Транзистор имеет три вывода: коллектор (К), эмиттер (Э), базу (Б). Структура содержит два $p-n$ -перехода: коллекторный и эмиттерный. Различают транзисторы типа $n-p-n$ и $p-n-p$.

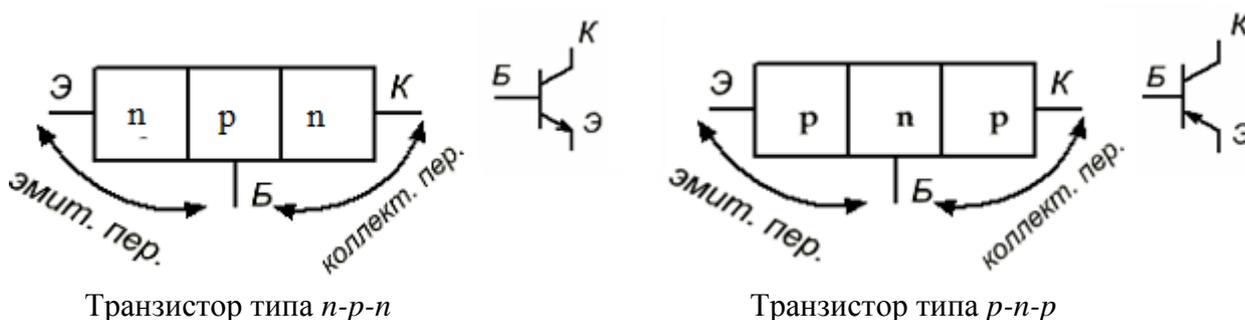


Рис. 3.1. Структуры и условные обозначения биполярных транзисторов

Различают три режима работы транзистора:

1. *Режим насыщения.* В этом режиме коллекторный и эмиттерный переходы открыты (смещены в прямом направлении), поэтому через транзистор течет максимальный неуправляемый ток.

2. *Режим отсечки.* В этом режиме оба перехода закрыты (смещены в обратном направлении), при этом ток практически не течет, за исключением обратного неуправляемого тока коллектора $I_{К0}$, который обусловлен неосновными носителями заряда.

3. *Активный (усилительный) режим.* В этом режиме эмиттерный переход открыт, а коллекторный – закрыт. Через транзистор течет управляемый ток. Управление током осуществляется напряжением базы U_B .

Простейшая модель транзистора

В простейшей модели транзистор представляется токовым узлом, в котором выполняется закон Кирхгофа: $I_{\text{Э}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{К}}$. При этом $I_{\text{К}} = f(I_{\text{Б}})$, а именно: $I_{\text{К}} = \beta I_{\text{Б}}$, где β – коэффициент усиления по току (соответствует параметру $h_{21\text{Э}}$). Коэффициент усиления β зависит от типа транзистора и обычно лежит в диапазоне 10–300. Для простоты оценки работы схемы часто принимается среднее значение в этом диапазоне – $\beta = 100$. Чем больше коэффициент β , тем меньше ток базы $I_{\text{Б}}$, и, следовательно, для больших β выполняется условие $I_{\text{К}} \approx I_{\text{Э}}$. Необходимо при этом иметь в виду, что с ростом β растет уровень собственных шумов транзистора.

Таким образом, основное свойство транзистора (усиление) простейшая модель объясняет тем, что малый ток базы управляет большим током коллектора, который, в свою очередь, берется от внешнего источника питания.

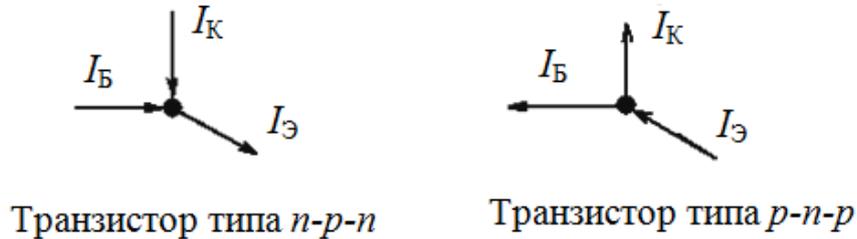


Рис. 3.2. Представление биполярного транзистора в виде токового узла

Для обеспечения активного режима *n-p-n*-транзистора, если на его эмиттер подано отрицательное напряжение, на базу надо подать положительный потенциал, а на коллектор – еще более положительный потенциал. И, наоборот, для обеспечения активного режима *p-n-p*-транзистора, если на его эмиттер подано положительное напряжение, на базу надо подать отрицательный потенциал, а на коллектор – еще более отрицательный потенциал.

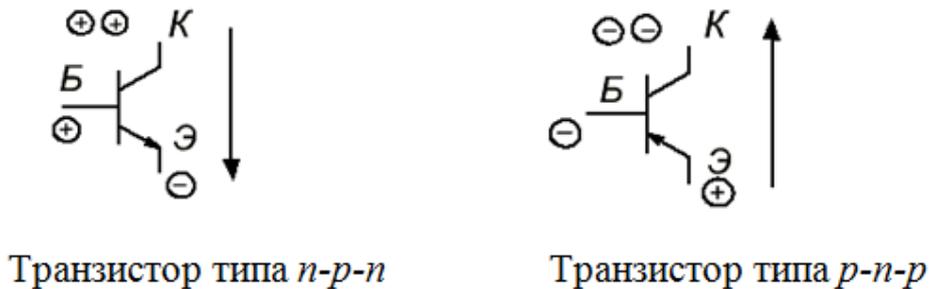


Рис. 3.3. Относительные потенциалы активного режима в биполярном транзисторе

Поскольку для открывания *p-n*-перехода кремниевого транзистора достаточно между базой и эмиттером подать напряжение $U_{БЭ} = 0,6$ В (для германиевых транзисторов это напряжение немного меньше и составляет около 0,4 В), то напряжение на базе и эмиттере связано соотношениями: для *n-p-n*-транзистора – $U_{Б} = U_{Э} + 0,6$ В, а для *p-n-p*-транзистора – $U_{Б} = U_{Э} - 0,6$ В. Напряжение между базой и эмиттером $U_{БЭ}$ не следует увеличивать более чем на 0,6 В, так как возрастает ток через транзистор.

Отношение $\frac{I_{К}}{I_{Э}} = \alpha$ определяет коэффициент передачи эмиттерного тока. Коэффициенты β и α взаимосвязаны. Так как $I_{Э} = I_{Б} + I_{К}$, а $I_{К} = \beta I_{Б}$, то $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$. Таким образом, при $\beta \approx 10 \dots 300$ $\alpha = 0,9 \dots 0,99$.

3.2. Схемы включения транзистора и коэффициент передачи по току

3.2.1. Схема с общей базой (ОБ)

В схеме с ОБ входной цепью является цепь эмиттера, а выходной цепью – цепь коллектора, следовательно, коэффициент передачи по току

$K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Э}}} = \alpha < 1$. Таким образом, схема с ОБ не усиливает по току.

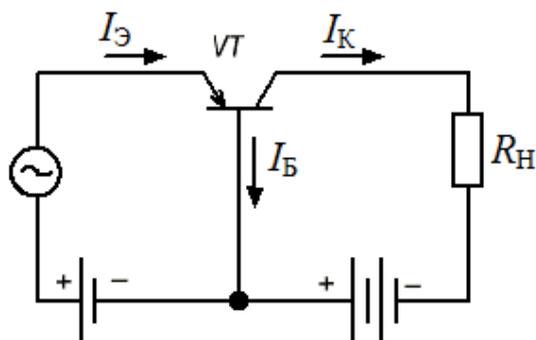


Рис. 3.4. Схема включения транзистора с ОБ

3.2.2. Схема с общим эмиттером (ОЭ)

В схеме с ОЭ входной цепью является цепь базы, а выходной цепью – цепь коллектора, следовательно, $K_i = \frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Б}}} = \beta$.

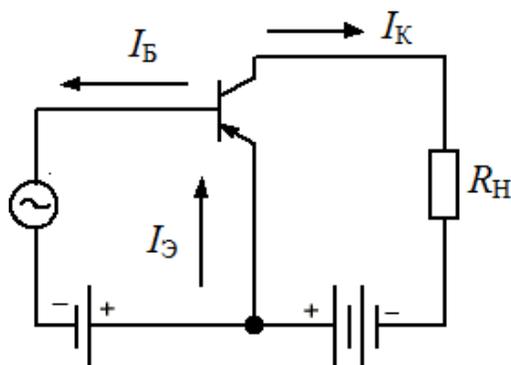


Рис. 3.5. Схема включения транзистора с ОЭ

3.2.3. Схема с общим коллектором (ОК)

В схеме с ОК входной цепью является цепь базы, а выходной цепью – цепь эмиттера, следовательно, $K_i = \frac{I_{\text{Э}}}{I_{\text{Б}}} = \frac{1}{1 - \alpha} = 1 + \beta$.

Таким образом, схема с ОК имеет наибольший коэффициент передачи по току. Если $\beta \gg 1$, то $K_i \approx \beta$.

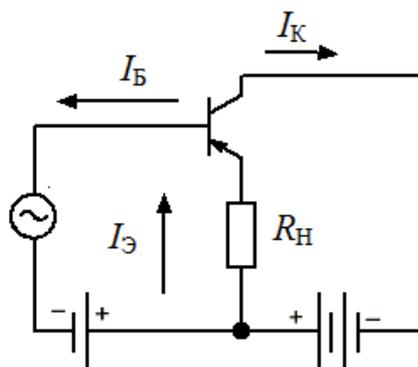


Рис. 3.6. Схема включения транзистора с общим коллектором

3.2.4. Схема с разделенной нагрузкой

В схеме с разделенной нагрузкой входной цепью является цепь базы, а выходной цепью – цепь коллектора с $K_i = \beta$ и цепь эмиттера с $K_i = 1 + \beta \approx \beta$, где K_i – коэффициент передачи по току.

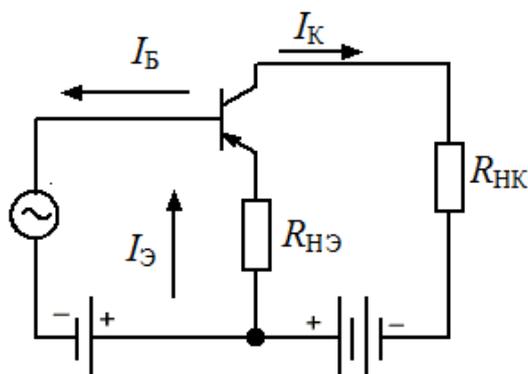


Рис. 3.7. Схема включения транзистора с разделенной нагрузкой

3.2.5. Усиление по мощности

Так как $P = I^2 \cdot R$ и $P = \frac{U^2}{R}$, то коэффициент передачи по мощности схемы определяется следующим выражением:

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}^2 R_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}^2 R_{\text{ВХ}}} = K_i^2 \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^2 R_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}^2 R_{\text{ВЫХ}}} = K_U^2 \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}},$$

где K_U – коэффициент передачи по напряжению, $R_{\text{ВЫХ}}$ – выходное сопротивление схемы, $R_{\text{ВХ}}$ – входное сопротивление схемы.

$$\text{Следовательно, } K_U = K_i \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}}}.$$

Величина $S = \frac{K_i}{R_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$ – крутизна входной характеристики

транзистора, которая определяет основные усилительные свойства транзистора и характеризует то, насколько изменяется $I_{\text{ВЫХ}}$ при изменении $U_{\text{ВХ}}$ на один вольт. Если известна крутизна транзистора, то коэффициент передачи схемы по напряжению определяется выражением $K_U = SR_{\text{ВЫХ}}$.

3.3. Виды характеристик транзисторов

Входные характеристики

Для схемы с общим эмиттером входной характеристикой называют зависимость тока базы I_B от напряжения базы U_B при заданном напряжении на коллекторе: $I_B = f(U_B)$ при $U_K = \text{const}$.

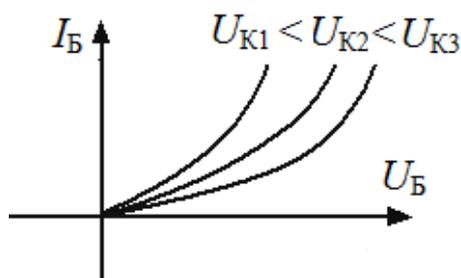


Рис. 3.8. Пример входных характеристик транзистора

Выходные характеристики

Выходной характеристикой называют зависимость тока коллектора от напряжения коллектора при заданном токе базы: $I_K = f(U_K)$ при $I_B = \text{const}$.

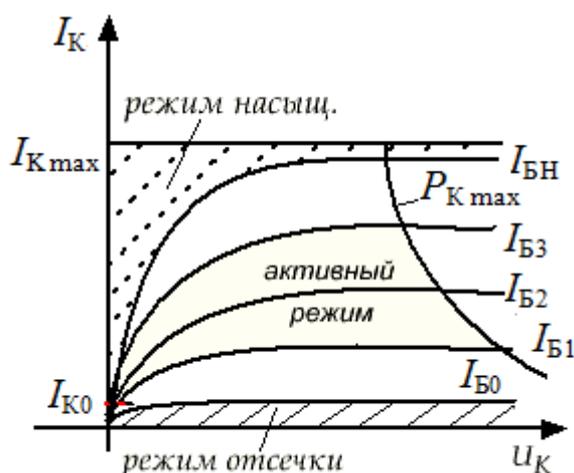


Рис. 3.9. Пример выходных характеристик транзистора

Режим отсечки соответствует зоне, расположенной ниже кривой $I_{Б0}$. Через транзистор протекает неуправляемый обратный ток коллектора $I_{К0}$.

Режим насыщения соответствует зоне, расположенной выше кривой $I_{БН}$. Коллекторный ток, протекающий в этом режиме, не должен превышать $I_{Кmax}$. Область, расположенная между кривыми $I_{Б0}$ и $I_{БН}$, соответствует активному (усилительному) режиму. Справа от кривой $P_{Кmax}$ – область превышения максимально допустимой мощности рассеивания на коллекторе.

Сквозные характеристики

Примером сквозной характеристики является зависимость тока коллектора от тока базы при неизменном напряжении коллектора: $I_K = f(I_B)$ при $U_K = \text{const}$.

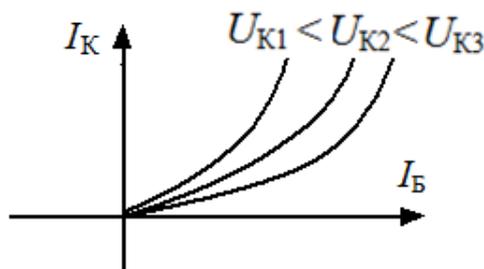


Рис. 3.10. Пример сквозных характеристик транзистора

Наиболее часто используются входные и выходные характеристики транзистора, в частности для выбора рабочей точки (смещения) графическим методом.

3.4. Эмиттерный повторитель (ЭП)

ЭП обладает высоким входным сопротивлением $R_{ВХ}$ и малым выходным сопротивлением $R_{ВЫХ}$ и поэтому используется для согласования источника сигнала и нагрузки. Условие согласования для источников сигналов в виде напряжений – $R_{ИСТ} \ll R_{Н}$. На практике принимают $R_{ИСТ} \leq 0,1R_{Н}$. При невыполнении этого условия ставят буферный элемент, например, ЭП, у которого $R_{ВХ}$ и $R_{ВЫХ}$ обеспечивают условие $R_{ИСТ} \leq 0,1R_{ВХ}$ и $R_{ВЫХ} \leq 0,1R_{Н}$.

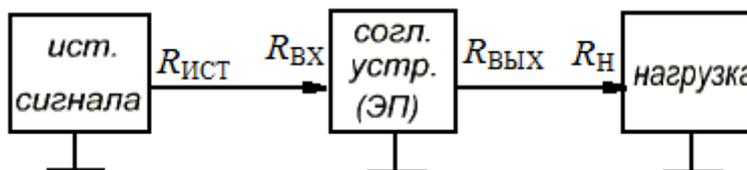


Рис. 3.11. Согласование источника сигнала и нагрузки при помощи ЭП

В ЭП коллектор транзистора непосредственно подключен к источнику питания. На базу подается напряжение смещения для задания активного режима. Выходной сигнал снимается с эмиттерного резистора. В зависимости от полярности транзистора и источника питания возможен ряд вариантов включения.

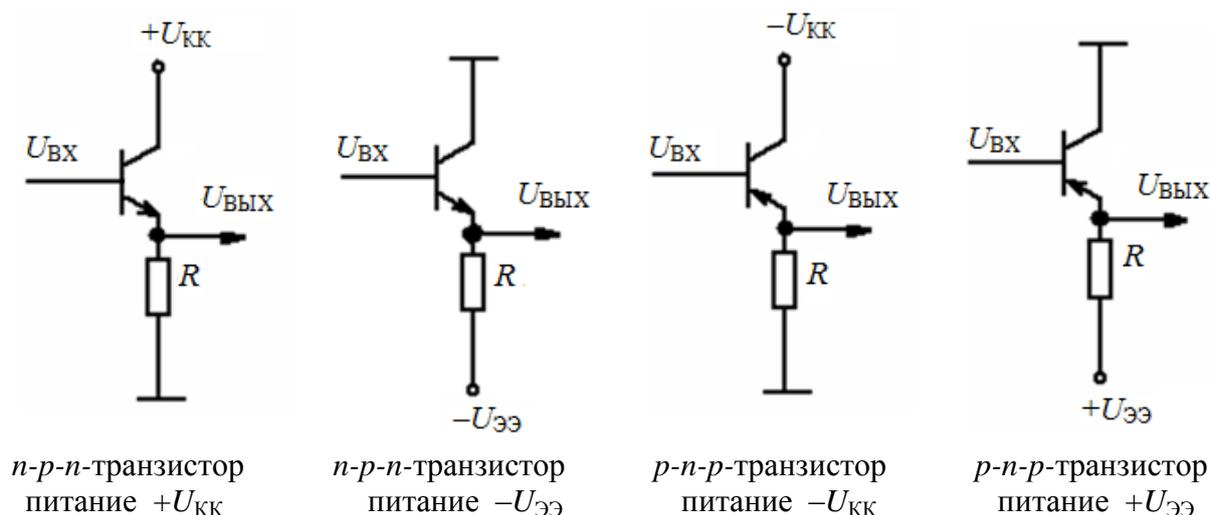


Рис. 3.12. Варианты подключения ЭП к источнику питания

Рассмотрим вариант ЭП на $n-p-n$ -транзисторе и определим его $R_{ВХ}$, используя простейшую модель транзистора.

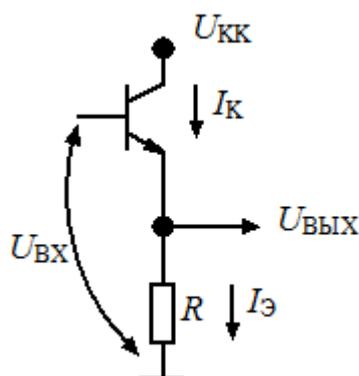


Рис. 3.13. К определению входного сопротивления ЭП

Так как транзистор – нелинейный элемент, рассматриваем малые приращения напряжений и токов, для которых можно использовать закон Ома. Пренебрегая падением напряжения на открытом эмиттерном переходе, считаем, что $\Delta U_{Б} \approx \Delta U_{Э} = \Delta I_{Э} \cdot R$. Из простейшей модели транзистора

$I_{Э} = I_{Б} + I_{К} = I_{Б} + \beta \cdot I_{Б} = I_{Б}(1 + \beta)$ следует: $\Delta I_{Б} = \frac{\Delta I_{Э}}{(1 + \beta)}$. Тогда

входное сопротивление, определяемое приращением тока базы и напряжения базы: $R_{ВХ} = \frac{\Delta U_{Б}}{\Delta I_{Б}} = R \cdot \underbrace{(1 + \beta)}_{\approx \beta} \approx \beta \cdot R$.

Таким образом, входное сопротивление ЭП, соответствующее сопротивлению со стороны базы транзистора, приблизительно в β раз больше сопротивления, стоящего в эмиттере.

3.4.1. Смещение в ЭП

ЭП с двухполярным питанием

В схеме ЭП с двухполярным питанием возможно непосредственное подключение источника $U_{ВХ}$ к базе транзистора. В этом случае напряжение смещения $U_B \approx 0$ будет подаваться через внутреннее сопротивление источника сигнала $R_{ИСТ}$. При этом $R_{ИСТ} \leq 0,1\beta R$. Смещение $U_B \approx 0$ обеспечивает $U_Э = -0,6$ В, что практически соответствует условию симметричности изменения выходного сигнала в диапазоне амплитуд, ограничиваемом источниками питания.

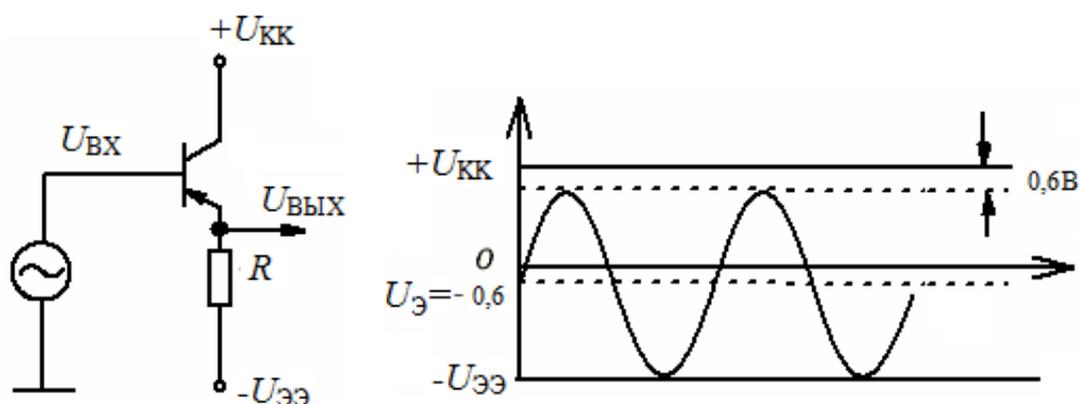


Рис. 3.14. Вариант задания смещения в ЭП с двухполярным питанием при непосредственном подключении к источнику сигнала

Если между каскадами требуется обеспечить развязку по постоянному току при помощи конденсатора, то необходимо предусмотреть задание $U_B \approx 0$ резистором, соединенным с корпусом, и выполнить условие согласования $R_B \leq 0,1\beta R$. В свою очередь, должно обеспечиваться условие $R_{ИСТ} \leq 0,1R_B$.

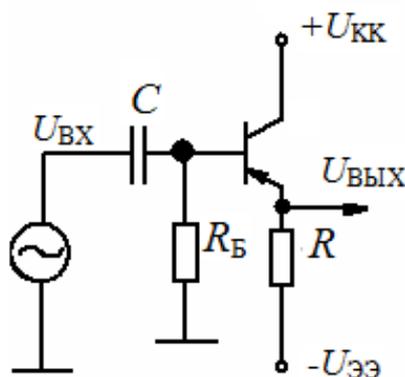


Рис. 3.15. Вариант задания смещения в ЭП с двухполярным питанием при развязке по постоянному току между каскадами

ЭП с однополярным питанием

Рассмотрим схему на рис. 3.16. В ней предпринята попытка задать смещение резистором R_B , который образует делитель со входным сопротивлением транзистора $R'_B = \beta \cdot R_Э = 750 \text{ кОм}$ при $\beta = 100$.

На первый взгляд условие симметричности выполнено, однако смещение не будет стабильным, так как β зависит от различных условий, например от температуры. Так, при изменении β в два раза $U_B = 10 \text{ В}$, что может привести к ограничению входного сигнала сверху.

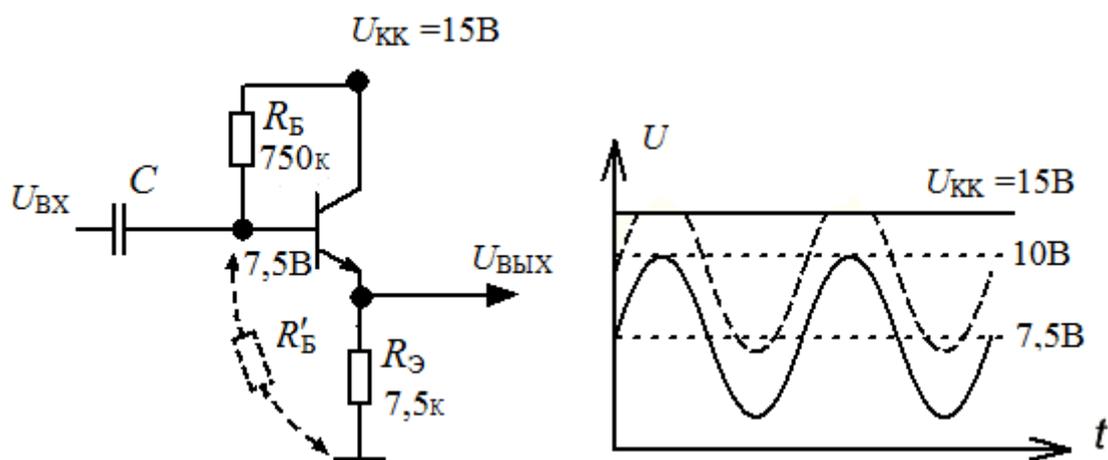


Рис. 3.16. Пример неправильного задания смещения в ЭП с однополярным питанием, приводящего к ограничению сигнала при изменении β

Для постоянного смещения используют делитель напряжения. Точное выполнение условия симметричности обеспечивается при $U_Э = 0,5U_{КК}$, что определяет необходимое смещение $U_B = U_Э + 0,6 \text{ В}$, задаваемое делителем $R_1 < R_2$, эквивалентное сопротивление которого $R_{ЭКВ} = R_1 \parallel R_2$. В схеме необходимо обеспечить условия согласования $R_{ИСТ} \ll R_{ЭКВ} \ll R_B$, что для практической реализации составляет $R_{ИСТ} \leq 0,1R_{ЭКВ} \leq 0,1R_B \approx 0,1\beta R_Э$.

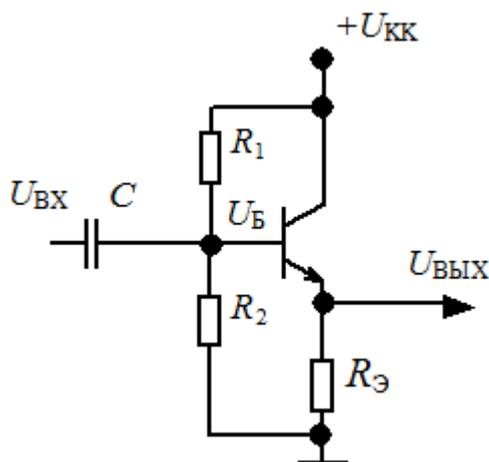


Рис. 3.17. Пример задания стабильного смещения в ЭП при помощи делителя

3.4.2. Методика расчета ЭП

Рассмотрим схему ЭП на рис. 3.18. Пусть $U_{\text{КК}} = 15 \text{ В}$, $I_{\text{ОК}} = 1 \text{ мА}$ – ток покоя транзистора. Диапазон рабочих частот $\Delta f = 20 \text{ Гц} - 20 \text{ кГц}$.

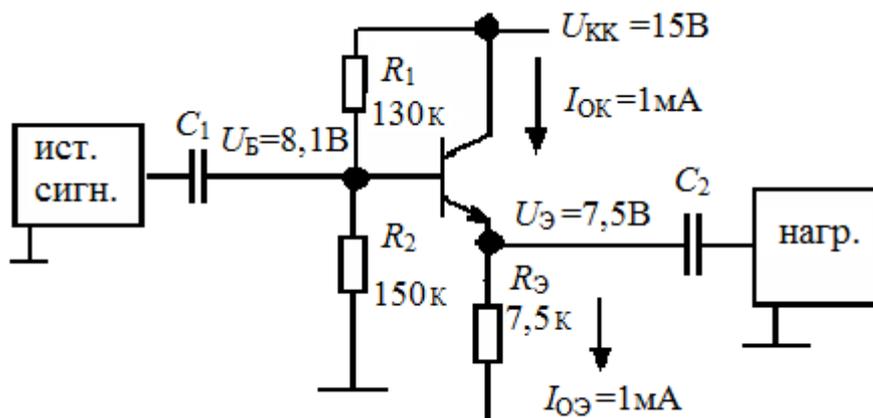


Рис. 3.18. К расчету ЭП

1. Определяем напряжение покоя в эмиттере, исходя из того, что сигнал на выходе должен быть симметричным: $U_{\text{Э}} = 0,5U_{\text{КК}} = 7,5 \text{ В}$.

2. Определяем напряжение смещения: $U_{\text{Б}} = U_{\text{Э}} + 0,6 \text{ В} = 8,1 \text{ В}$.

3. Выбираем сопротивление $R_{\text{Э}}$, исходя из тока покоя $I_{\text{ОК}} \approx I_{\text{ОЭ}} \approx 1 \text{ мА}$:

$$R_{\text{Э}} = \frac{U_{\text{Э}}}{I_{\text{ОЭ}}} = 7,5 \text{ к.}$$

4. Выбираем сопротивления R_1 и R_2 , обеспечивающие смещение и удовлетворяющие условию согласования $R_{\text{ЭКВ}} \leq 0,1R_{\text{Б}}$. Так как при $\beta = 100$ $R_{\text{Б}} = \beta \cdot R_{\text{Э}} = 750 \text{ к}$, то $R_{\text{ЭКВ}} = (R_1 \parallel R_2) \leq 0,1R_{\text{Б}} = 75 \text{ к}$. Поскольку

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{\text{КК}} - U_{\text{Б}}}{U_{\text{Б}}} = 0,85, \text{ то, если } R_2 = 150 \text{ к, } R_1 = 127 \text{ к.}$$

Выбираем $R_1 = 130 \text{ к}$ из нормированного ряда. В результате $R_{\text{ЭКВ}} = (R_1 \parallel R_2) = 70 \text{ к}$, а входное сопротивление схемы $R_{\text{ВХ}} = (R_{\text{ЭКВ}} \parallel R_{\text{Б}}) = 64 \text{ к}$. Таким образом, данный ЭП обеспечивает работу с источником сигнала, имеющим $R_{\text{ИСТ}} \leq 0,1R_{\text{ВХ}} \approx 6 \text{ к}$.

5. Определяем C_1 , исходя из эквивалентной схемы ФВЧ и $f_{\text{Н}}$. Так как

$$f_{\text{Н}} = \frac{1}{2\pi \cdot RC}, \text{ где } R = (R_{\text{ЭКВ}} \parallel R_{\text{Б}}), \text{ то } C = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot f_{\text{Н}}} = 1 \text{ мкФ.}$$

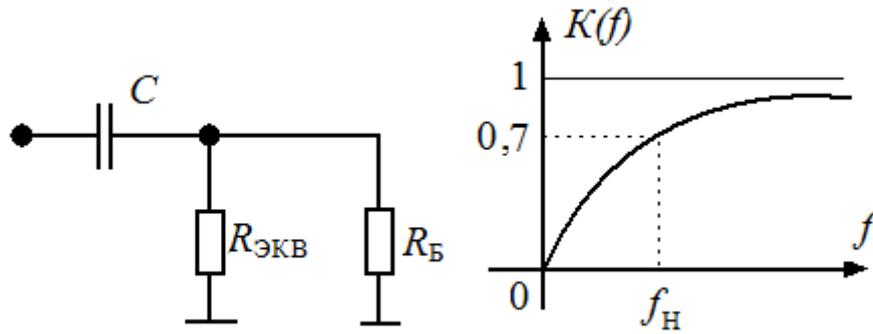


Рис. 3.19. К выбору переходного конденсатора

Емкость конденсатора C_1 должна быть в 3–5 раз больше рассчитанной емкости для обеспечения условия $K(f) = 1$, начиная с нижней граничной частоты f_H . Поэтому выбираем $C_1 = 5$ мкФ. Аналогичным образом определяем C_2 , исходя из того, что C_2 и сопротивление нагрузки R_H также образуют ФВЧ с нижней граничной частотой f_H .

Контрольные вопросы к лекции

1. В чем состоит суть простейшей модели транзистора?
2. Каковы основные схемы включения транзистора и их коэффициенты передачи по току?
3. Что определяет крутизна входной характеристики транзисторов?
4. Что определяют выходные характеристики транзисторов?
5. Каково назначение ЭП?
6. В чем заключается методика расчета ЭП?

ЛЕКЦИЯ 4

4.1. Ограничение сигналов в ЭП

ЭП с двухполярным питанием

Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{Э}}$ может изменяться от момента выхода транзистора из режима отсечки до его перехода в режим насыщения. В положительной полуплоскости $0 \leq U_{\text{ВЫХ}} \leq U_{\text{КК}}$. В отрицательной полуплоскости для рассматриваемой схемы $0 \leq U_{\text{ВЫХ}} \leq -6$ В. Это связано с тем, что при уменьшении входного напряжения и переходе в режим отсечки выходное напряжение определяется делителем $R_{\text{Э}}, R_{\text{Н}}$.

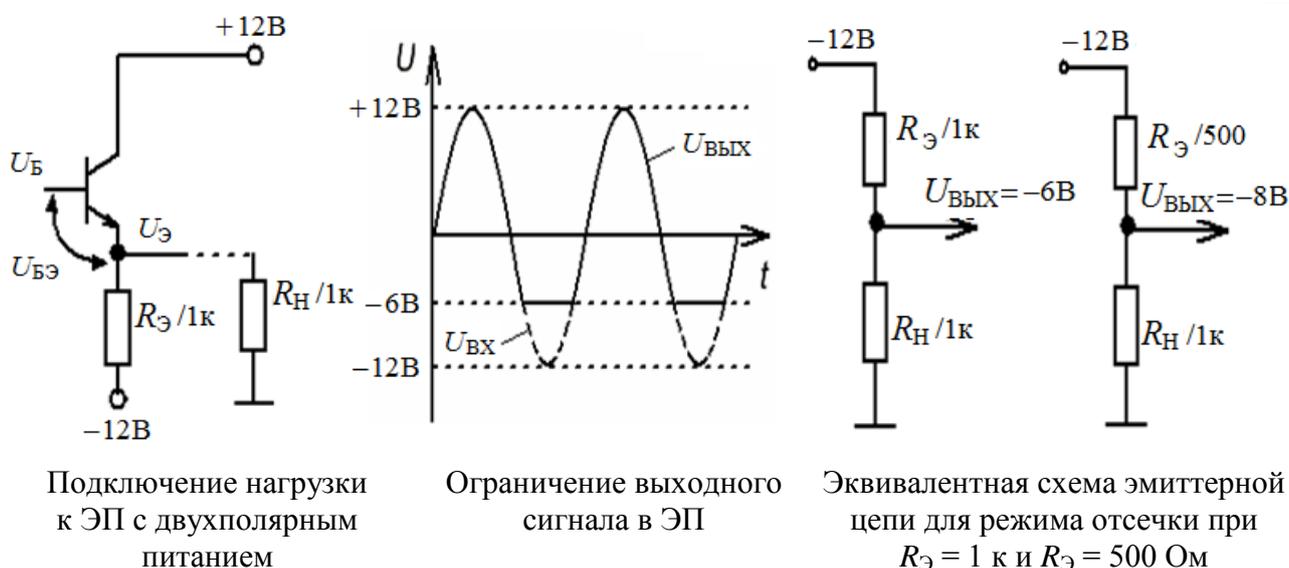


Рис. 4.1. К ограничению сигнала в ЭП с двухполярным питанием

Ограничение можно уменьшить за счет изменения сопротивления $R_{\text{Э}}$, однако в этом случае увеличивается ток через транзистор. Например, при $R_{\text{Э}} = 500$ Ом ток увеличивается в два раза при фиксированном $U_{\text{Б}}$ (а значит, и $U_{\text{Э}}$), а уровень ограничения становится равным -8 В (см. эквивалентную схему эмиттерной цепи на рис. 4.1).

Непосредственное подключение нагрузки к ЭП с однополярным питанием

При непосредственном подключении нагрузки к выходу ЭП в схеме с однополярным питанием ограничения нет. При фиксированном $U_{\text{Б}}$ такое подключение нагрузки ведет к увеличению тока через транзистор, так как общее сопротивление в эмиттерной цепи уменьшается в результате параллельного включения $R_{\text{Э}}$ и $R_{\text{Н}}$.

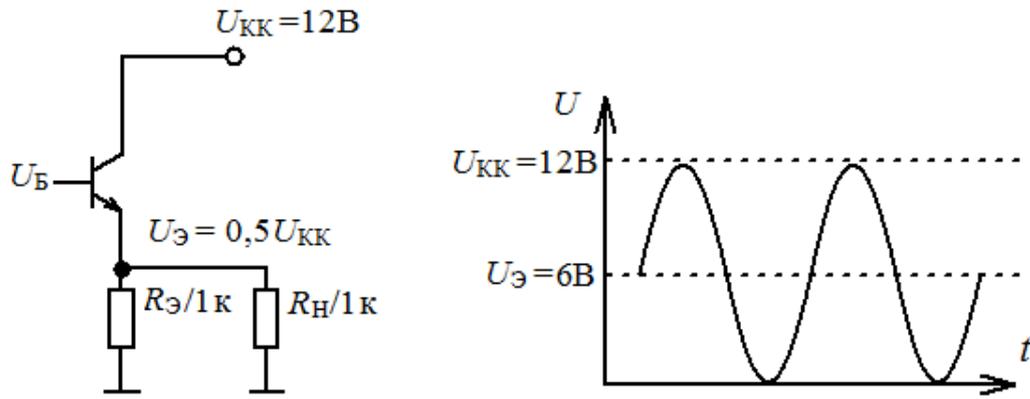


Рис. 4.2. Непосредственное подключение нагрузки к ЭП с однополярным питанием

Подключение нагрузки через конденсатор

При отсутствии сигнала напряжение $U_{Э} = U_{Б} - 0,6$ В, а $U_{Б}$ фиксировано делителем R_1 и R_2 . Сопротивление $R_Э$ определяет ток покоя через транзистор $I_{ОК} \approx I_{ОЭ}$. При появлении сигнала (переменной составляющей) сопротивление нагрузки $R_Н$ через конденсатор C_2 , обладающий в полосе рабочих частот малым сопротивлением, подключается параллельно $R_Э$.

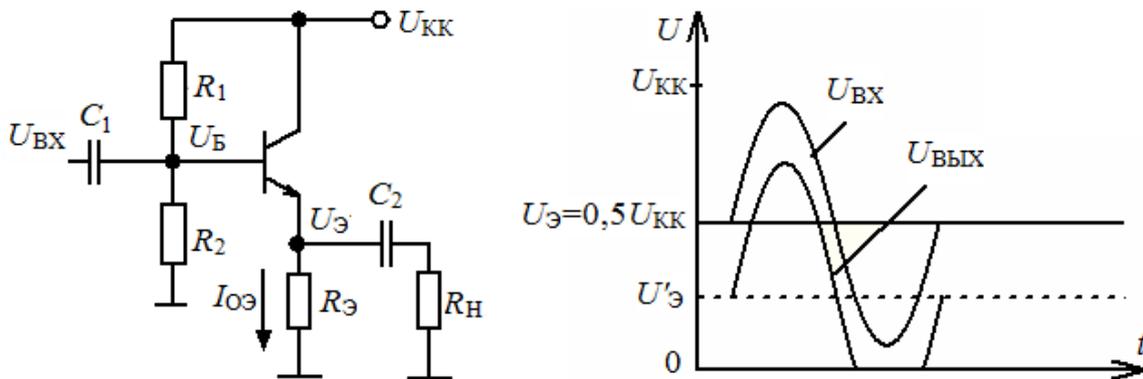


Рис. 4.3. Подключение нагрузки к ЭП с развязкой по постоянному току через емкость

Уменьшение общего сопротивления в эмиттере ($R_Э \parallel R_Н$) при фиксированном токе покоя приводит к уменьшению напряжения $U_{Э}$ до величины $U'_{Э}$ и ограничению снизу при чрезмерно большом входном сигнале.

4.2. Анализ схемы ЭП

Анализ схемы ЭП (рис. 4.4) позволяет оценить режим работы по постоянному току, возможный диапазон изменения амплитуды входного сигнала, частотные свойства схемы. Анализ проводится в следующей последовательности:

1. Оценивается напряжение смещения, определяемое делителем R_1 , R_2 и источником питания $U_{КК}$. Резисторы R_1 и R_2 в данной схеме выбраны так, что в отсутствие входного сигнала потенциал базы равен половине напряжения источника $U_{КК}$.

2. Определяется напряжение эмиттера, в данном случае $U_{\text{Э}} = U_{\text{Б}} - 0,6 \text{ В} = 4,4 \text{ В}$.

3. Оценивается ток покоя при данном номинале эмиттерного резистора $I_{\text{ОК}} \approx I_{\text{ОЭ}} = \frac{U_{\text{Э}}}{R_{\text{Э}}} = 4,4 \text{ мА}$.

4. Нижняя граничная частота диапазона схемы определяется по формуле $f_{\text{Н}} = \frac{1}{2\pi RC}$ для первого ФВЧ, образованного входной цепью, и второго ФВЧ, образованного выходной цепью. Для входной цепи $C = C_1$, $R = R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{ДЕЛ}} \parallel R_{\text{Б}} = (R_1 \parallel R_2) \parallel (\beta R_{\text{Э}})$. Для выходной цепи $C = C_2$, $R = R_{\text{Н}}$.

5. Возможный диапазон изменения амплитуды входного сигнала оценивается условиями ограничения сигнала снизу в ЭП. В данном случае при подключении нагрузки $R_{\text{Н}} = 1 \text{ к}$ в диапазоне рабочих частот возможно ограничение сигнала при $U_{\text{ВХ}} > 2,2 \text{ В}$.

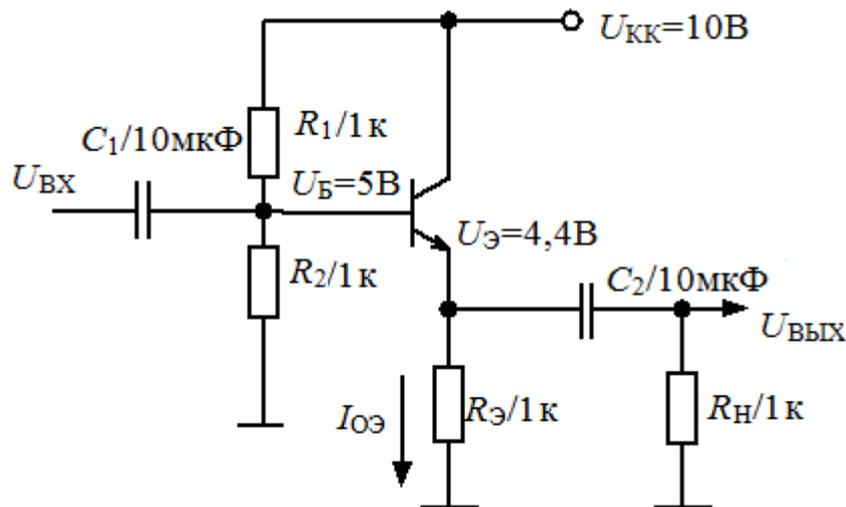


Рис. 4.4. К анализу схемы ЭП

4.3. Стабилизаторы напряжения с ЭП

В простейшем стабилизаторе напряжения при подключении нагрузки ток $I = \frac{U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}}{R}$ через сопротивление R делится на две части: ток через стабилизатор и ток через нагрузку (выходной ток), т.е. $I = I_{\text{VD}} + I_{\text{ВЫХ}}$.

Так как $I_{\text{VD}} = I - I_{\text{ВЫХ}}$, то на стабилизаторе рассеивается мощность $P_{\text{VD}} = I - I_{\text{ВЫХ}} \cdot U_{\text{ВЫХ}}$. При изменении сопротивления нагрузки, а следовательно и выходного тока, P_{VD} изменяется. Поэтому стабилизатор должен выбираться с запасом рассеиваемой мощности, которая при малом токе нагрузки близка к максимальной: $P_{\text{VD MAX}} = I \cdot U_{\text{ВЫХ}}$.

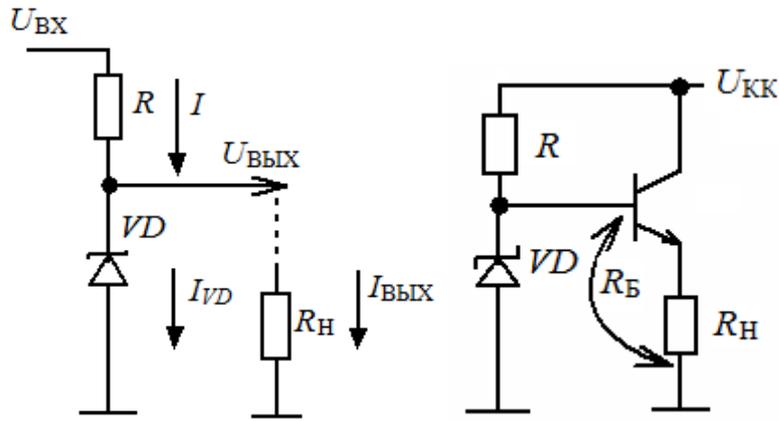


Рис. 4.5. Применение ЭП в стабилизаторах напряжения

Для уменьшения мощности, рассеиваемой на стабилитроне, используется ЭП. В этом случае нагрузкой стабилитрона является достаточно высокое сопротивление транзистора со стороны базы R_B и ток стабилитрона в значительно меньшей степени зависит от нагрузки, так как по цепи базы транзистора протекает относительно небольшой ток. В итоге получаем выигрыш примерно в β раз больше по мощности, рассеиваемой на стабилитроне.

4.4. Транзисторные источники тока

Источники тока используются в качестве активной нагрузки в токовых зеркалах, в дифференциальных усилителях для задания тока в цепи эмиттера, в генераторах пилообразного напряжения, интеграторах и др. Схема простейшего источника тока представляет собой делитель напряжения, в котором выполняется условие $R_H \ll R$. Тогда ток не зависит от сопротивления нагрузки и вычисляется по формуле $I = \frac{U_{ВХ}}{R}$. Недостаток заключается в том, что на резисторе рассеивается большая мощность, КПД низкий.

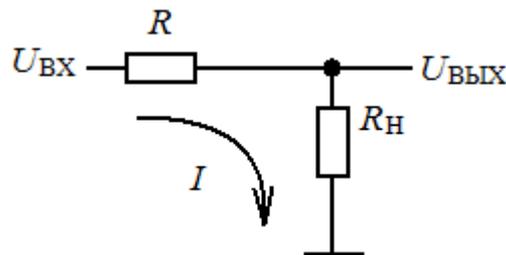


Рис. 4.6. Простейший источник тока

Хороший источник тока можно построить на основе транзистора. Действительно, так как для больших значений коэффициента β выполняется равенство $I_{Э} \cong I_{К}$, то $I_{Э} = \frac{U_{Э}}{R_{Э}} = \frac{U_{Б} - 0,6 \text{ В}}{R_{Э}} \approx I_{К}$, где $U_{Б}$ – напряжение смещения базы

транзистора. Таким образом, ток в нагрузке не зависит от ее сопротивления, следовательно, такая схема является источником тока.

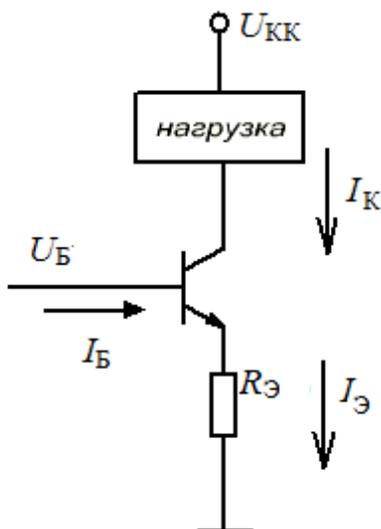


Рис. 4.7. Транзисторный источник тока

4.4.1. Рабочий диапазон транзисторного источника тока

Реальный источник тока имеет ограниченный диапазон изменения тока в нагрузке. Для транзисторных источников тока рабочий диапазон ограничен активным режимом работы транзистора. При этом напряжение на коллекторе может изменяться от значения, соответствующего началу насыщения, до значения, соответствующего режиму отсечки, т.е. значения напряжения питания.

Коллекторный переход начинает открываться при приложении к нему напряжения $U_{БК} = 0,4 \text{ В}$ соответствующей полярности (при $U_{БК} = 0,6 \text{ В}$ переход открывается полностью). Так, для $n-p-n$ -транзисторов насыщение начинает наступать при положительном потенциале базы относительно коллектора, а именно: $U_{БК} = 0,4 \text{ В} = U_B - U_K = U_Э + 0,6 \text{ В} - U_K$. Откуда $U_K = U_Э + 0,2 \text{ В}$. Для $p-n-p$ -транзисторов насыщение начинает наступать при отрицательном потенциале базы относительно коллектора, а именно: $U_{БК} = -0,4 \text{ В} = U_B - U_K = U_Э - 0,6 \text{ В} - U_K$. Откуда $U_K = U_Э - 0,2 \text{ В}$.

Недостатки биполярного транзистора как источника тока:

1. Напряжение $U_{БЭ}$ и коэффициент β зависят от температуры, в связи с чем возникает дрейф выходного тока.

2. Напряжение $U_{БЭ}$ и коэффициент β изменяются при изменении напряжения $U_{КЭ}$ (эффект Эрли).

Указанные зависимости напряжения $U_{БЭ}$ приводят к изменениям выходного тока, даже если напряжение на базе фиксировано.

4.4.2. Смещение в транзисторном источнике тока

Использование делителя напряжения

В схеме на рис. 4.8 параметры элементов $R_1 = 8,2 \text{ к}$, $R_2 = 1,6 \text{ к}$, $R_3 = 1 \text{ к}$, $U_{\text{КК}} = 10 \text{ В}$ выбраны таким образом, чтобы протекал ток $I_{\text{Н}} = I_{\text{К}} \approx I_{\text{Э}} = 1 \text{ мА}$.

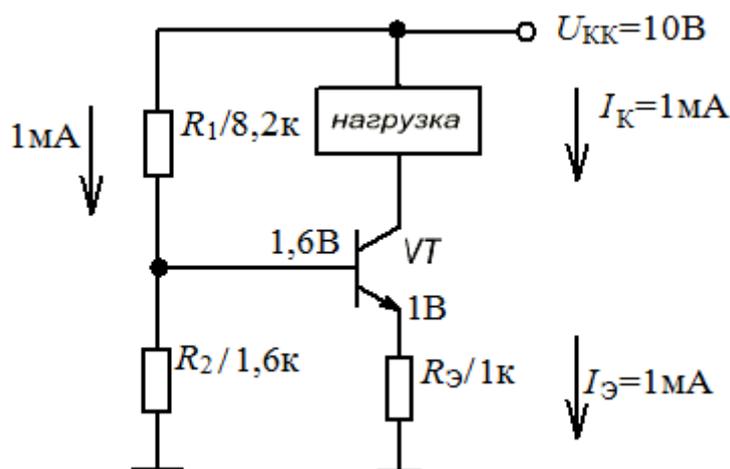


Рис. 4.8. Задание смещения в транзисторном источнике тока при помощи делителя

При этом $U_{\text{Б}} = 1,6 \text{ В}$, а $U_{\text{Э}} = U_{\text{Б}} - 0,6 \text{ В} = 1 \text{ В}$. Рабочий диапазон лежит в пределах $\Delta U_{\text{К}} = [1,2 \dots 10] \text{ В}$, так как момент насыщения транзистора наступает, когда $U_{\text{К}} = U_{\text{Э}} + 0,2 \text{ В} = 1,2 \text{ В}$, а при переходе в режим отсечки $U_{\text{К}} = U_{\text{КК}} = 10 \text{ В}$.

Использование стабилитрона

Стабилитрон характеризуется напряжением стабилизации при заданном токе. Пусть, например, $U_{\text{СТАБ}} = 5,6 \text{ В}$ при $I_{\text{СТАБ}} = 1 \text{ мА}$. Сопротивление R выбирается равным $4,3 \text{ к}$, чтобы обеспечить заданный ток стабилизации.

Сопротивление $R_3 = 10 \text{ к}$ выбрано для обеспечения тока через нагрузку $I_{\text{Н}} = I_{\text{К}} \approx I_{\text{Э}} = 0,5 \text{ мА}$.

Рабочий диапазон схемы лежит в пределах $\Delta U_{\text{К}} = [5,2 \dots 10] \text{ В}$, так как момент насыщения транзистора наступает, когда $U_{\text{К}} = U_{\text{Э}} + 0,2 \text{ В} = 5,2 \text{ В}$, а при переходе в режим отсечки $U_{\text{К}} = U_{\text{КК}} = 10 \text{ В}$.

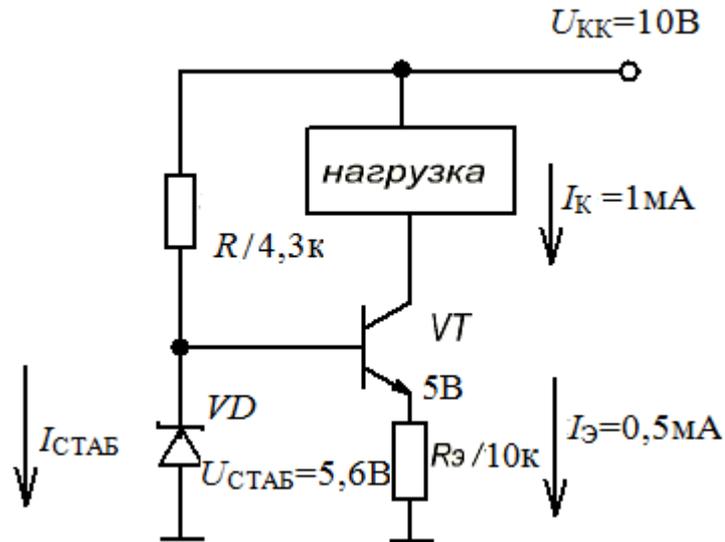


Рис. 4.9. Задание смещения в транзисторном источнике тока при помощи стабилитрона

Использование последовательно включенных диодов

Транзистор $p-n-p$ -типа питает током заземленную нагрузку. На каждом открытом диоде «падает» по 0,6 В, что в сумме дает 1,8 В. Резистор R задает ток, протекающий через диоды. Резистор $R_Э$ определяет ток $I_H = I_K \approx I_Э = 2$ мА.

Рабочий диапазон данной схемы $\Delta U_K = [0 \dots 8,6]$ В, так как момент насыщения транзистора наступает, когда $U_K = U_Э - 0,2$ В, а при переходе в режим отсечки $U_K = 0$ В.

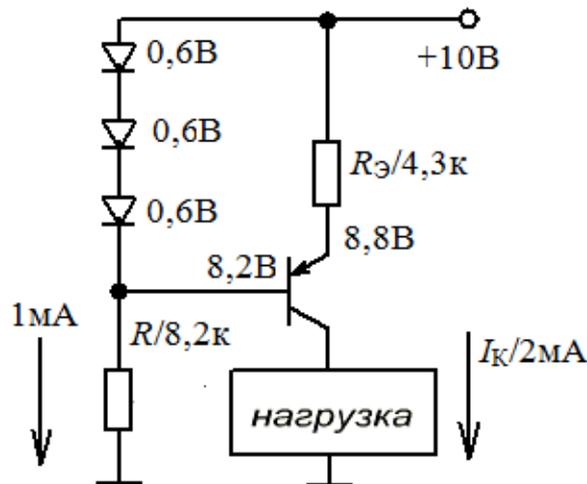


Рис. 4.10. Задание смещения в транзисторном источнике тока при помощи диодов

4.4.3. Улучшение транзисторных источников тока

Повышение напряжения $U_Э$

Влияние изменений напряжения $U_{БЭ}$ можно свести к минимуму, если установить напряжение на эмиттере достаточно большим (по крайней мере 1

В). Тогда изменение напряжения $U_{БЭ}$ на несколько милливольт не приведет к значительному изменению напряжения на эмиттерном резисторе.

Рассмотрим два случая: 1) $\Delta U_{БЭ} = 10$ мВ, $U_{Э} = 0,1$ В, следовательно, $\frac{\Delta U_{Э}}{U_{Э}} = 10\%$; 2) $\Delta U_{БЭ} = 10$ мВ, $U_{Э} = 1$ В, следовательно, $\frac{\Delta U_{Э}}{U_{Э}} = 1\%$. Как видно,

при изменении $U_{БЭ}$ на 10 мВ относительное изменение напряжения $U_{Э}$ во втором случае не превысит 1%.

Температурная компенсация

В данном варианте схемы изменение напряжения $U_{БЭ}$ на транзисторе T_2 компенсируется изменением напряжения на эмиттере транзистора T_1 . Оба транзистора имеют аналогичные температурные зависимости. Наличие в схеме компенсации изменений $U_{БЭ2}$ можно проследить следующей логической цепочкой с использованием представлений о простейшей модели транзистора:

$\uparrow U_{БЭ2} \rightarrow \uparrow U_{Б2} \rightarrow \uparrow U_{Э1} \rightarrow \uparrow U_{БЭ1}$ (при $U_{Б1} = \text{const}$, заданном делителем R_1, R_2)
 $\rightarrow \uparrow I_{Б1} \rightarrow \uparrow I_{К1} \rightarrow \uparrow I_{Э1} \rightarrow \uparrow U_{R3} \rightarrow \downarrow U_{Э1} \rightarrow \downarrow U_{Б2} \rightarrow \downarrow U_{БЭ2}$ и, наоборот,
 $\downarrow U_{БЭ2} \rightarrow \downarrow U_{Б2} \rightarrow \downarrow U_{Э1} \rightarrow \downarrow U_{БЭ1} \rightarrow \downarrow I_{Б1} \rightarrow \downarrow I_{К1} \rightarrow \downarrow I_{Э1} \rightarrow \downarrow U_{R3} \rightarrow \uparrow U_{Э1} \rightarrow \uparrow U_{Б2} \rightarrow \uparrow U_{БЭ2}$.

Здесь и далее приведены следующие условные обозначения: $U_{БЭ1}, U_{БЭ2}$ – падение напряжения на переходе база – эмиттер транзистора T_1 и T_2 ; $U_{Б1}, U_{Б2}, U_{Э1}, U_{Э2}, U_{К1}, U_{К2}$ – напряжения относительно земли на базе, эмиттере и коллекторе транзистора T_1 и T_2 соответственно; U_{R3} – падение напряжения на резисторе R_3 . Принятые условные обозначения: « \uparrow » – увеличение, « \downarrow » – уменьшение, « \rightarrow » – следовательно.

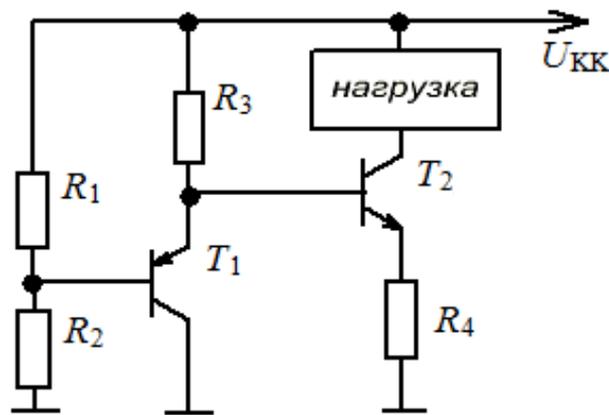


Рис. 4.11. Схема транзисторного источника тока с температурной компенсацией

Каскодная схема

Для данной схемы характерно то, что в цепи эмиттера транзистора T_1 включен ЭП T_2 . Оба транзистора имеют одинаковые температурные зависимости.

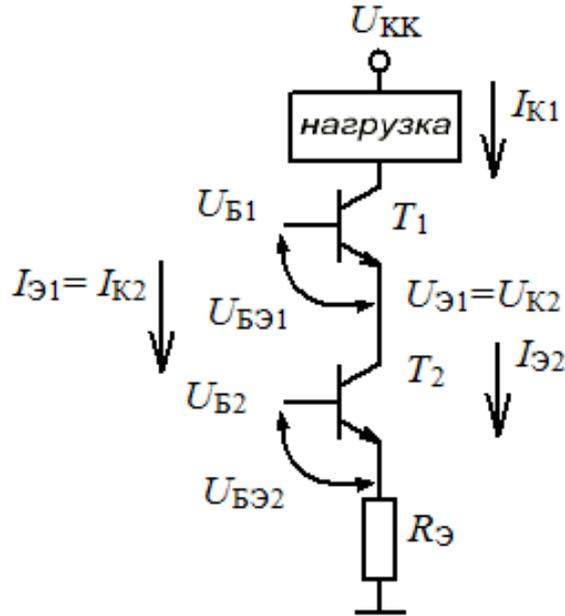


Рис. 4.12. Каскодная схема транзисторного источника тока

В каскодной схеме повышена устойчивость к изменениям тока в нагрузке, в том числе вызванным изменениями напряжения $U_{БЭ}$. Пусть $U_{Б1}$ и $U_{Б2}$ — фиксированные напряжения смещения базы для T_1 и T_2 соответственно.

Тогда наличие компенсации изменений тока в нагрузке $I_{К1}$ можно проследить следующей логической цепочкой с использованием представлений о простейшей модели транзистора:

$\uparrow I_{К1} \rightarrow \uparrow I_{Э1} \rightarrow \uparrow I_{К2} \rightarrow \uparrow I_{Э2} \rightarrow \uparrow U_{Э2} \rightarrow \downarrow U_{БЭ2}$ при $U_{Б2} = \text{const} \rightarrow \downarrow I_{Б2} \rightarrow \downarrow I_{К2} \rightarrow \downarrow I_{Э1} \rightarrow \downarrow I_{К1}$

и, наоборот,

$\downarrow I_{К1} \rightarrow \downarrow I_{Э1} \rightarrow \downarrow I_{К2} \rightarrow \downarrow I_{Э2} \rightarrow \downarrow U_{Э2} \rightarrow \uparrow U_{БЭ2}$ при $U_{Б2} = \text{const} \rightarrow \uparrow I_{Б2} \rightarrow \uparrow I_{К2} \rightarrow \uparrow I_{Э1} \rightarrow \uparrow I_{К1}$.

Устранение зависимости от изменений напряжения питания

Основная идея — это использование напряжения $U_{БЭ}$ первого транзистора в качестве напряжения, задающего ток для второго транзистора:

$I_{К2} \approx I_{Э2} = \frac{U_{БЭ}}{R_2} \neq f(U_{\text{пит}})$. В результате можно «отвязать» второй транзистор

от источника питания и одновременно уменьшить зависимость $U_{БЭ}$ от изменений $U_{КЭ}$. Уменьшение зависимости $U_{БЭ}$ от $U_{КЭ}$ (эффекта Эрли) связано с уменьшением в данной схеме величины $U_{КЭ1}$ до значения $2U_{БЭ}$.

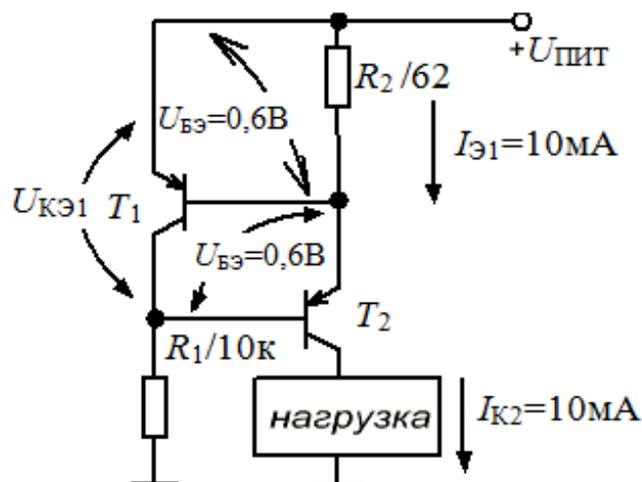


Рис. 4.13. Схема транзисторного источника тока с уменьшенным влиянием изменений напряжения питания и эффекта Эрли

Контрольные вопросы к лекции

1. В чем заключаются причины ограничения сигнала в ЭП?
2. Какова последовательность анализа схемы ЭП?
3. Чем характеризуются стабилизаторы напряжения с ЭП?
4. В чем состоит принцип работы транзисторного источника тока?
5. Что такое рабочий диапазон транзисторного источника тока и чем он определяется?
6. Какие способы задания смещения применяют в транзисторном источнике тока?
7. В чем заключаются недостатки транзисторных источников тока и какие способы их устранения существуют?

ЛЕКЦИЯ 5

5.1. Усилитель с ОЭ

Рассмотрим источник тока, нагрузкой для которого служит резистор R_K . При подаче напряжения питания U_{KK} устанавливаются режимы по постоянному току. В результате с делителя R_1, R_2 задается напряжение смещения U_B , которое определяет потенциал эмиттера $U_{\text{Э}} = U_B - 0,6 \text{ В}$ (для $n-p-n$ -транзистора). Резистор $R_{\text{Э}}$ устанавливает постоянный ток эмиттера $I_{\text{Э}} = \frac{U_{\text{Э}}}{R_{\text{Э}}} \approx I_K$, а напряжение

на коллекторе становится равным $U_K = U_{KK} - I_K \cdot R_K$. Для симметричного изменения выходного сигнала в пределах всего динамического диапазона, определяемого напряжением источника питания U_{KK} , следует задавать $U_K = 0,5U_{KK}$. При этом относительно земли $U_K = I_K \cdot R_K$.

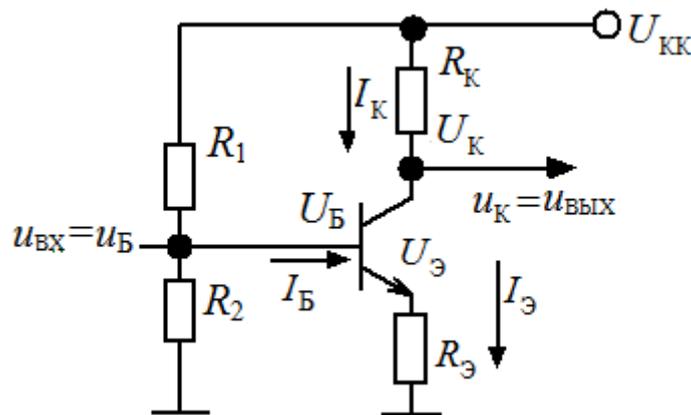


Рис. 5.1. Схема усилителя с ОЭ

Если через емкость на базу транзистора подать сигнал $u_{\text{ВХ}} = u_B$, то переменное напряжение на эмиттере $u_{\text{Э}}$ повторяет напряжение на базе u_B и вызывает изменение эмиттерного и (приблизительно такое же изменение) коллекторного тока:

$i_{\text{Э}} = \frac{u_{\text{Э}}}{R_{\text{Э}}} \approx \frac{u_B}{R_{\text{Э}}} \approx i_K$. Этому изменению соответствует изменение коллекторного напряжения:

$u_K = -i_K \cdot R_K$. Здесь и далее прописными буквами I, U обозначены постоянные напряжения и токи, строчными буквами i, u — напряжения и токи сигнала.

Таким образом, увеличение напряжения на базе вызывает увеличение коллекторного тока, что приводит к возрастанию падения напряжения на коллекторной нагрузке и, соответственно, к уменьшению напряжения на коллекторе.

Коэффициент передачи для данной схемы $K_U = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = \frac{u_K}{u_B} = -\frac{R_K}{R_{\text{Э}}}$. Знак « \rightarrow »

говорит о том, что сигнал положительной полярности на входе дает усиленный

сигнал отрицательной полярности на выходе. Такая схема называется усилителем с ОЭ с отрицательной обратной связью в цепи эмиттера.

Входное сопротивление схемы усилителя с ОЭ, как и эмиттерного повторителя, определяется входной цепью: $R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ДЕЛ}} \parallel R_{\text{Б}}$, где $R_{\text{ДЕЛ}} = R_1 \parallel R_2$ – эквивалентное сопротивление делителя, а $R_{\text{Б}} \cong \beta \cdot R_{\text{Э}}$. Выходное сопротивление схемы усилителя с ОЭ определяется сопротивлением нагрузки. Действительно, выходная цепь схемы представляет собой последовательно соединенные сопротивления нагрузки $R_{\text{К}}$, закрытого коллекторного перехода $R_{\text{КП}}$, открытого эмиттерного перехода $r_{\text{Э}}$ и эмиттерного сопротивления $R_{\text{Э}}$.

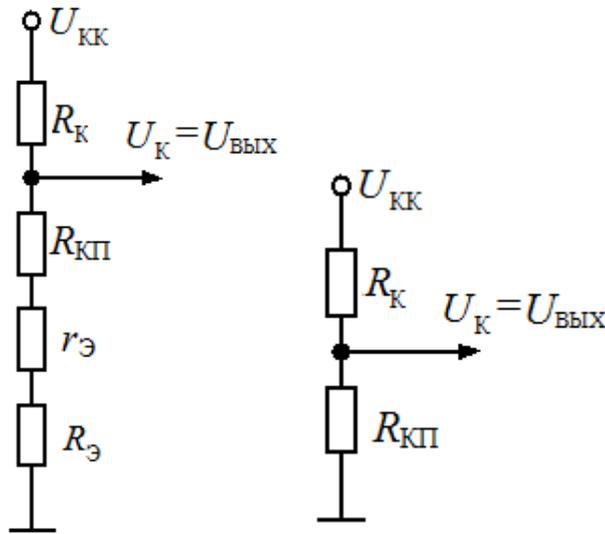


Рис. 5.2. К оценке выходного сопротивления усилителя с ОЭ

Сопротивлениями $r_{\text{Э}}$ и $R_{\text{Э}}$ можно пренебречь, так как они малы по сравнению с $R_{\text{КП}}$. Таким образом, выходная цепь фактически представляет собой делитель напряжения $R_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{К}} \parallel R_{\text{КП}} \approx R_{\text{К}}$, так как $R_{\text{КП}} \gg R_{\text{К}}$.

5.1.1 Анализ схемы усилителя с ОЭ

Проанализируем схему, приведенную на рис. 5.3.

1. Исходя из напряжения питания $U_{\text{КК}} = 20$ В и значений резисторов делителя R_1 и R_2 , определяем напряжение смещения базы транзистора: $U_{\text{Б}} = 1,6$ В.

2. Определяем $U_{\text{Э}} = U_{\text{Б}} - 0,6$ В = 1 В (для $n-p-n$ -транзистора).

3. Определяем ток покоя $I_{\text{БЭ}} = I_{\text{БК}} = \frac{U_{\text{Э}}}{R_{\text{Э}}} = 1$ мА.

4. Определяем напряжение покоя $U_{\text{К}} = U_{\text{КК}} - I_{\text{К}} R_{\text{К}} = 10$ В. Проверяем выполнение условия симметричности изменения выходного сигнала. Условие выполняется в пределах максимально возможного динамического диапазона выходного сигнала.

5. Проверяем правильность выбора делителей R_1 и R_2 .
 $R_{ДЕЛ} = R_1 \parallel R_2 \leq 0,1R_B$, где $R_B = \beta R_Э$. Выбор правильный, так как $R_{ДЕЛ} \leq 10$ к, а $R_B = 100$ к при $\beta = 100$.

6. Определяем частотный диапазон схемы $f_H = \frac{1}{2\pi \cdot R_{ВХ} \cdot C_1}$, где

$R_{ВХ} = R_{ДЕЛ} \parallel R_B$ – входное сопротивление схемы.

7. Определяем выходное сопротивление схемы: $R_{ВЫХ} \approx R_K = 10$ к. Таким образом, схема работает на нагрузку $R_H \geq 100$ к = $10 R_K$.

8. Определяем коэффициент усиления схемы $K_U = \frac{R_K}{R_Э} = 10$.

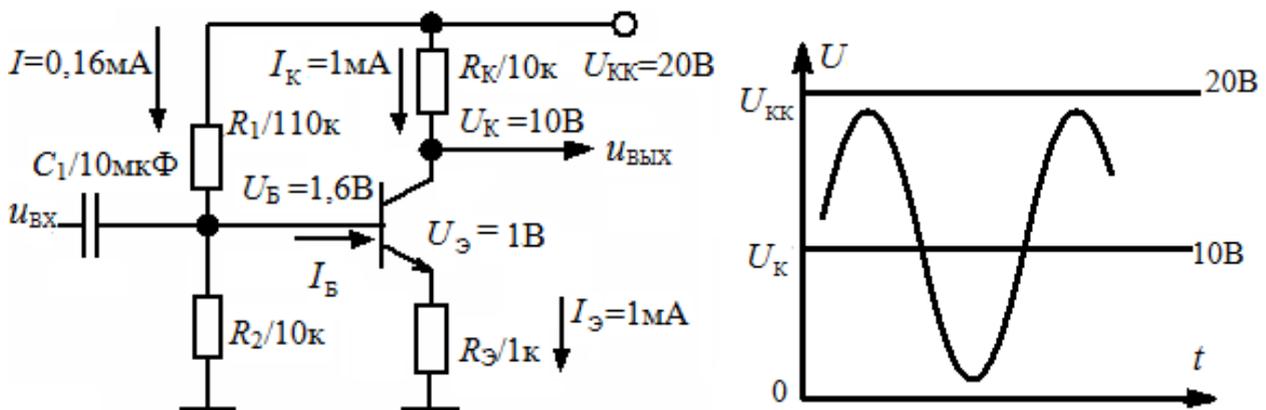


Рис. 5.3. К анализу схемы усилителя с ОЭ

5.1.2. Расчет усилителя с ОЭ при небольшом коэффициенте усиления ($K_U \leq 10$)

Выбор тока покоя $I_{ОК}$, соблюдение условия симметричности $U_K = 0,5U_{КК}$, обеспечение достаточно высокого потенциала в эмиттере $U_Э \approx 0,1U_K$, что соответствует $R_Э \approx 0,1R_K$, а также необходимого коэффициента усиления $K_U = \frac{R_K}{R_Э}$ часто находятся во взаимном противоречии и требуют взаимного учета.

В целом может быть рекомендована следующая последовательность расчета:

1. Выбираем ток покоя транзистора $I_{БК} \approx I_{БЭ}$.

2. Исходя из условия симметричности $U_K = 0,5U_{КК} = U_{КК} - I_{ОК}R_K$, определяем сопротивление R_K .

3. Исходя из требуемого K_U и стремясь одновременно обеспечить величину $U_Э = I_{ОЭ}R_Э$ достаточно высокой для достижения температурной стабильности схемы, выбираем $R_Э$. Необходимо иметь в виду, что величина $U_Э \leq 0,1U_K$ не обеспечивает хорошей температурной стабильности усилителя.

4. Определяем напряжение смещения на базе с учетом типа транзистора. Так, для $n-p-n$ -транзистора $U_B = U_{Э} + 0,6$ В, а для $p-n-p$ – $U_B = U_{Э} - 0,6$ В.

5. Выбираем величины сопротивлений делителя R_1 и R_2 , исходя из условия $R_{ДЕЛ} = R_1 \parallel R_2 \gg 0,1R_B$, где $R_B \approx \beta R_{Э}$.

6. Обеспечиваем частотные свойства каскада, выбирая C_1 таким, чтобы

$C_1 > \frac{1}{2\pi \cdot R_{ВХ} \cdot f_H}$, где $R_{ВХ} = R_{ДЕЛ} \parallel R_B$. Обычно C_1 выбирают с 3–5-кратным запасом для обеспечения единичного коэффициента передачи ФВЧ в заданном диапазоне частот.

5.1.3. Графический метод определения смещения транзистора в усилителе с ОЭ

По выходным и входным характеристикам транзистора можно определить величину смещения в усилителе. Для схемы с общим эмиттером напряжение на коллекторе относительно земли равно $U_K = U_{КК} - I_K \cdot R_K$. Данное выражение называют уравнением нагрузочной прямой, которую можно построить на выходных характеристиках.

Для определения первой точки нагрузочной прямой примем $U_K = 0$ (режим насыщения). Тогда ток коллектора определяется следующим выражением:

$I_K = \frac{U_{КК}}{R_K}$. Для определения второй точки нагрузочной прямой примем $I_K = 0$

(режим отсечки). Тогда напряжение на коллекторе $U_K = U_{КК}$. Соединив данные точки, найдем точки A и B – пересечения верхней и нижней выходных характеристик с построенной прямой. Рабочая точка O выбирается посередине отрезка AB для симметричности изменения выходного сигнала и определяет значения напряжения покоя коллектора $U_{ОК}$, тока покоя коллектора $I_{ОК}$ и тока покоя базы $I_{ОБ}$.

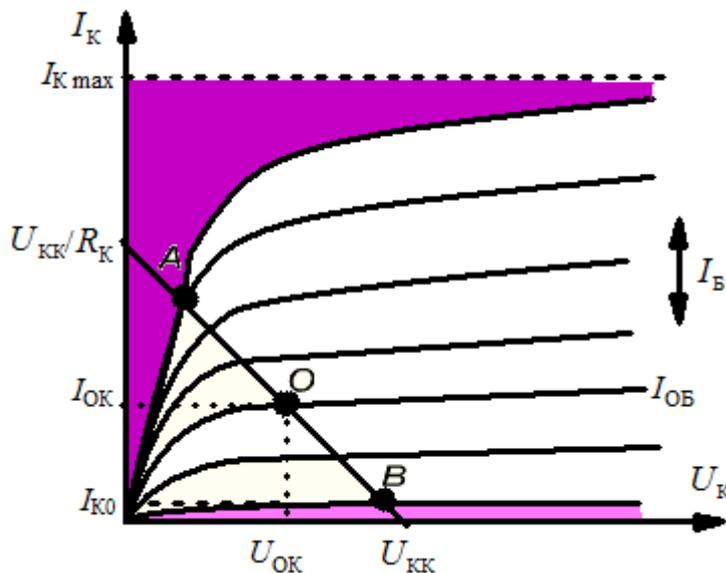


Рис. 5.4. Построение нагрузочной прямой на выходных характеристиках транзистора

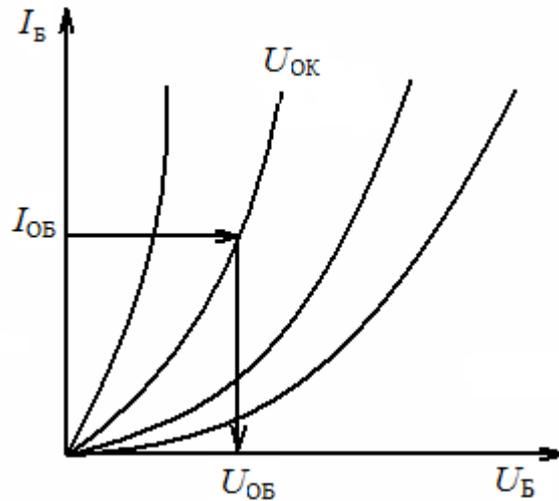


Рис. 5.5. Определение напряжения смещения усилителя с ОЭ по входным характеристикам транзистора

Для определения напряжения покоя базы (напряжения смещения) воспользуемся входной характеристикой транзистора. Отложив на оси ординат значения тока покоя базы $I_{ОБ}$ и выбирая характеристику, соответствующую напряжению покоя на коллекторе $U_{ОК}$, определим напряжение покоя на базе $U_{ОБ}$. Зная напряжение покоя базы, можно рассчитать параметры делителя, который поделит напряжение питания $U_{КК}$ в нужной пропорции и создаст необходимое смещение транзистора.

5.1.4. Схема расщепления фазы с единичным коэффициентом усиления (парафазный каскад)

С помощью данной схемы можно получить два сигнала одинаковой величины с единичным коэффициентом усиления, но с противоположными фазами.

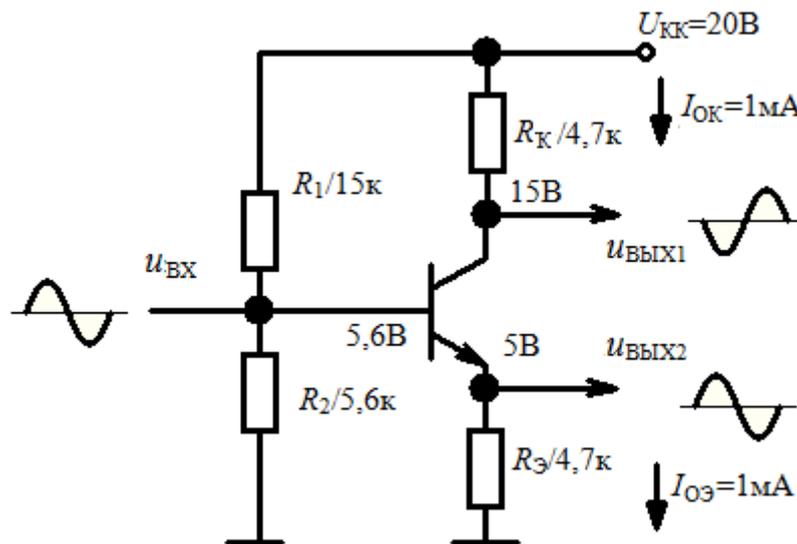


Рис. 5.6. Парафазный каскад

Для единичного коэффициента усиления сопротивления в коллекторе и в эмиттере должны быть одинаковы. На эмиттере сигнал будет повторяться, а на коллекторе – инвертироваться.

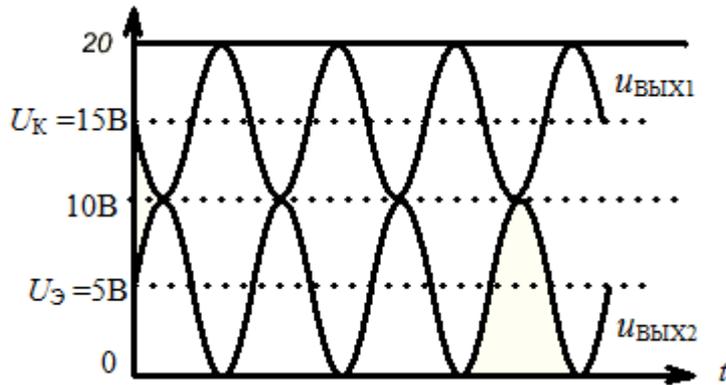


Рис. 5.7. К выбору напряжений коллектора и эмиттера в парафазном каскаде

Для того чтобы сигнал изменялся симметрично, необходимо устанавливать постоянное напряжение коллектора $U_K \approx 0,75U_{КК}$, а напряжение эмиттера – $U_Э \approx 0,25U_{КК}$.

При данных номиналах схемы ток покоя равен $I_{ОК} \approx I_{ОЭ} = 1$ мА, напряжение на эмиттере $U_Э = U_B - 0,6$ В = 5 В, а напряжение на коллекторе $U_K = U_{КК} - I_{ОК}R_K = 15$ В.

5.1.5. Фазовращатель

Для построения фазовращателя, обеспечивающего изменение фазы выходного сигнала в пределах $0^\circ < \varphi < 180^\circ$, можно использовать парафазный каскад, к выходам которого подключена RC -цепь с регулируемым сопротивлением R . Распределение напряжений в схеме можно показать с помощью векторной диаграммы на полукруге, где u_C – напряжение на конденсаторе, u_R – напряжение на резисторе, $u_{ВЫХ}$ – результирующее напряжение.

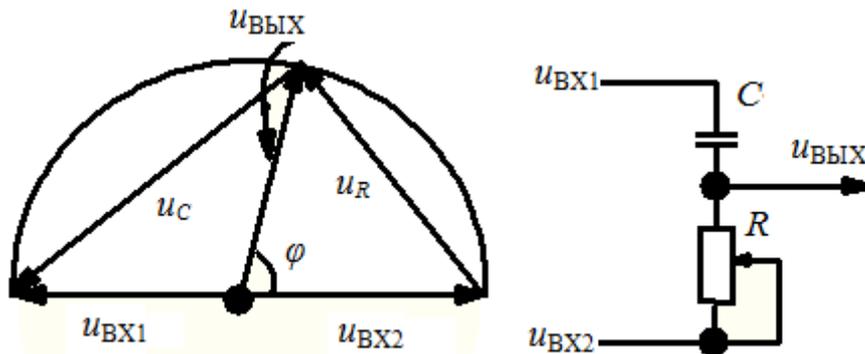


Рис. 5.8. Принцип работы простейшего фазовращателя

Изменяя величину сопротивления, можно менять соотношения напряжений u_R и u_C , а значит, и угол наклона φ результирующего вектора $u_{\text{ВЫХ}}$. При этом амплитуда сигнала при регулировке фазы остается постоянной. Однако простейший фазовращатель не обеспечивает изменения фазы во всем диапазоне из-за ограниченного линейного участка АЧХ.

5.1.6. Представление усилителя с ОЭ в виде двух независимых усилителей: с передаточной проводимостью и с передаточным сопротивлением

Рассмотрим схему усилителя с $I_{\text{ОЭ}} \approx I_{\text{ОК}} \approx 1 \text{ мА}$, коэффициент усиления которого определяется выражением $K = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = \frac{u_{\text{К}}}{u_{\text{Б}}}$. Левая часть усилителя (без нагрузки) может быть охарактеризована как управляемый источник тока, имеющий крутизну ВАХ $S = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{\text{ток}}{\text{напряжение}} = \frac{1}{\text{сопротивление}} = \text{проводимость}$, и названа усилителем с передаточной проводимостью, или крутизной, – S . Правая часть схемы усилителя (нагрузка $R_{\text{Н}}$) может рассматриваться как усилитель с передаточным сопротивлением, который преобразует ток в напряжение. Такой подход позволяет проектировать левую и правую части схемы отдельно друг от друга.

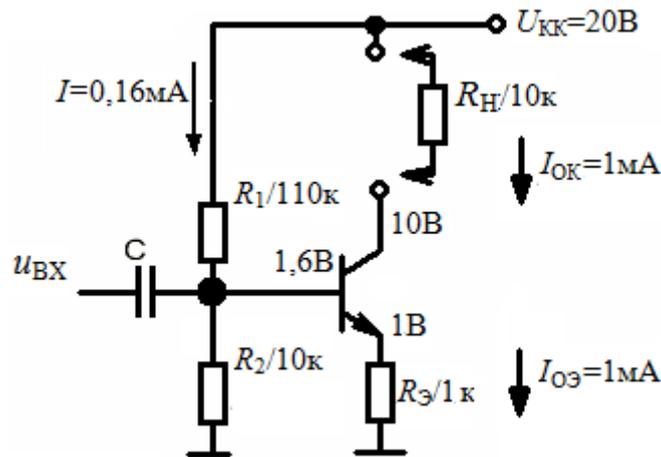


Рис. 5.9. Представление усилителя с ОЭ в виде двух независимых усилителей: с передаточной проводимостью и с передаточным сопротивлением

При этом общий коэффициент усиления будет равен $K_U = S \cdot R_{\text{Н}}$. Для данной схемы $R_{\text{Н}} = 10 \text{ к}$, $S = 1 \text{ мА/В}$, а $K_U = S \cdot R_{\text{Н}} = 1 \text{ (мА/В)} \cdot 10 \text{ к} = 10$, что соответствует $K_U = \frac{R_{\text{Н}}}{R_3}$.

5.1.7. Предельный коэффициент усиления схемы усилителя с ОЭ

Увеличения коэффициента усиления можно достичь за счет уменьшения эмиттерного сопротивления. В пределе при $R_Э \rightarrow 0$ мы имеем усилитель с заземленным эмиттером, для которого ожидается $K_U = \frac{R_K}{R_Э} \rightarrow \infty$. Но реально коэффициент усиления в данной схеме не удастся получить больше 400. При этом возникают нелинейные искажения в выходном сигнале, схема сильно зависит от температуры и имеет склонность к насыщению. Эти явления не объясняются простейшей моделью транзистора, которая удовлетворительно работает лишь при небольших коэффициентах усиления $K_U \leq 10$ и небольших входных сигналах.

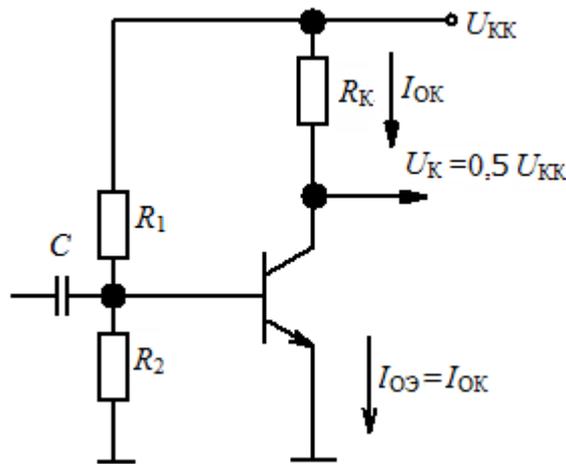


Рис. 5.10. Достижение максимального коэффициента усиления в схеме с ОЭ путем заземления эмиттера

5.2. Модель Эберса – Молла для транзисторных схем

Суть модели Эберса – Молла заключается в том, что ток коллектора представляется функцией напряжения $U_{БЭ}$: $I_K = f(U_{БЭ})$. При этом зависимость имеет вид $I_K = I_{НАС} \cdot \left[\exp\left(\frac{U_{БЭ}}{U_T}\right) - 1 \right]$ – уравнение Эберса – Молла, которое описывает физические процессы, происходящие в транзисторе. Величина U_T определяется выражением $U_T = \frac{K \cdot T}{q} = 25,3 \text{ мВ}$, где K – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, q – заряд электрона, $I_{НАС} = f(T)$ – ток насыщения, который является функцией от температуры и определяет температурные зависимости транзистора, причем $I_K \gg I_{НАС}$. Зависимость тока коллектора от напряжения $U_{БЭ}$ наблюдается в широком диапазоне токов и напря-

жений. Ток базы связан с током коллектора выражением $\check{I}_b = \frac{\check{I}_k}{\beta}$, причем $\beta = f(\check{I}_k, T, U_{кЭ})$.

Из уравнения Эберса – Молла следуют практические правила:

1. Ток коллектора возрастает в 10 раз при увеличении напряжения $U_{БЭ}$ примерно на 60 мВ.

2. Необходимо учитывать собственное сопротивление эмиттера. Определяя из уравнения Эберса – Молла $U_{БЭ}$, $U_{БЭ} = U_T \cdot \ln\left(\frac{\check{I}_k}{\check{I}_{НАС}} + 1\right)$, и учитывая, что

при $\check{I}_k \gg \check{I}_{НАС}$, $U_{БЭ} \approx U_T \cdot \ln\left(\frac{\check{I}_k}{\check{I}_{НАС}}\right) = U_T \cdot (\ln \check{I}_k - \ln \check{I}_{НАС})$, найдем собственное со-

противление эмиттера: $r_{Э} = \frac{dU_{БЭ}}{d\check{I}_b} = \frac{dU_{БЭ}}{d\check{I}_k} = \frac{U_T}{\check{I}_k} \approx \frac{25 \text{ мВ}}{\check{I}_k}$. Если I_k определяется

в мА, то выражением $r_{Э} = \frac{25}{\check{I}_k}$ собственное сопротивление эмиттера оценивается в Ом.

3. Необходимо учитывать температурную зависимость $U_{БЭ}$. Действительно, так как $\check{I}_{НАС} = f(T)$, то $U_{БЭ} = f(T)$. Из уравнения Эберса – Молла следует, что $U_{БЭ}$ уменьшается примерно на 2,1 мВ/С°. В грубом приближении можно считать, что $U_{БЭ} \approx \frac{1}{T}$.

4. Необходимо учитывать зависимость $U_{БЭ} = f(U_{кЭ})$. Данная зависимость носит название эффекта Эрли. При этом наблюдается $\Delta U_{БЭ} \approx -0,0001 \cdot \Delta U_{кЭ}$. Поскольку $\check{I}_k = f(U_{БЭ})$, то I_k в меньшей степени, но все-таки зависит от изменения $U_{кЭ}$.

5.2.1. Усилитель с заземленным эмиттером

В данном усилителе потенциал эмиттера $U_{Э} = 0$. Регулируя сопротивление R_2 , изменяем $U_{БЭ}$ и добиваемся значения тока покоя $I_{ОК} = 1 \text{ мА}$ с целью получения $U_k = 0,5 U_{кк} = 10 \text{ В}$ при $R_k = 10 \text{ к}$.

При данном токе покоя сопротивление эмиттерного перехода $r_{Э} = \frac{25}{\check{I}_k} = 25 \text{ Ом}$, и его надо учитывать при определении коэффициента усиле-

ния $K_U = \frac{R_K}{r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}}}$. Поэтому коэффициент усиления будет равен:

$$K_U = \frac{R_K}{r_{\text{Э}}} = 400, \text{ поскольку } R_{\text{Э}} = 0.$$

Сопротивление со стороны базы транзистора: $Z_{\text{ВХ}} = \beta \cdot r_{\text{Э}} = 2,5 \text{ кОм}$. Таким образом, схема имеет высокий K_U , однако низкое входное сопротивление.

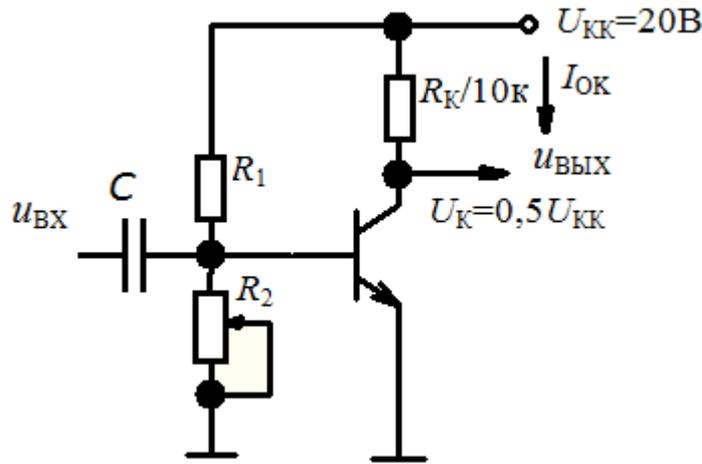


Рис. 5.11. Усилитель с заземленным эмиттером

5.2.2. Нелинейные искажения в схеме с заземленным эмиттером

Нелинейные искажения связаны с тем, что коллекторный ток изменяется при изменении входного сигнала. Рассмотрим два крайних случая:

1. Транзистор открыт (режим насыщения), следовательно, $U_K = 0$ и для рассматриваемой схемы коллекторный ток увеличивается до $I_K = 2 \text{ мА}$. При этом сопротивление эмиттерного перехода $r_{\text{Э}} = 12,5 \text{ Ом}$, а коэффициент усиления $K_U = 800$.

2. Транзистор закрыт (режим отсечки), следовательно, ток коллектора $I_K = 0 \text{ мА}$, сопротивление эмиттерного перехода $r_{\text{Э}} \rightarrow \infty$, коэффициент усиления $K_U = 0$.

Таким образом, диапазон изменения тока $I_K = [0 \dots 2]$, а диапазон изменения коэффициента усиления $K_U = [0 \dots 800]$. В результате для больших значений входного сигнала коэффициент усиления K_U значительно больше, чем для малых.

Это можно проиллюстрировать следующей логической цепочкой:

$$U_{\text{ВХ}} \downarrow \rightarrow U_{\text{БЭ}} \downarrow \rightarrow I_K \downarrow \rightarrow r_{\text{Э}} = \frac{25}{I_K} \uparrow \rightarrow K_U = \frac{R_K}{r_{\text{Э}}} \downarrow$$

и, наоборот,

$$U_{\text{ВХ}} \uparrow \rightarrow U_{\text{БЭ}} \uparrow \rightarrow I_K \uparrow \rightarrow r_{\text{Э}} = \frac{25}{I_K} \downarrow \rightarrow K_U = \frac{R_K}{r_{\text{Э}}} \uparrow.$$

На рис. 5.12 показан линейно изменяющийся входной сигнал $U_{ВХ}$ с нелинейными искажениями.

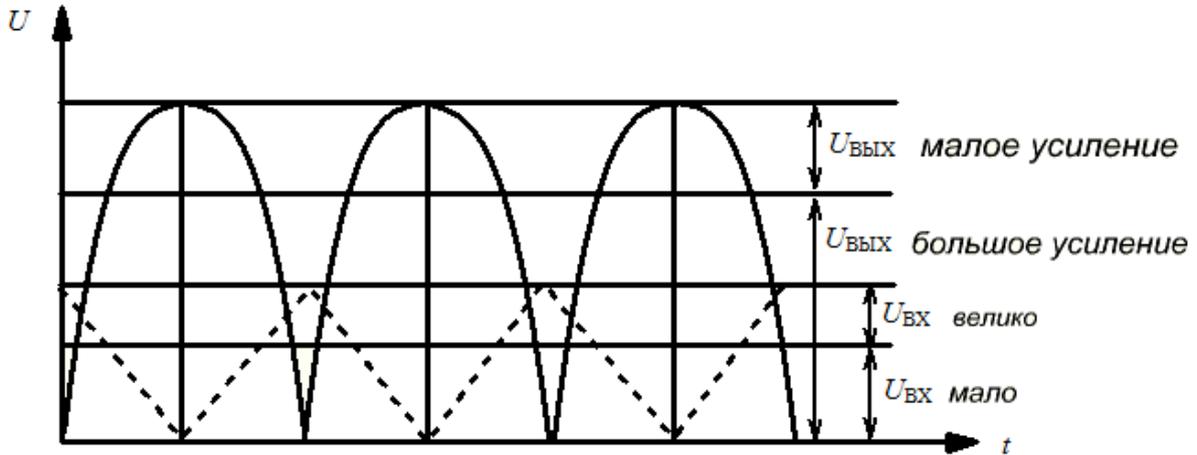


Рис. 5.12. Нелинейные искажения в усилителе с заземленным эмиттером

5.2.3. Эмиттерный резистор в качестве элемента отрицательной обратной связи (ООС)

Часто схему усилителя с общим эмиттером называют схемой с отрицательной обратной связью (ООС) в цепи эмиттера. ООС – это процесс передачи части выходного сигнала обратно на вход и вычитание ее из входного сигнала. Она уменьшает усиление, но ведет к более стабильной работе схемы.

Покажем наличие ООС в цепи эмиттера. Действительно, $U_{ВХ} = U_{БЭ} + U_{Э} = U_{БЭ} + \check{I}_{ОК} \cdot R_{Э}$ и $U_{БЭ} = U_{ВХ} - \check{I}_{ОК} \cdot R_{Э}$. Таким образом, увеличение величины эмиттерного резистора приводит к уменьшению $U_{БЭ}$ и $\check{I}_{К} = f(U_{БЭ})$, а также к уменьшению коэффициента усиления схемы.

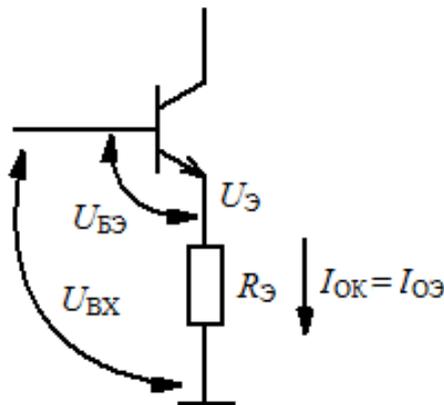


Рис. 5.13. Обратная связь в цепи эмиттера

5.3. Способы задания стабильного смещения усилителя с ОЭ

Существуют три способа решения проблемы стабилизации режима и задания смещения:

- 1) с помощью шунтируемого резистора;
- 2) с помощью согласованного транзистора;
- 3) с помощью ООС по постоянному току.

5.3.1. Использование шунтируемого резистора

Рассмотрим рис. 5.14. Сохранить стабильное постоянное напряжение на эмиттере $U_{\text{Э}}$, относительно которого любые изменения $U_{\text{БЭ}}$ будут несущественными, и одновременно получить достаточно большой коэффициент усиления удастся путем шунтирования эмиттерного резистора $R_{\text{Э}}$ конденсатором $C_{\text{Э}}$, импеданс которого в полосе рабочих частот весьма мал. В результате в полосе ра-

бочих частот коэффициент усиления $K_U = \frac{R_{\text{К}}}{r_{\text{Э}} + (R_{\text{Э}} \parallel Z_{C_{\text{Э}}})}$.

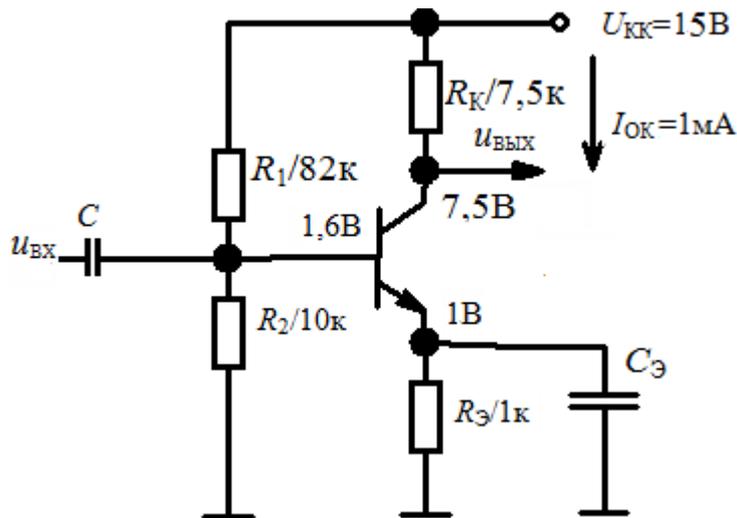


Рис. 5.14. Схема усилителя с шунтируемым резистором в цепи эмиттера

Стабильное смещение обеспечивается выбором $R_{\text{Э}}$ при соблюдении условия $U_{\text{Э}} \approx 0,1U_{\text{К}}$. Для получения большого K_U величина $C_{\text{Э}}$ выбирается из условия $|Z_{C_{\text{Э}}}| \ll R_{\text{Э}}$ при $\omega = \omega_{\text{Н}}$, где $\omega_{\text{Н}}$ – нижняя граничная частота диапазона усилителя. Так, например, часто рекомендуется выбирать $|Z_{C_{\text{Э}}}| = r_{\text{Э}}$, тогда

$$K_U = \frac{R_{\text{К}}}{2r_{\text{Э}}}, \text{ так как } r_{\text{Э}} \ll R_{\text{Э}} \text{ и } R_{\text{Э}} \parallel r_{\text{Э}} \approx r_{\text{Э}}.$$

Для создания усилителя с заданным коэффициентом усиления удобно использовать дополнительный резистор в эмиттерной цепи. В такой схеме

$K_U = \frac{R_K}{R_3 + r_3 + (R'_3 \parallel Z_{C_3})}$. На практике рекомендуется выбирать $|Z_{C_3}| = r_3$, и если

$R'_3 \gg r_3$, то $K_U = \frac{R_K}{2r_3 + R_3}$.

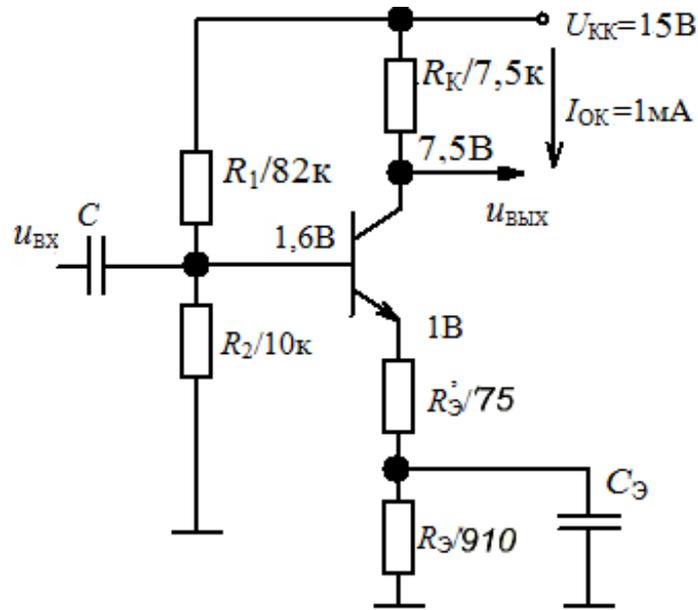


Рис. 5.15. Вариант схемы усилителя с шунтируемым дополнительным резистором в цепи эмиттера

5.3.2. Использование согласованного транзистора

Согласованные транзисторы выполнены на одном кристалле и обладают одинаковыми температурными свойствами.

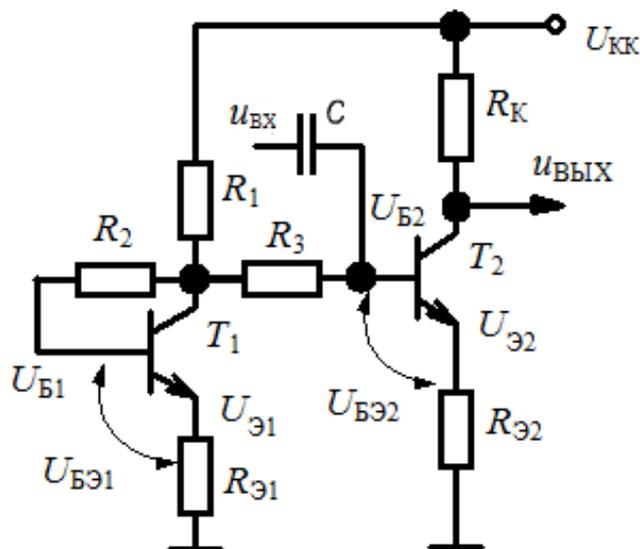


Рис. 5.16. Задание смещения в усилителе с ОЭ при помощи согласованного транзистора

Стабилизация смещения осуществляется за счет автоматической температурной компенсации, происходящей при подаче в базу второго транзистора напряжения $U_{БЭ}$ первого транзистора, который имеет такие же температурные характеристики.

В схеме базы транзисторов соединены через резисторы R_2 и R_3 . С учетом малого тока базы и относительно небольших значений R_2, R_3 можно пренебречь падением напряжения на них и считать $U_{Б1} = U_{Б2}$. Тогда $\uparrow T \text{ } ^\circ\text{C} \rightarrow \downarrow U_{БЭ2}$ на $2,1 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ при $U_{Б2} = \text{const} \rightarrow \uparrow U_{Э2} \rightarrow \uparrow I_{Э2} \rightarrow \uparrow I_{К2}$, однако одновременно $\uparrow T \text{ } ^\circ\text{C} \rightarrow \downarrow U_{БЭ1} \rightarrow \downarrow U_{Б1} \rightarrow \downarrow U_{Б2} \rightarrow \downarrow U_{Э2} \rightarrow \downarrow I_{Э2} \rightarrow \downarrow I_{К2}$.

Можно также рассуждать следующим образом: $\uparrow T \text{ } ^\circ\text{C} \rightarrow \downarrow r_{Э2} \rightarrow \uparrow I_{К2}$, однако одновременно $\uparrow T \text{ } ^\circ\text{C} \rightarrow \downarrow r_{Э1} \rightarrow \downarrow U_{БЭ1} \rightarrow \downarrow U_{Б1} \rightarrow \downarrow U_{Б2} \rightarrow \downarrow U_{БЭ2} \rightarrow \downarrow I_{К2}$.

5.3.3. ООС по постоянному току

В отличие от предыдущих вариантов, в данной схеме делитель, создающий смещение, подключен к коллектору транзистора, а не к источнику питания $U_{КК}$. Напряжение на коллекторе $U_{К} = U_{КК} - I_{ОК}R_{К}$ зависит от тока, протекающего через транзистор.

Таким образом, в схеме усилителя за счет ООС уменьшается склонность к насыщению. Действие ООС в схеме может быть проиллюстрировано следующей логической цепочкой:

$$\uparrow \dot{I}_{К} \rightarrow \downarrow U_{К} \rightarrow \downarrow U_{Б} \rightarrow \downarrow U_{БЭ} \rightarrow \downarrow \dot{I}_{К}$$

и, наоборот, $\downarrow \dot{I}_{К} \rightarrow \uparrow U_{К} \rightarrow \uparrow U_{Б} \rightarrow \uparrow U_{БЭ} \rightarrow \uparrow \dot{I}_{К}$.

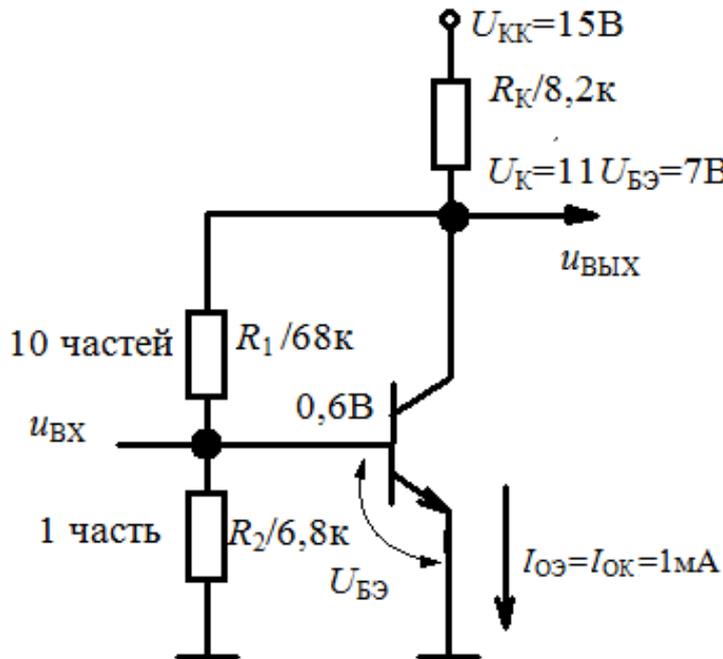


Рис. 5.17. Задание смещения в усилителе с ОЭ с использованием ООС по постоянному току

Контрольные вопросы к лекции

1. Чем определяется коэффициент передачи усилителя с ОЭ?
2. Чем определяется входное и выходное сопротивление усилителя с ОЭ?
3. В чем заключается методика анализа и расчета схемы усилителя с ОЭ?
4. В чем заключается графический выбор рабочей точки усилителя с ОЭ?
5. Какими свойствами обладает схема расщепления фазы с единичным коэффициентом усиления?
6. В чем заключается принцип работы простейшего фазовращателя?
7. Что дает для расчета представление усилителя с ОЭ в виде двух независимых усилителей: с передаточной проводимостью и с передаточным сопротивлением?
8. Какие ограничения при анализе и расчете схемы усилителя с ОЭ имеет простейшая модель транзистора?
9. В чем состоит отличие модели Эберса – Молла от простейшей модели транзистора?
10. Какие практические правила следуют из модели Эберса – Молла?
11. Чем определяется коэффициент передачи усилителя с заземленным эмиттером?
12. В чем причина возникновения нелинейных искажений в усилителе с заземленным эмиттером?
13. Почему эмиттерный резистор в усилителе с ОЭ считают элементом ООС?
14. Какие способы задания стабильного смещения в усилителе с ОЭ существуют?

ЛЕКЦИЯ 6

6.1. Температурная стабильность усилителя с ОЭ

Рассмотрим три варианта схемы усилителя с ОЭ, отличающиеся величиной напряжения смещения U_B и, соответственно, напряжением $U_{Э}$, и приближенно оценим температурную стабильность каждого из вариантов.

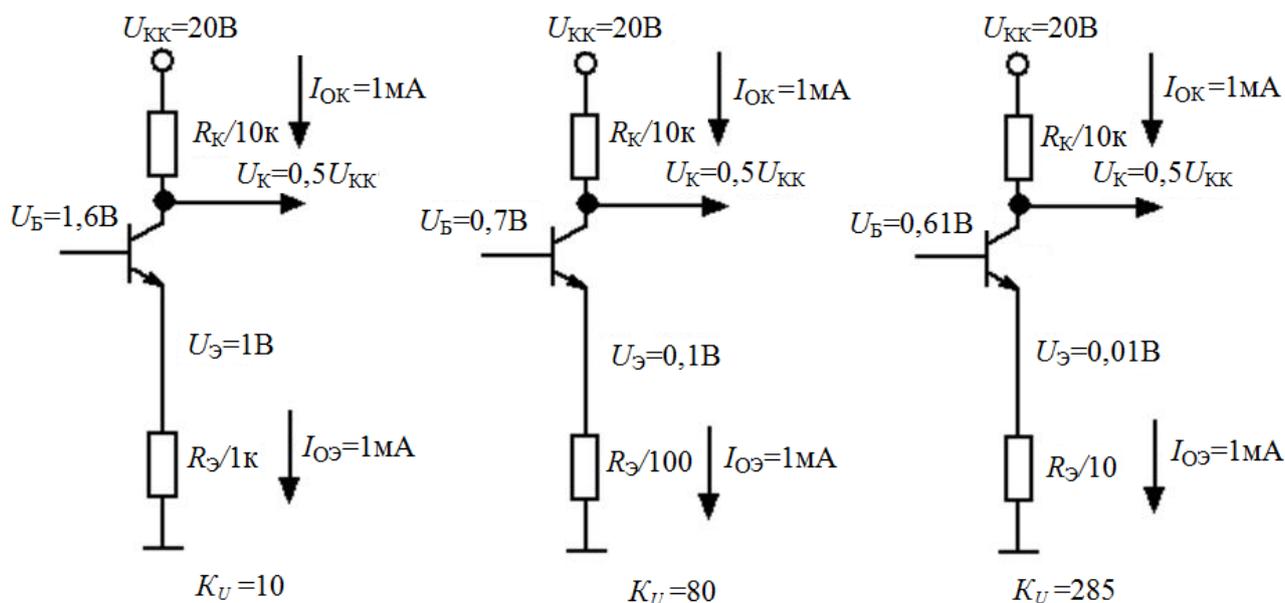


Рис. 6.1. К оценке температурной стабильности вариантов схем усилителя с ОЭ с разными коэффициентами усиления

Для удобства сравнения схем величины $R_{Э}$ выбраны в них таким образом, чтобы ток покоя $I_{OЭ} \approx I_{OK} = \frac{U_{Э}}{R_{Э}} = 1\text{mA}$ во всех трех вариантах. В этом случае величина R_K во всех вариантах одинакова и обеспечивает выполнение условия симметричности выходного сигнала: $U_K = 0,5U_{KK} = U_{KK} - I_{OK}R_K$. Собственное сопротивление эмиттерного перехода $r_{э} = \frac{25}{I_K} = 25\text{Om}$ для всех вариантов схем, а коэффициент усиления $K_U = \frac{R_K}{R_{Э} + r_{э}}$ получается равным 10, 80 и 285 для первого, второго и третьего вариантов соответственно.

Поскольку сопротивление в коллекторе транзистора значительно больше, чем в эмиттере, пренебрежем падением напряжения на эмиттерном сопротивлении. Тогда можно считать, что ток, соответствующий режиму насыщения, для всех схем будет равен: $I_{K,НАС} = \frac{U_{KK}}{R_K} = 2\text{mA}$ (транзистор полностью открыт, все напряжение источника питания практически падает на R_K). Увеличению I_K будет соответствовать такое же увеличение $I_{Э}$, т.е. $I_{K,НАС} \approx I_{Э,НАС}$. Тогда соответ-

ствующие напряжения $U_{\text{Э.НАС}} \approx I_{\text{Э.НАС}} R_{\text{Э}}$ для вариантов схемы будут равны 2 В, 0,2 В и 0,02 В.

Согласно модели Эберса – Молла в транзисторе при фиксированном напряжении на базе $U_{\text{Б}} = U_{\text{БЭ}} + U_{\text{Э}}$ с ростом температуры происходит уменьшение $U_{\text{БЭ}}$ на 2,1 мВ/°С и, следовательно, повышение $U_{\text{Э}}$. Однако в первом варианте схемы невозможно повышение $U_{\text{Э}}$ до $U_{\text{Э.НАС}} = 2$ В (точнее – до 1,8 В, если не пренебрегать падением напряжения на эмиттерном сопротивлении), так как всегда $U_{\text{Б}} = 1,6 \text{ В} < U_{\text{Э.НАС}}$.

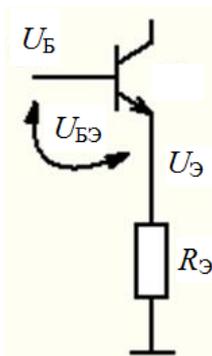


Рис. 6.2. К оценке повышения потенциала эмиттера до величины, соответствующей насыщению, при фиксированном напряжении смещения $U_{\text{Б}}$ и уменьшении $U_{\text{БЭ}}$ с ростом температуры

Во втором варианте $U_{\text{Э.НАС}} = 0,2 \text{ В} < U_{\text{Б}} = 0,7 \text{ В}$, т.е. с ростом температуры возможно повышение $U_{\text{Э}}$ до $U_{\text{Э.НАС}}$. Увеличение $U_{\text{Э}}$ до 0,2 В (на 100 мВ) достигается при росте температуры на $\approx 47 \text{ }^\circ\text{С}$, что соответствует уменьшению $U_{\text{БЭ}}$ на $2,1 \text{ мВ}/^\circ\text{С} \times 47 \text{ }^\circ\text{С} \approx 100 \text{ мВ}$.

В третьем варианте $U_{\text{Э.НАС}} = 0,02 \text{ В} < U_{\text{Б}} = 0,61 \text{ В}$ также возможно и достигается при росте температуры всего на $5 \text{ }^\circ\text{С}$, так как повышение $U_{\text{Э}}$ на 10 мВ соответствует уменьшению $U_{\text{БЭ}}$ на $2,1 \text{ мВ}/^\circ\text{С} \times 5 \text{ }^\circ\text{С} \approx 10,5 \text{ мВ}$.

Данный анализ показывает, что малая величина напряжения смещения $U_{\text{Б}}$ и, соответственно, низкий потенциал эмиттера $U_{\text{Э}}$ негативно влияют на температурную стабильность схемы.

Таким образом, приближенная оценка температурной стабильности усилителя с ОЭ может быть выполнена следующим образом:

1. Определяется $I_{\text{К.НАС}} = \frac{U_{\text{КК}}}{R_{\text{К}}} = I_{\text{Э.НАС}}$.

2. Находится $U_{\text{Э.НАС}} = I_{\text{Э.НАС}} \cdot R_{\text{Э}}$.

3. Определяется разность $\Delta U_{\text{Э}} = |U_{\text{Э.НАС}} - U_{\text{Э}}|$.

4. Оценивается диапазон изменения температуры для активного режима

$$\Delta T = \frac{\Delta U_{\text{Э}}}{2,1 \text{ мВ}/^\circ\text{С}}.$$

Однако такая оценка температурной стабильности становится невозможной для усилителя с заземленным эмиттером, для которого всегда $U_{\text{Э}} = 0$. Таким образом, при $R_{\text{Э}} \rightarrow 0$ и, соответственно, $U_{\text{Э}} \rightarrow 0$ приращение $\Delta U_{\text{Э}} \ll 2,1 \text{ мВ}$ означает практическую неработоспособность схемы с заземленным эмиттером, что не соответствует реальной действительности. Поэтому для оценки температурной стабильности схемы с заземленным эмиттером, как и в случае оценки коэффициента усиления, следует учитывать собственное сопротивление эмиттера и рассматривать ее как эквивалентную схему с эмиттерным сопротивлением $r_{\text{Э}}$.

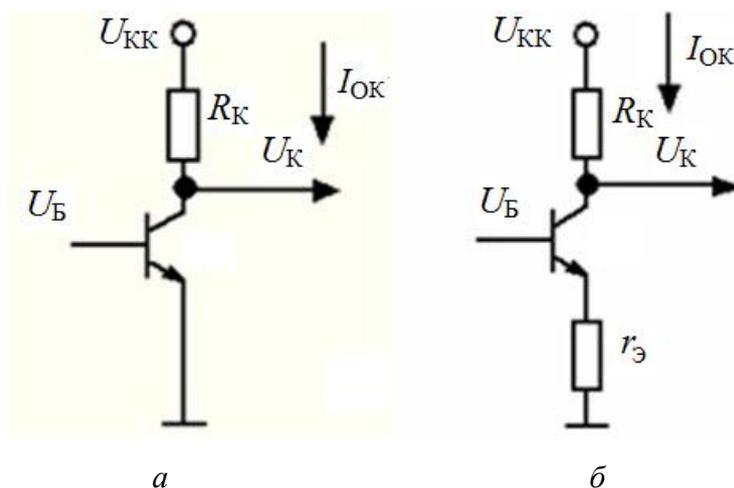


Рис. 6.3. Усилитель с заземленным эмиттером (а) и его эквивалентная схема (б)

В этом случае можно воспользоваться рассмотренной выше методикой, приближенно оценивая по эквивалентной схеме $U_{\text{Э.НАС}} \approx I_{\text{Э.НАС}} r_{\text{Э}}$. В результате для усилителя с заземленным эмиттером при $U_{\text{К}} = 0,5 U_{\text{КК}}$ и, соответственно, токе покоя $I_{\text{ОК}} = \frac{0,5 U_{\text{КК}}}{R_{\text{К}}}$ в режиме насыщения происходит увеличение тока покоя

в два раза, так как $I_{\text{К.НАС}} = \frac{U_{\text{КК}}}{R_{\text{К}}}$. Это означает, что в его эквивалентной схеме

$U_{\text{Э.НАС}}$ возрастает также приблизительно в два раза, т.е. на 25 мВ, поскольку

$$r_{\text{Э}} [\text{Ом}] \approx \frac{25 [\text{мВ}]}{I_{\text{К}} [\text{мА}]}.$$

Таким образом, $T = \frac{\Delta U_{\text{Э}}}{2,1 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}} \approx 12 \text{ }^{\circ}\text{C}$, что гарантирует для $U_{\text{К}} = 0,5 U_{\text{КК}}$

переход усилителя с заземленным эмиттером в насыщение при изменении температуры на $12 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Очевидно, что $r_{\text{Э}}$ можно не учитывать лишь при $R_{\text{Э}} \gg r_{\text{Э}}$. В противном случае $U_{\text{Э.НАС}} \approx I_{\text{Э.НАС}} (r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}})$.

Так, для третьего варианта схемы температурная стабильность определяется более точно: $\Delta U_{\text{Э}} = 35 \text{ мВ}$, и соответственно $\Delta T = \frac{\Delta U_{\text{Э}}}{2,1 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}} = 16,7 \text{ }^{\circ}\text{C}$, а не $5 \text{ }^{\circ}\text{C}$, как было определено без учета $r_{\text{Э}} = 25 \text{ Ом}$.

В заключение отметим, что более строго оценка температурной стабильности должна исходить не из установившегося режима насыщения, а из его начала, при котором усилительные свойства каскада уже начинают пропадать. Поэтому температурный диапазон для усилителя будет несколько ниже, чем полученный по приближенной, рассмотренной выше, оценке.

6.2. Пример расчета усилителя с ОЭ с шунтируемым резистором эмиттерной цепи и заданным коэффициентом передачи

Шунтирование резистора в эмиттерной цепи позволяет обеспечить одновременно как высокий коэффициент усиления, так и температурную стабильность схемы. Рассматриваемый вариант очень удобен для расчета усилителя с заданным коэффициентом передачи K_U .

На рис. 6.4 приведены схемы с $K_U = 80$ и $K_U = 285$, которые обладают температурной стабильностью, соответствующей первой схеме рис. 6.1, имеющей $K_U = 10$.

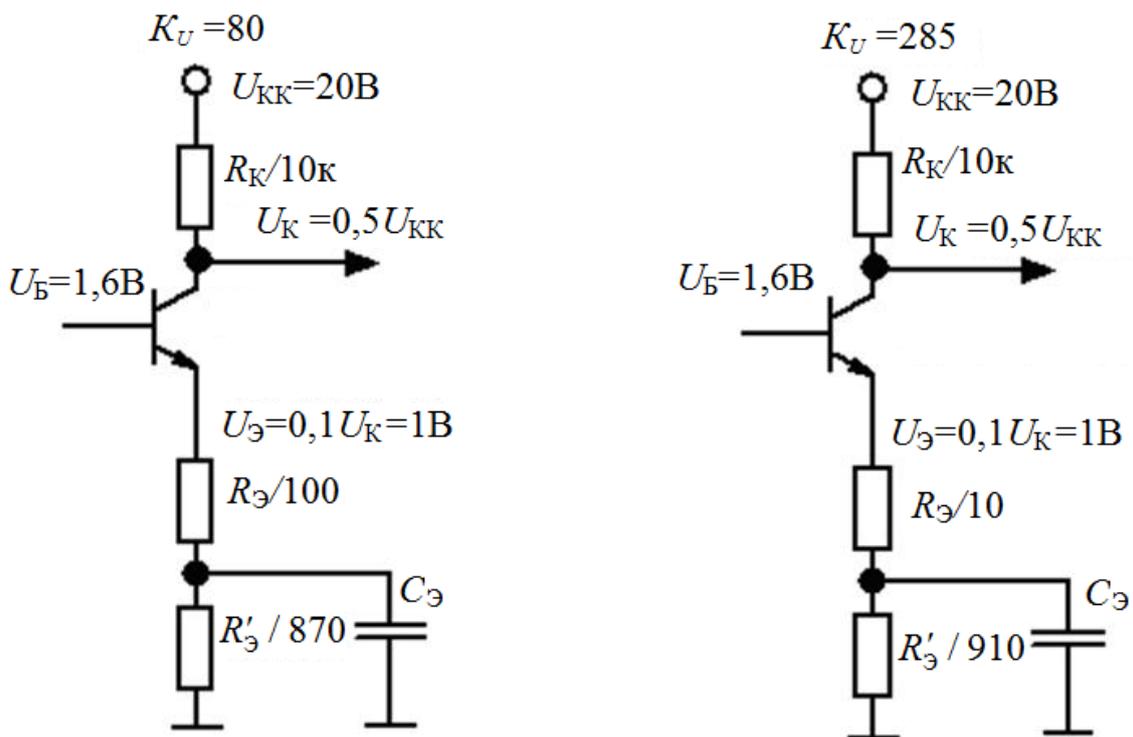


Рис. 6.4. К расчету схемы с шунтируемым дополнительным резистором в эмиттерной цепи

Методика расчета заключается в следующем:

1. Задаемся током покоя I_{OK} и выбираем R_K таким образом, чтобы $U_K = 0,5 \cdot U_{KK}$.

2. Выбираем $R_Э$ таким образом, чтобы обеспечить требуемый

$$K_U = \frac{R_K}{R_Э + 2r_Э}, \text{ где } r_Э = \frac{25}{I_{OK}}.$$

3. Выбираем $R'_Э$ из условия $U_Э = I_{ОК}(R_Э + R'_Э) \approx 0,1 \cdot U_{КК}$ для обеспечения температурной стабильности схемы.

4. Определяем напряжение смещения $U_Б = U_Э + 0,6$ В (для $n-p-n$ -транзистора).

5. Выбираем сопротивления R_1, R_2 для цепи смещения (на схеме она не показана) с учетом эквивалентного сопротивления делителя $R_{ДЕЛ} = R_1 \parallel R_2 \leq 0,1 \cdot R_Б \approx \approx 0,1 \cdot \beta \cdot (R_Э + R'_Э)$ и с учетом обеспечения требуемого $U_Б$.

6. Выбираем $C_Э$ из условия $|Z_C| = r_Э \ll R'_Э$ при $w = w_H$.

6.3. Следящая связь

Входное сопротивление ЭП и усилителя с ОЭ в основном определяется эквивалентным сопротивлением делителя, задающего смещение. Это сопротивление является, как правило, относительно небольшим.

Так, например, для схемы ЭП, приведенного на рис. 6.5, $R_{ВХ} = R_{ДЕЛ} \parallel R_Б$, где $R_{ДЕЛ} = R_1 \parallel R_2$, а $R_Б \approx \beta \cdot R_Э$. При $\beta = 100$ в данной схеме $R_{ВХ} \approx 9$ к.

Значительно увеличить $R_{ВХ}$ схемы для частот сигнала позволяет метод следящей связи. Он заключается в подведении напряжения смещения от делителя к базе транзистора через дополнительный резистор, который через конденсатор соединяется с эмиттером. В результате напряжение и ток сигнала в дополнительном резисторе оказываются равными нулю, а, значит, его сопротивление и соответственно входное сопротивление схемы на частотах сигнала резко возрастают.

Рассмотрим схему ЭП со следящей связью (рис. 6.5). Делитель $R_1 R_2$ с эквивалентным сопротивлением $R_{ДЕЛ} = R_1 \parallel R_2 = 5$ к создает смещение $U_Б = 0,5U_{КК}$, которое через дополнительный резистор R_3 подводится к базе. Так как ток базы мал, то падение напряжения на R_3 пренебрежимо мало.

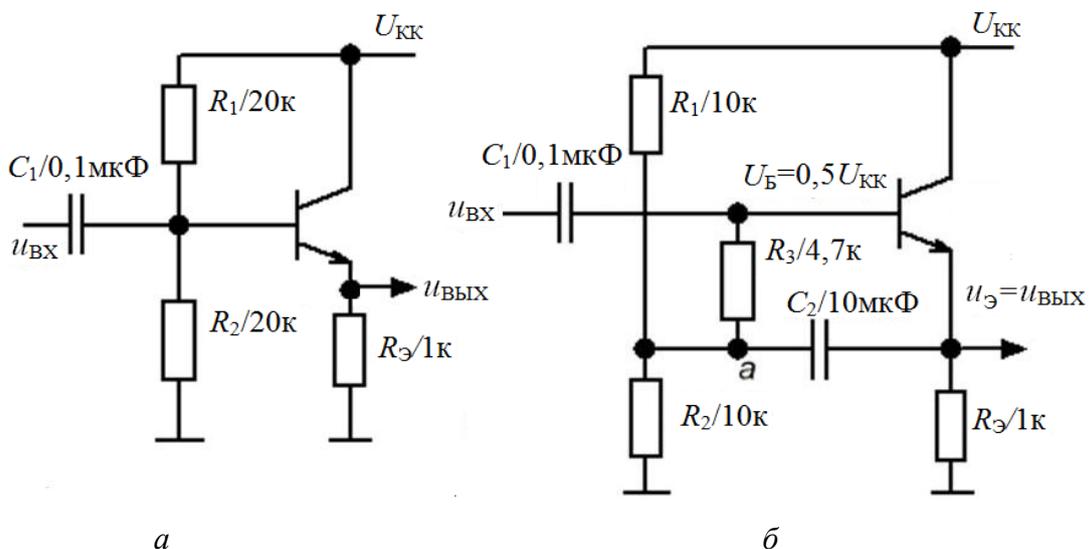


Рис. 6.5. ЭП (а) и применение для него метода следящей связи (б)

Общее сопротивление R_1 , R_2 и R_3 , приведенное к базе, составляет: $R_{\text{ДЕЛ}} + R_3 = 9,7 \text{ к} \approx 0,1 \cdot \beta \cdot R_3$ при $\beta = 100$.

Входной сигнал $u_{\text{ВХ}}$ поступает на базу транзистора и одновременно на первый вывод R_3 , а при $|Z_{C_2}| = \frac{1}{\omega_H C} \rightarrow 0$ на частотах $\omega \geq \omega_H$ на второй вывод R_3 подается $u_3 \approx u_{\text{ВХ}}$. В результате падение напряжения сигнала на R_3 $U_{R_3} \rightarrow 0$, ток сигнала через него $i_{R_3} \rightarrow 0$, что эквивалентно $\uparrow\uparrow R_3$, а значит, и $\uparrow\uparrow R_{\text{ВХ}}$ всей схемы на частотах сигнала до $R_{\text{ВХ}} \approx R_{\text{Б}} \approx \beta \cdot R_3$.

Аналогичным образом следящая связь может быть реализована и в усилителе с ОЭ для повышения его входного сопротивления.

6.4. Насыщенный транзисторный ключ с ОЭ

Ключ выключен, когда $U_{\text{ВХ}} = U^0$ (режим отсечки), при этом $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{КК}}$.

Ключ включен, когда $U_{\text{ВХ}} = U^1$ (режим насыщения), при этом $U_{\text{ВЫХ}} = 0$.

Так как $I_{\text{Б}} = \frac{I_{\text{К}}}{\beta}$ и $I_{\text{К.НАС}} \approx \frac{U_{\text{КК}}}{R_{\text{К}}}$, то $I_{\text{Б.НАС}} = \frac{I_{\text{К.НАС}}}{\beta} = \frac{U_{\text{КК}}}{\beta \cdot R_{\text{К}}}$.

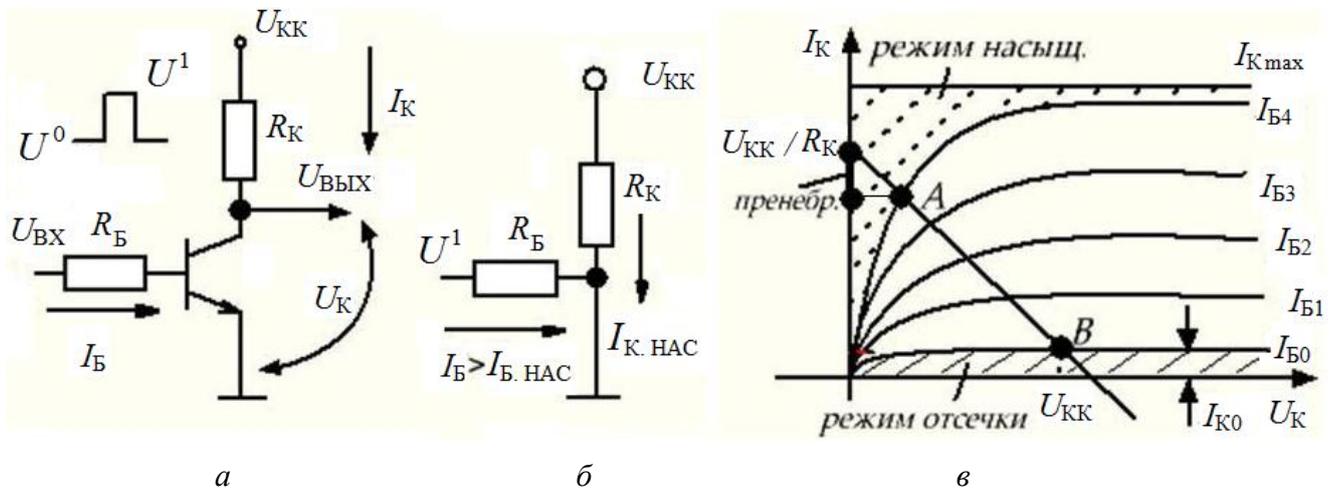


Рис. 6.6. Насыщенный транзисторный ключ с ОЭ (а), его эквивалентная схема в режиме насыщения (б) и выходные характеристики транзистора (в)

При расчете ключа выбирают $R_{\text{К}}$, определяют $I_{\text{К.НАС}} = \frac{U_{\text{КК}}}{R_{\text{К}}} < I_{\text{К.МАХ}}$,

находят $I_{\text{Б.НАС}} = \frac{I_{\text{К.НАС}}}{\beta}$, а затем $R_{\text{Б}} = \frac{U^1}{I_{\text{Б.НАС}}}$. Поскольку для насыщения необ-

ходимо $i_B \geq I_{B.НАС}$, то выбирают $R_B \leq \frac{U^1}{I_{B.НАС}}$. Степень (качество насыщения)

характеризуется коэффициентом насыщения: $S = \frac{i_B}{I_{B.НАС}} = \frac{I_B}{I_{K.НАС}}$.

При $\uparrow R_K \rightarrow \downarrow I_{K.НАС} \rightarrow \uparrow S \rightarrow \downarrow$ быстродействие схемы и, наоборот, при $\downarrow R_K \rightarrow \uparrow I_{K.НАС} \rightarrow \downarrow S \rightarrow \uparrow$ быстродействие схемы.

6.5. Токовые зеркала

6.5.1. Простое токовое зеркало

Токовое зеркало является источником тока, поддерживающим постоянный ток в нагрузке независимо от изменения ее параметров.

Работа простого токового зеркала (рис. 6.7) определяется коллекторным током транзистора T_1 . Напряжение $U_{БЭ}$ для T_1 устанавливается в соответствии с заданным током, температурой окружающей среды и типом транзистора. В результате оказывается заданным такое же напряжение $U_{БЭ}$ для транзистора T_2 , согласованного с T_1 . Таким образом, T_2 передает в нагрузку такой же ток, что задан для T_1 потенциометром R .

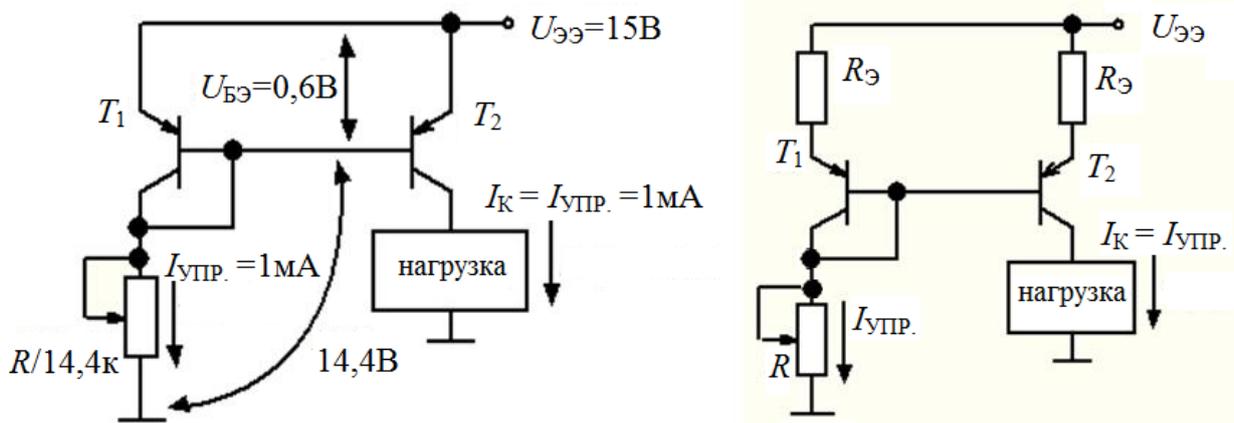


Рис. 6.7. Варианты схемы простого токового зеркала

Одним из достоинств токового зеркала как источника тока является более широкий рабочий диапазон, практически близкий к напряжению питания, так как нет падения напряжения на эмиттерном резисторе. Недостаток простого токового зеркала заключается в том, что выходной ток несколько изменяется при изменении нагрузки из-за проявления эффекта Эрли, поскольку $\uparrow R_H \rightarrow \uparrow U_K \rightarrow \uparrow U_{КЭ} \rightarrow \uparrow U_{БЭ} \rightarrow \uparrow I_K$.

Уменьшение влияния эффекта Эрли в простом токовом зеркале достигается введением резисторов $R_Э$, что повышает $U_Э$ и делает относительно него

изменение $U_{БЭ}$, а значит и изменение I_K , несущественным. Однако это уменьшает рабочий диапазон токового зеркала как источника тока.

6.5.2. Токовое зеркало Уилсона

Токовое зеркало Уилсона обеспечивает более высокую степень постоянства выходного тока по сравнению с простым токовым зеркалом. В схеме уменьшено влияние эффекта Эрли. Транзисторы T_1 и T_2 включены как в обычном токовом зеркале. Однако, с одной стороны, транзистор T_3 в два раза уменьшает потенциал коллектора транзистора T_1 по сравнению с простым токовым зеркалом, поэтому относительные изменения $U_{КЭ}$ в данной схеме меньше. С другой стороны, транзисторы T_2 и T_3 можно рассматривать включенными каскодно.

Такое включение компенсирует изменение тока в нагрузке, в том числе вызванное эффектом Эрли. При этом напряжение на коллекторе T_2 и, стало быть, на базах T_1 и T_2 фиксируется током эмиттера T_3 . Фактически используется свойство эмиттерного повторителя отдавать ток в нагрузку, поскольку нагрузкой эмиттерной цепи T_3 является транзистор T_2 .

Действительно, при $\uparrow I \rightarrow \uparrow I_{Э3} \rightarrow \uparrow U_{Э3} \rightarrow \uparrow U_{Б2} \rightarrow \downarrow U_{БЭ2} \rightarrow \downarrow I_{К2} \rightarrow \downarrow I_{Э3} \rightarrow \downarrow I$ и, наоборот, $\downarrow I \rightarrow \downarrow I_{Э3} \rightarrow \downarrow U_{Э3} \rightarrow \downarrow U_{Б2} \rightarrow \uparrow U_{БЭ2} \rightarrow \uparrow I_{К2} \rightarrow \uparrow I_{Э3} \rightarrow \uparrow I$.

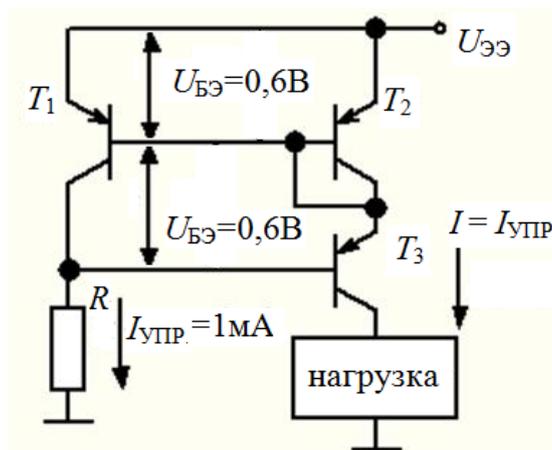


Рис. 6.8. Токовое зеркало Уилсона

6.6. Составные транзисторы

Различают два варианта составных транзисторов: по схеме Дарлингтона и по схеме Шиклаи.

Составной транзистор работает как один транзистор с коэффициентом усиления по току β , равным произведению коэффициентов β составляющих транзисторов: $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$. Составные транзисторы позволяют повысить входное сопротивление схем ЭП и усилителей с ОЭ, так как $r_{вх} \approx \beta \cdot R_3$. В транзисторе

Дарлингтона падение напряжения между базой и эмиттером в два раза больше обычного.

Составные транзисторы имеют пониженное быстродействие, так как транзисторы T_1 и T_2 срабатывают последовательно. В схеме Дарлингтона используются транзисторы одинаковой полярности, в схеме Шиклаи – транзисторы разной полярности.

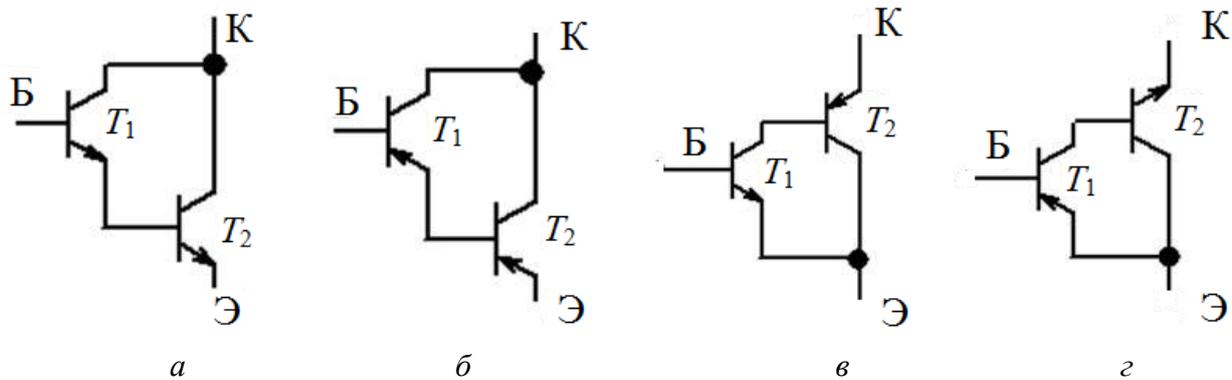


Рис. 6.9. Варианты составных транзисторов:

a – $n-p-n$ -транзистор Дарлингтона; *б* – $p-n-p$ -транзистор Дарлингтона;
в – $n-p-n$ -транзистор Шиклаи; *г* – $p-n-p$ -транзистор Шиклаи

6.7. Двухтактный выходной каскад

Применяется для усиления по мощности при работе на низкоомную нагрузку. В данной схеме (рис. 6.10, *a*) используются транзисторы разной полярности. Питание двухполярное.

Транзисторы работают по очереди: T_1 – во время положительной полуволны, а T_2 – во время отрицательной полуволны напряжения. Когда один из транзисторов находится в активном режиме, второй – закрыт. T_1 и T_2 можно рассматривать как ЭП, подключенные к одной нагрузке.

При $R_H = 8$ Ом и выходном напряжении $U_{\text{ЭФФ}} \approx 10,5$ В, что соответствует $U_{\text{КК}} = 15$ В, на нагрузке рассеивается мощность $P = \frac{U^2}{R} = 12$ Вт.

Как правило, для улучшения температурного режима транзисторов и температурной стабильности схемы транзисторы размещают на радиаторах.

Для увеличения мощности двухтактных каскадов используют составные транзисторы. На рис. 6.10, *б* приведен вариант двухтактного выходного каскада на составных транзисторах: T_1, T_2 – транзистор Дарлингтона, T_3, T_4 – транзистор Шиклаи.

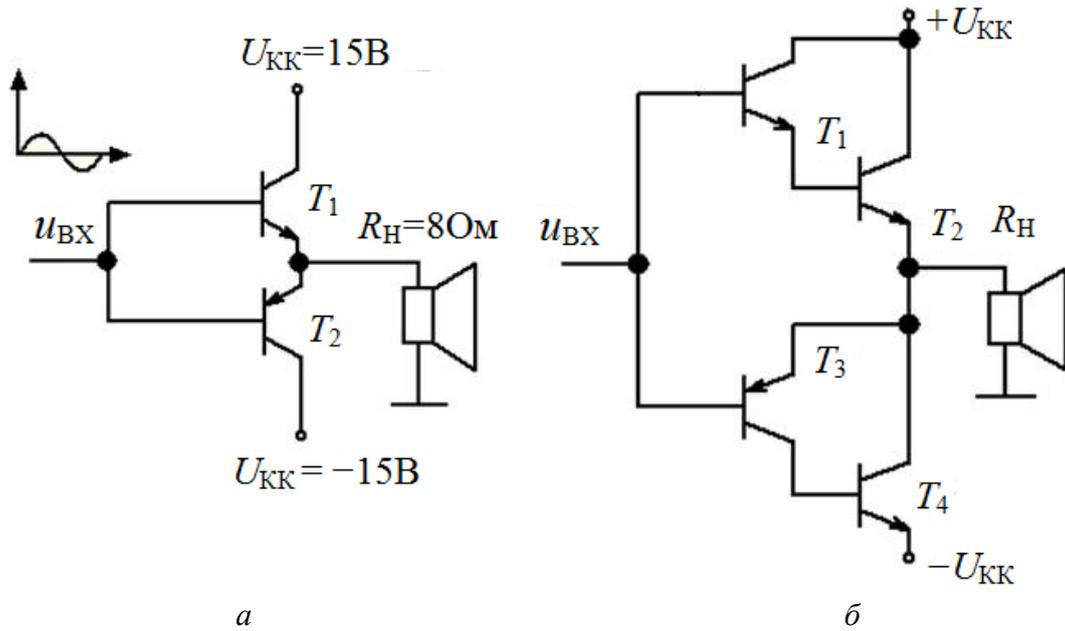


Рис. 6.10. Схема двухтактного выходного каскада (а).
Вариант данной схемы на составных транзисторах (б)

Переходные искажения в двухтактном каскаде

Двухтактным каскадам присущ специфический вид искажений сигнала, возникающий при его переходе через нуль. Это явление называют переходными искажениями.

Из рис. 6.11 видно, что выходной сигнал повторяется в эмиттерах транзисторов T_1 и T_2 при их открывании, соответственно при $U_{ВХ} > 0,6$ В для T_1 и при $U_{ВХ} < -0,6$ В для T_2 . Если не принимать никаких мер, то в диапазоне сигнала $-0,6...+0,6$ В оба транзистора оказываются закрытыми и выходной сигнал $U_{ВЫХ} = 0$.

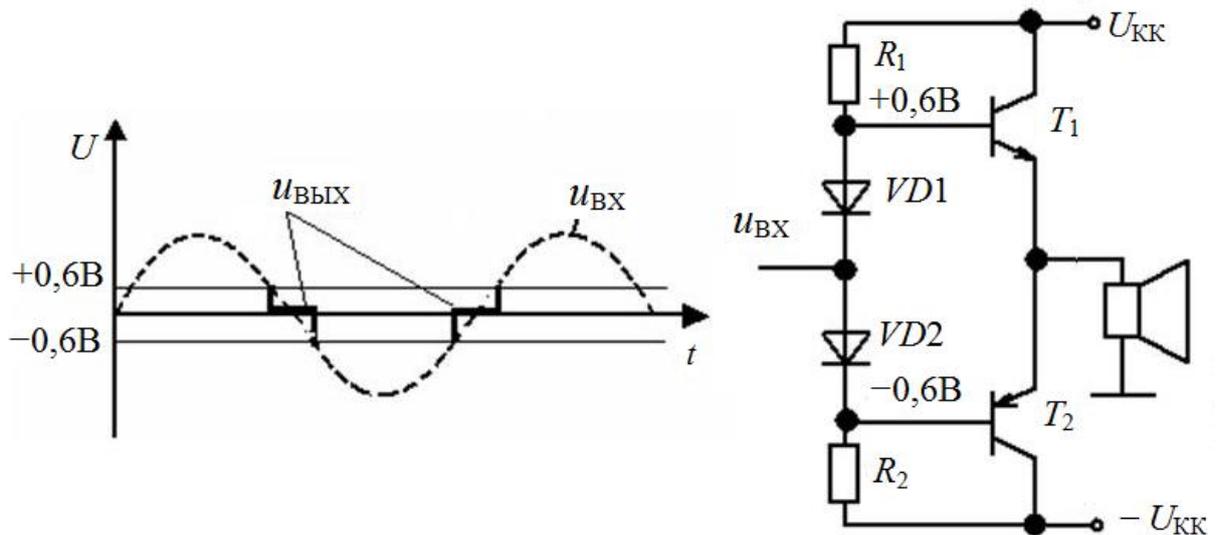


Рис. 6.11. Устранение переходных искажений в двухтактном каскаде

Переходные искажения устраняют включением в схему дополнительных диодов, на которых обеспечивается падение напряжения 0,6 В, достаточного для отпириания транзисторов при переходе входного напряжения через нуль. Действительно, при положительной полуволне, начиная от 0 В, открывается $VD2$, обеспечивая смещение $-0,6$ В для T_2 , а при отрицательной полуволне, начиная от 0 В, открывается $VD1$, обеспечивая смещение 0,6 В для T_1 . Резисторы R_1 и R_2 задают требуемый ток через диоды.

Для обеспечения одинакового теплового режима и температурных дрейфов диоды и транзисторы размещают на одних радиаторах. В качестве диодов часто используют транзисторы в диодном включении.

Контрольные вопросы к лекции

1. Каким образом можно приближенно оценить температурную стабильность усилителя с ОЭ?
2. В чем заключается методика расчета усилителя с ОЭ с шунтируемым резистором эмиттерной цепи и заданным коэффициентом передачи?
3. В чем состоит метод следящей связи для схемы усилителя с ОЭ и эмиттерного повторителя?
4. Какова методика расчета насыщенного транзисторного ключа с ОЭ?
5. Какими свойствами обладает простое токовое зеркало?
6. В чем состоит преимущество токового зеркала Уилсона по отношению к простому токовому зеркалу?
7. Какими свойствами обладают составные транзисторы и для каких целей они используются?
8. Какими свойствами обладает двухтактный выходной каскад и для каких целей он используется?

ЛЕКЦИЯ 7

7.1. Модель Эберса – Молла и ЭП

Ранее полученное на основе простейшей модели выражение для входного сопротивления ЭП необходимо скорректировать с учетом собственного сопротивления эмиттерного перехода: $R_{\text{ВХ}} = (\beta + 1) \cdot (R_{\text{Э}} + r_{\text{Э}}) \approx \beta(R_{\text{Э}} + r_{\text{Э}})$.

Необходимо иметь в виду, что в цепи эмиттера образуется делитель напряжения, состоящий из $r_{\text{Э}}$ и $R_{\text{Э}}$. Эквивалентное сопротивление этого делителя соответствует выходному сопротивлению ЭП: $R_{\text{ВЫХ}} = (r_{\text{Э}} \parallel R_{\text{Э}})$.

Таким образом, с учетом потерь на собственном сопротивлении эмиттерного перехода коэффициент передачи ЭП по напряжению равен:

$$K_U = \frac{R_{\text{Э}}}{R_{\text{Э}} + r_{\text{Э}}} < 1.$$

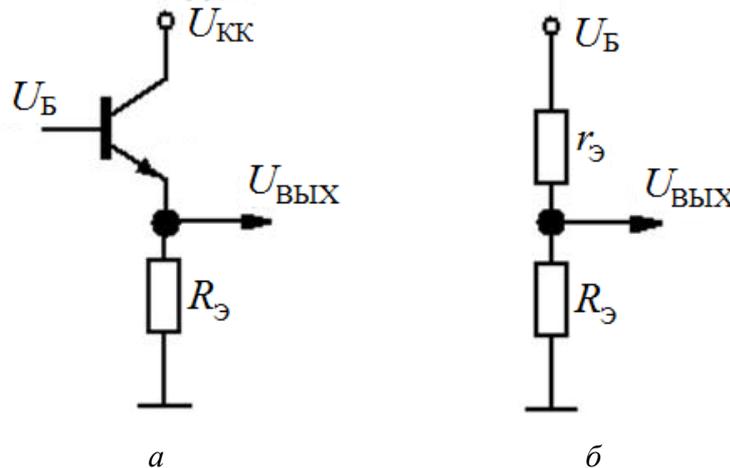


Рис. 7.1. ЭП (а) и эквивалентная схема выходной цепи с учетом модели Эберса – Молла (б)

7.2. Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель (ДУ) – это классическая транзисторная схема, предназначенная для усиления разности двух входных сигналов. ДУ является основой операционных усилителей, применяется в устройствах автоматического регулирования для сравнения входного сигнала с эталонным напряжением, используется для уменьшения уровня шумов.

Если на входах ДУ сигналы изменяются одновременно и одинаково, то такое изменение называется *синфазным*. Если сигналы на первом и втором входах изменяются по-разному, то такое изменение называется *дифференциальным*, а сигнал на выходе – *разностным* или *дифференциальным*.

Полезным является дифференциальный сигнал, поэтому хороший ДУ характеризуется высоким коэффициентом усиления дифференциального сигнала, а коэффициент усиления синфазного сигнала должен быть, наоборот, низким.

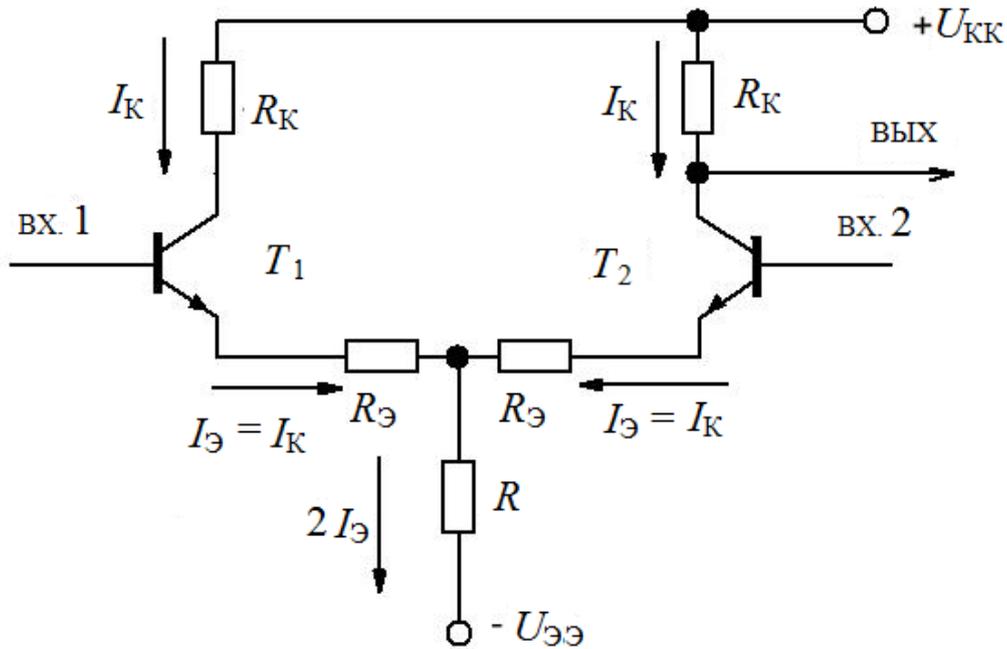


Рис. 7.2. Схема ДУ

ДУ часто характеризуют коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС): $\text{КОСС} = \frac{\text{полезный сигнал}}{\text{синфазный сигнал}}$. Для хорошего ДУ КОСС должен быть большим.

Рассмотрим работу ДУ, используя модель Эберса – Молла. При этом применяются следующие условные обозначения: « \updownarrow » – изменение, « \uparrow » – увеличение, « \downarrow » – уменьшение, « \rightarrow » – следовательно.

1. Пусть сигналы на входах изменяются одинаково. Тогда

$$\uparrow U_{\text{ВХ1}} = U_{\text{ВХ2}} \rightarrow \downarrow U_{\text{Э1}} = U_{\text{Э2}} \rightarrow U_{\text{БЭ1}} = U_{\text{БЭ2}} = \text{const} \rightarrow I_{\text{К1}} = I_{\text{К2}} = \text{const} \rightarrow U_{\text{ВЫХ}} = \text{const}.$$

2. Пусть сигнал меняется на вх. 1 относительно постоянного уровня на вх. 2. Тогда

$$\uparrow U_{\text{ВХ1}} \rightarrow \uparrow U_{\text{Э1}} \rightarrow \uparrow U_{\text{Э2}} \rightarrow \downarrow U_{\text{БЭ2}} \text{ при } U_{\text{ВХ2}} = \text{const} \rightarrow \downarrow I_{\text{К2}} \rightarrow \downarrow U_{\text{RК}} \rightarrow \uparrow U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{К2}},$$

и, наоборот,

$$\downarrow U_{\text{ВХ1}} \rightarrow \downarrow U_{\text{Э1}} \rightarrow \downarrow U_{\text{Э2}} \rightarrow \uparrow U_{\text{БЭ2}} \text{ при } U_{\text{ВХ2}} = \text{const} \rightarrow \uparrow I_{\text{К2}} \rightarrow \uparrow U_{\text{RК}} \rightarrow \downarrow U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{К2}}.$$

3. Пусть сигнал меняется на вх. 2 относительно постоянного уровня на вх. 1. Тогда

$$\uparrow U_{\text{ВХ2}} \text{ при } U_{\text{ВХ1}} = \text{const} = U_{\text{Э1}} = U_{\text{Э2}} \rightarrow \uparrow U_{\text{БЭ2}} \rightarrow \uparrow I_{\text{К2}} \rightarrow \uparrow U_{\text{RК}} \rightarrow \downarrow U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{К2}},$$

и, наоборот,

$$\downarrow U_{\text{ВХ2}} \text{ при } U_{\text{ВХ1}} = \text{const} = U_{\text{Э1}} = U_{\text{Э2}} \rightarrow \downarrow U_{\text{БЭ2}} \rightarrow \downarrow I_{\text{К2}} \rightarrow \downarrow U_{\text{RК}} \rightarrow \uparrow U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{К2}}.$$

Таким образом, в зависимости от взаимного изменения уровня напряжения на входах выходной сигнал ДУ оказывается либо положительной, либо отрицательной полярности, поэтому принято называть вх. 1 *неинвертирующим*, а вх. 2 – *инвертирующим*.

Коэффициент усиления дифференциального сигнала определяется отношением выходного сопротивления R_K к суммарному сопротивлению эмиттерной цепи T_2 относительно входа 1: $K_{\text{дифф}} = \frac{R_K}{2(R_{\text{Э}} + r_{\text{Э}})}$.

Коэффициент усиления синфазного сигнала определяется отношением выходного сопротивления R_K к суммарному сопротивлению эмиттерной цепи T_2 относительно земли: $K_{\text{синф}} = \frac{R_K}{R_{\text{Э}} + r_{\text{Э}} + 2R}$. Значение $2R$ берется из-за удвоенного тока $2I_{\text{Э}}$, протекающего через этот резистор по отношению к $r_{\text{Э}}$ и $R_{\text{Э}}$.

КОСС $\cong \frac{R}{R_{\text{Э}} + r_{\text{Э}}}$. Он определяется отношением $\frac{K_{\text{дифф}}}{K_{\text{синф}}}$ при больших значениях R .

Из данных выражений следует, что $K_{\text{дифф}} \uparrow$ при $\uparrow R_K$, $\downarrow R_{\text{Э}}$ и $\downarrow r_{\text{Э}}$. В этом случае $\downarrow K_{\text{синф}}$ (и, соответственно, \uparrow КОСС) возможно лишь при существенном $\uparrow R$. При этом необходимо иметь в виду, что $\downarrow R_{\text{Э}}$ и $r_{\text{Э}}$ приводит к $\downarrow R_{\text{ВХ}}$ схемы, так как $R_{\text{ВХ}} \approx \beta \cdot (R_{\text{Э}} + r_{\text{Э}})$.

7.2.1. Использование источника тока в эмиттерной цепи ДУ

В данной схеме все транзисторы находятся в активном режиме, так как напряжения на базах более положительные, чем в их эмиттерах, а напряжения в коллекторах более положительные, чем на базах.

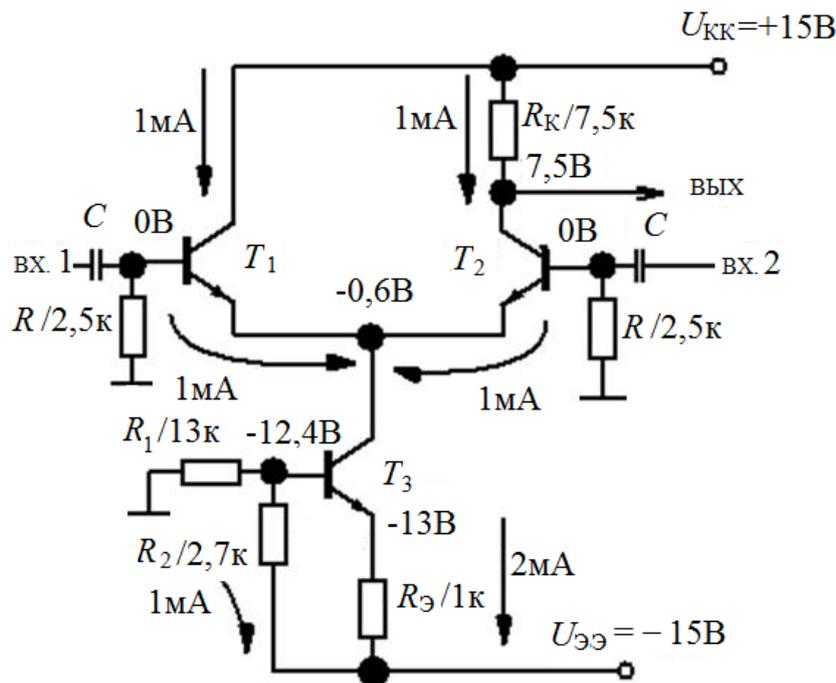


Рис. 7.3. Схема ДУ с источником тока в цепи эмиттера

Таким образом, падение напряжения на $R_{Э} = 1 \text{ кВ}$ $|U_{ЭЭ} - U_{Э}| = 2 \text{ В}$ задает в эмиттерной цепи ток 2 мА . Резисторами R создают смещение в базах транзисторов T_1 и T_2 , примерно равное 0 В , в результате чего $U_{Э1} = U_{Э} = U_{К3} = -0,6 \text{ В}$. Для данной схемы $R = 2,5 \text{ кОм}$ выбрано с учетом $R \geq \beta \cdot r_{Э}$ при $r_{Э} \approx 25 \text{ Ом}$. Ток 1 мА , текущий через T_1 и T_2 , определяет напряжение $U_{К2} = 7,5 \text{ В}$, что удовлетворяет условию симметричности выходного сигнала, снимаемого относительно земли. Транзисторы T_1 и T_2 образуют дифференциальную пару, а на T_3 выполнен источник тока, включенный в цепь эмиттера ДУ. Делитель R_1 и R_2 задает для T_3 смещение $-12,4 \text{ В}$, что создает в его эмиттере потенциал $U_{Э} = U_{Б} = -0,6 \text{ В} = -13 \text{ В}$.

Источник тока обладает очень большим сопротивлением за счет закрытого коллекторного перехода (сотни кОм), что существенно уменьшает синфазное усиление сигнала. Если оценивать выходное сопротивление источника тока как $R \approx 750 \text{ к}$, то порядок КОСС ≈ 100 .

В качестве источника тока в цепи эмиттера ДУ может выступать токовое зеркало. При этом ток в эмиттере задается потенциометром $R_{упр}$.

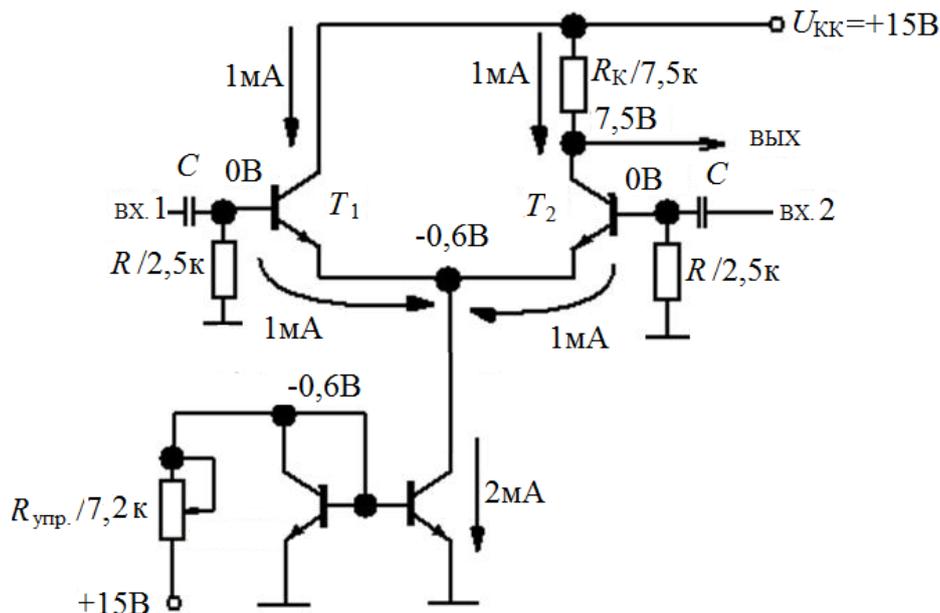


Рис. 7.4. ДУ с токовым зеркалом в цепи эмиттера

7.2.2. Использование токового зеркала в качестве активной нагрузки

Данная схема представляет собой пример включения простого токового зеркала в качестве активной нагрузки дифференциального усилителя, которая многократно повышает коллекторное сопротивление, а значит, и коэффициент усиления полезного сигнала.

Активная нагрузка повышает чувствительность схемы, широко используется в операционных усилителях. Необходимо иметь в виду, что повышение нагрузки увеличивает выходное сопротивление схемы ДУ. На схеме приведены

режимы по постоянному току при оценке выходного сопротивления токового зеркала $R_K \approx 750$ к.

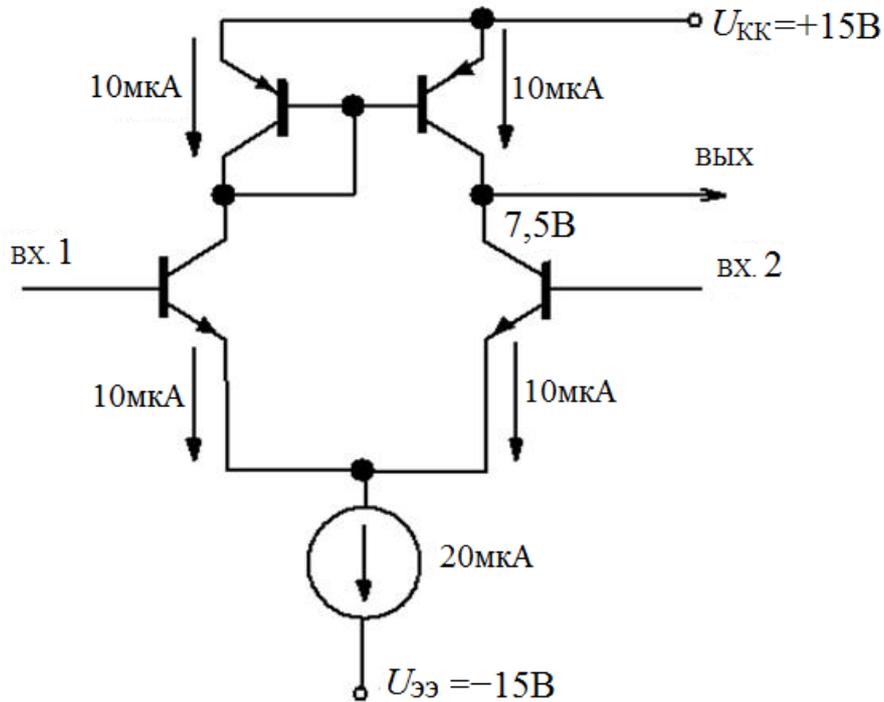


Рис. 7.5. Дифференциальный усилитель с активной нагрузкой (токовым зеркалом)

7.2.3. Измерительный мостик Уитстона

Данная транзисторная схема широко используется на практике в устройствах для получения сигнала разности входного и эталонного напряжений.

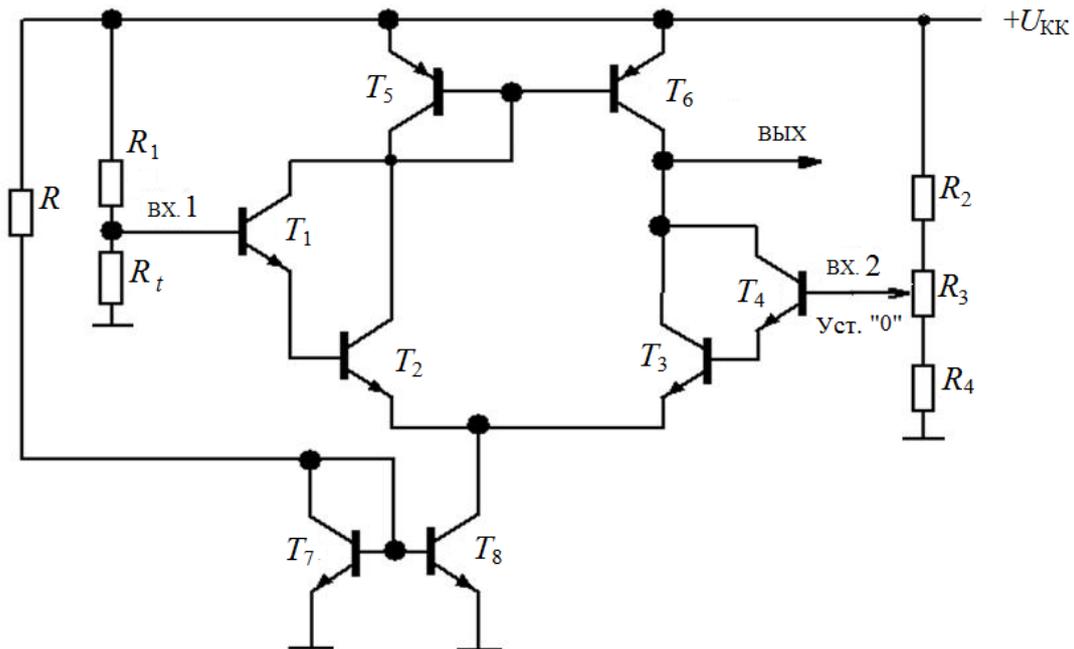


Рис. 7.6. Измерительный мостик Уитстона на основе дифференциального усилителя

Входное напряжение в приведенной на рис. 7.6 схеме снимается с терморезистора, сопротивление которого зависит от температуры объекта. Эталонное напряжение задается делителем R_2, R_3, R_4 . Например, при нулевой температуре потенциометром R_3 напряжение на вх. 2 устанавливают равным напряжению на вх. 1. Тогда выходной сигнал окажется равным нулю, и все отклонения относительно эталона будут отслеживаться на выходе.

Дифференциальная пара образована составными транзисторами Дарлингтона T_1, T_2 и T_3, T_4 . Такое включение значительно повышает входное сопротивление ДУ.

Для увеличения КОСС в эмиттерную цепь ДУ включено токовое зеркало T_7, T_8 , ток через которое задает резистор R . В коллекторной цепи ДУ имеется активная нагрузка – токовое зеркало T_5, T_6 , что повышает $K_{\text{дифф}}$ и, следовательно, чувствительность схемы.

7.3. Влияние емкостей p - n -переходов транзисторов. Эффект Миллера и способы его устранения

На высоких частотах и при проектировании быстродействующих устройств необходимо учитывать собственные емкости p - n -переходов. При емкости p - n -перехода, примерно равной 5 пФ на частоте 100 МГц, получим достаточно большой импеданс: $|Z_c| = \frac{1}{2\pi \cdot f} \approx 320 \text{ Ом}$, который влияет на усилительные свойства схемы.

Так, например, емкость перехода база – эмиттер ($C_{\text{БЭ}}$) и внутреннее сопротивление источника сигнала образуют на входе ФНЧ, вызывающий спад усиления на высоких частотах. Аналогичный фильтр образуется на выходе из соответствующей емкости нагрузки $C_{\text{Н}}$ и коллекторного сопротивления $R_{\text{К}}$.

Емкость перехода коллектор – база ($C_{\text{КБ}}$) создает отрицательную обратную связь по напряжению, поскольку передает часть выходного усиленного сигнала в противофазе обратно на вход. Степень ООС, таким образом, зависит от K_U .

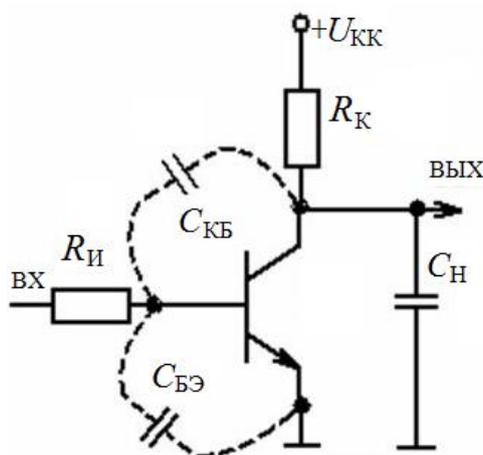


Рис. 7.7. Собственные емкости p - n -переходов в усилительном каскаде

Явление снижения коэффициента усиления на высоких частотах, обусловленное емкостью $C_{КБ}$, называют *эффектом Миллера*. При этом влияние $C_{КБ}$ аналогично влиянию эквивалентной емкости, подключенной между базой и землей: $C_{ЭКВ} = C_{КБ} (1 + K_U) \approx C_{КБ} \cdot K_U$.

Общие рекомендации: для увеличения быстродействия схемы необходимо уменьшать импеданс источника и нагрузки, а также увеличивать ток через транзистор.

Рассмотрим схемы, в которых эффект Миллера отсутствует.

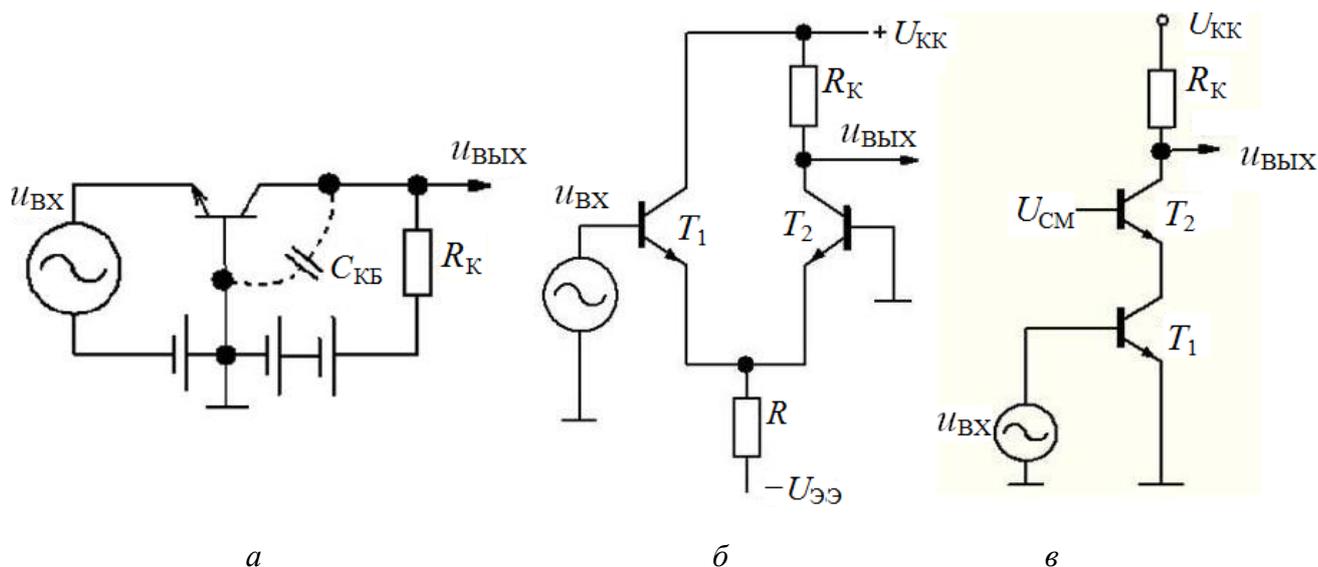


Рис. 7.8. Схемы, в которых эффект Миллера отсутствует:

a – схема с общей базой; *б* – дифференциальный каскод; *в* – каскодная схема

Эффект Миллера отсутствует в схеме с общей базой (рис. 7.8, *a*), так как емкость $C_{КБ}$ не создает ООС.

Эффект Миллера отсутствует в ДУ (рис. 7.8, *б*), так как эту схему можно рассматривать как ЭП на T_1 ($K_U = 1$), подключенный к каскаду с общей базой на T_2 .

Эффект Миллера отсутствует в каскодной схеме (рис. 7.8, *в*), в которой потенциал коллектора первого транзистора поддерживается постоянным за счет того, что является эмиттерной нагрузкой второго транзистора, компенсирующего все изменения.

7.4. Некоторые типичные транзисторные схемы

7.4.1. Стабилизированный источник напряжения

Данная схема является основой ряда стабилизаторов. При подключении схемы к нестабилизированному источнику питания открывается транзистор T_1 . Как только ток через T_1 достигнет такой величины, что на делителе окажется 10 В, а на базе T_2 – соответственно 5 В, откроется транзистор T_2 , и избыточный ток базы T_1 через транзистор T_2 и стабилитрон будет «уходить» на землю. Та-

ким образом, транзистор T_2 «следит» за состоянием выхода схемы и за счет ООС регулирует величину $U_{\text{ВЫХ}}$.

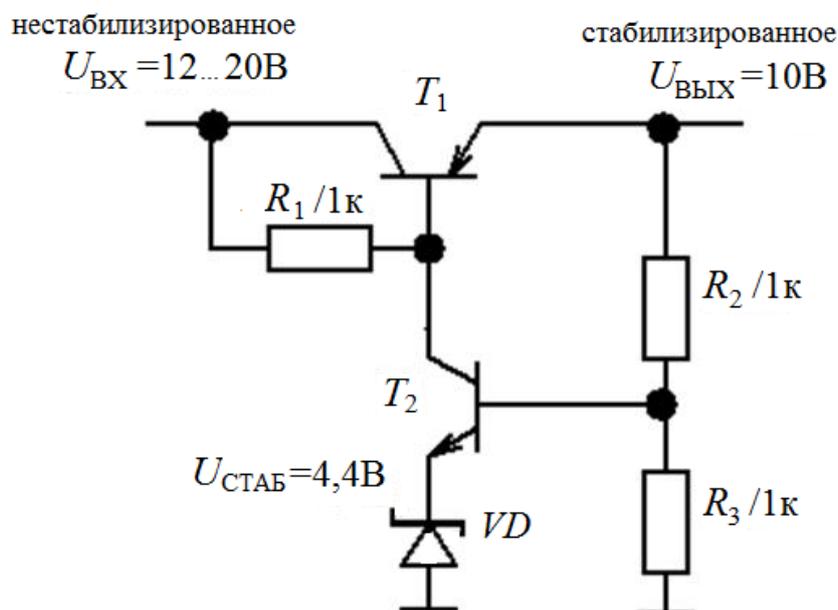


Рис. 7.9. Пример схемы транзисторного стабилизатора напряжения

7.4.2. Усилительный каскад с высокочастотной (ВЧ) коррекцией

В схеме на рис. 7.10, а ВЧ-коррекция осуществляется за счет индуктивности, включенной последовательно с R_K . На низких частотах импедансом индуктивности можно пренебречь и считать $K_U = \frac{R_K}{2r_{\text{Э}}}$, если $R_{\text{Э}} \parallel Z_C = r_{\text{Э}}$. На высоких частотах $K'_U = \frac{R'_K}{2r_{\text{Э}}}$, где $R'_K = R_K + |Z_L|$, причем $K'_U > K_U$, так как $|Z_L| = \omega L$.

7.4.3. Усилитель с низкочастотной (НЧ) коррекцией

В первом варианте схемы (рис. 7.10, б) R_K , R'_K и C_K образуют ФНЧ с $f_B = \frac{1}{2\pi R_{\text{ЭКВ}} C_K}$, где $R_{\text{ЭКВ}} = R_K \parallel R'_K$, за счет чего усиление на низких частотах больше, чем на высоких.

Во втором варианте схемы (рис. 7.10, в) из-за шунтирования части коллекторной нагрузки R_K конденсатором C_K усиление на низких частотах больше, чем на высоких. На низких частотах $K_U \approx \frac{R_K + R'_K}{2r_{\text{Э}}}$, если $R_{\text{Э}} \parallel Z_{C_K} = r_{\text{Э}}$, а

$$|Z_{C_K}| = \frac{1}{\omega C} \gg R_K. \quad \text{На высоких частотах} \quad K'_U \approx \frac{R'_K}{2r_\Sigma} < K_U, \quad \text{если}$$

$$|Z_{C_K}| = \frac{1}{\omega C} \ll R_K.$$

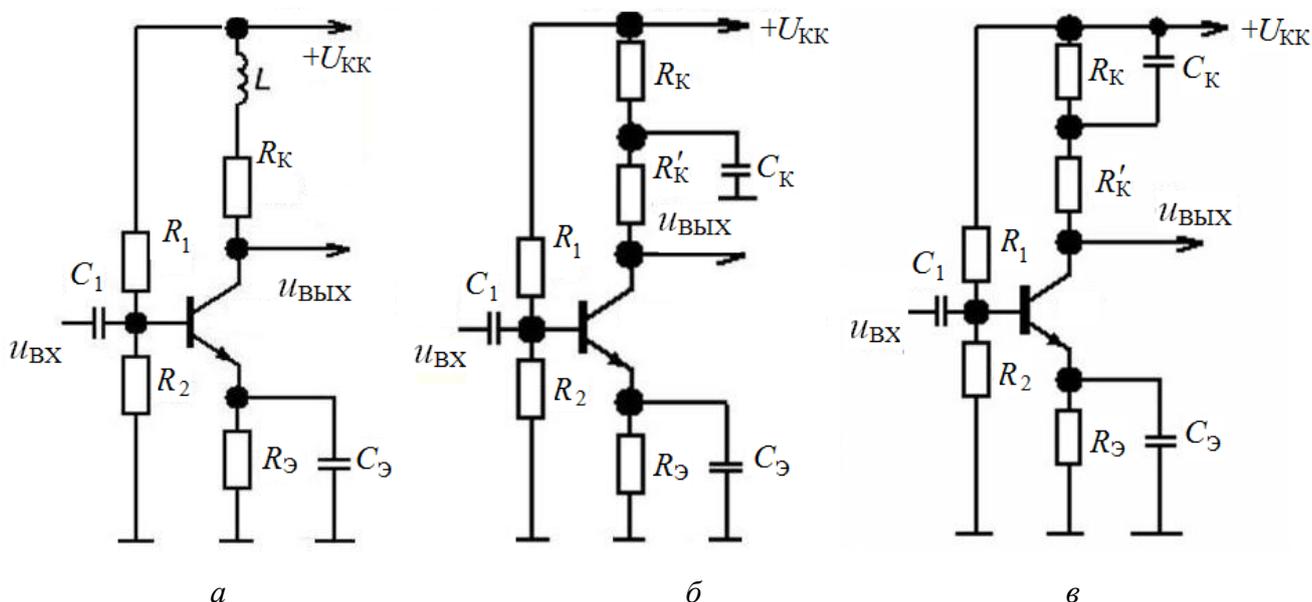


Рис. 7.10. Примеры схем усилителей с частотной коррекцией:

а – ВЧ-коррекция при помощи индуктивности;

б – НЧ-коррекция за счет ФНЧ;

в – НЧ-коррекция путем емкостного шунтирования части коллекторной нагрузки

Контрольные вопросы к лекции

1. Каким образом определяется входное и выходное сопротивление ЭП с учетом модели Эберса – Молла?
2. Какими свойствами обладает ДУ и как они объясняются на основе модели Эберса – Молла?
3. Какими параметрами характеризуется ДУ?
4. Для чего используют источники тока в эмиттерной цепи ДУ?
5. Что обеспечивает токовое зеркало в качестве активной нагрузки ДУ?
6. Для каких целей используют мостик Уитстона?
7. Каким образом проявляется влияние емкостей $p-n$ -переходов транзисторов на свойства схемы усилителя с ОЭ?
8. В чем заключается эффект Миллера и каковы способы его устранения?
9. В чем заключается принцип работы транзисторного стабилизатора напряжения?
10. В чем заключается принцип ВЧ- и НЧ-коррекции в усилителе с ОЭ?

ЛЕКЦИЯ 8

8.1. Операционные усилители (ОУ) и обратная связь

ОУ представляют собой дифференциальные усилители с очень большим коэффициентом усиления и очень большим входным сопротивлением. ОУ используются с ООС.

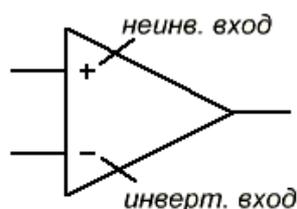


Рис. 8.1. Условное обозначение ОУ

ООС – это процесс передачи выходного сигнала обратно на вход, при котором погашается часть входного сигнала. ООС может быть зависимой по какому-то параметру, например по амплитуде или частоте. За счет ООС и высокого коэффициента усиления ОУ «сводит» разность напряжений между входами к нулю. За счет высокого сопротивления входы тока почти не потребляют.

Рассмотрим влияние ООС на свойства ОУ. Пусть $A \gg 1$ – коэффициент усиления ОУ, не охваченного ООС (фактически это коэффициент усиления дифференциального сигнала), а $B < 1$ – коэффициент передачи цепи ООС. Таким образом, $A = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} - BU_{\text{ВЫХ}}}$. Тогда коэффициент усиления ОУ, охваченного

ООС, $K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{A}{1 + AB}$, где AB – петлевое усиление, а $(1 + AB)$ – глубина ООС.

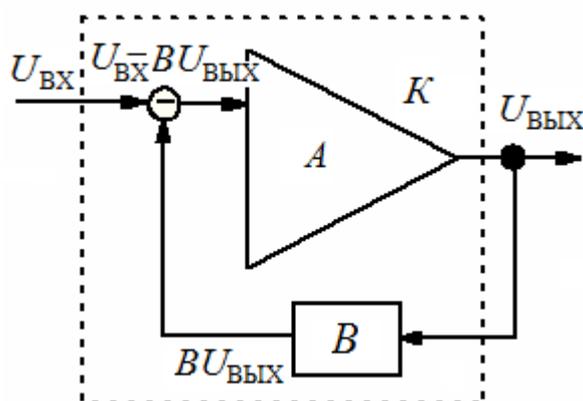


Рис. 8.2. Обратная связь в ОУ

При больших значениях $A \rightarrow \infty$ $K \rightarrow \frac{1}{B}$. Таким образом, чем глубже ООС, тем больше свойства ОУ начинают от нее зависеть и в пределе определяются исключительно параметрами цепи обратной связи.

8.2. Основные схемы включения ОУ

8.2.1. Инвертирующий усилитель

Данная схема имеет ООС по току, так как часть выходного тока подается в противофазе обратно на вход. Поскольку за счет ООС разность напряжений U_- и U_+ на входах ОУ сводится к 0, то $U_- = U_+ = 0$. Тогда $I_1 = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1}$, $I_2 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_2}$. Так как входы ОУ тока не потребляют, то $I_1 + I_2 = 0$, а значит, $I_1 = -I_2$ и $K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_2}{R_1}$. Данный вариант ОУ не обладает высоким входным сопротивлением, поскольку $R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_1} = R_1$.

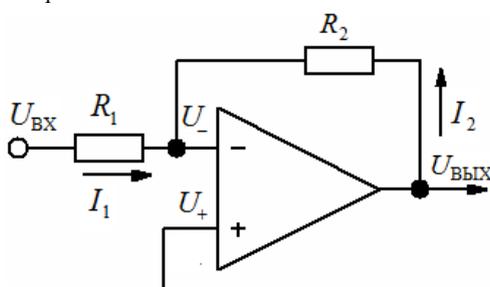


Рис. 8.3. Инвертирующий усилитель

8.2.2. Неинвертирующий усилитель

Данная схема имеет ООС по напряжению, так как часть выходного напряжения подается в противофазе обратно на вход.

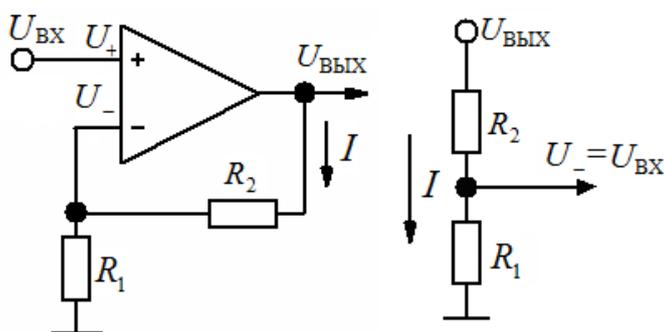


Рис. 8.4. Неинвертирующий усилитель

Так как за счет ООС разность напряжений U_- и U_+ на входах ОУ сводится к 0, то $U_- = U_+ = U_{\text{ВХ}}$. Тогда $U_{\text{ВХ}} = I_1 R$, а $I = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_1 + R_2} \cdot R_1$. Таким образом,

$$K = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

По сравнению с предыдущим вариантом (рис. 8.3) схема обладает большим входным сопротивлением, поскольку вход ОУ не потребляет тока, и меньшим выходным сопротивлением, так как цепь ООС с $R_{\text{ЭКВ}}$ подключена параллельно выходу ОУ.

8.2.3. Усилитель переменного тока

При подаче на ОУ сигнала $U_{\text{ВХ}}$ через емкость необходимо предусмотреть цепь смещения. При двухполярном питании достаточно сопротивления R , соединенного с землей, величина которого должна быть $R \leq 0,1R_{\text{ВХ}}$, где $R_{\text{ВХ}}$ – входное сопротивление ОУ. Расчет ФВЧ, образованного цепью RC , производится с учетом нижней граничной частоты сигнала: $f_{\text{Н}} = \frac{1}{2\pi RC}$. Для данной схемы $f_{\text{Н}} = 16$ Гц.

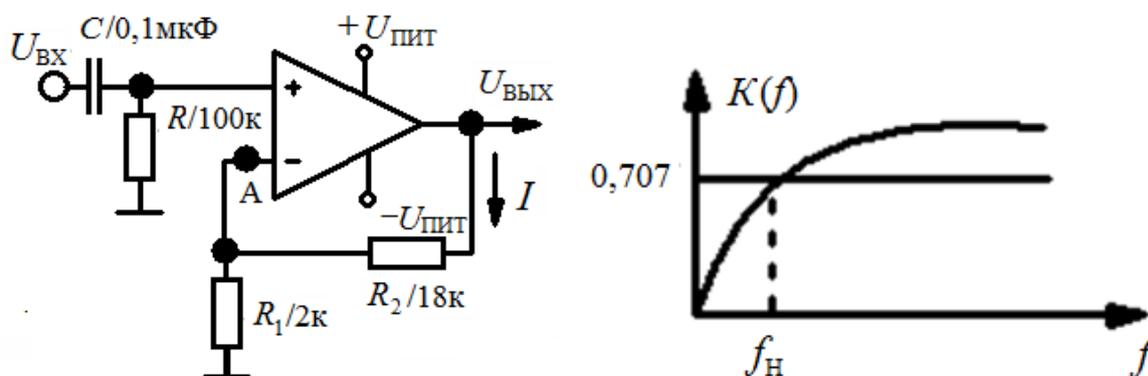


Рис. 8.5. Усилитель переменного тока на ОУ

При однополярном питании ОУ необходимо предусмотреть смещение с помощью делителя, исходя из условия симметричности входного сигнала.

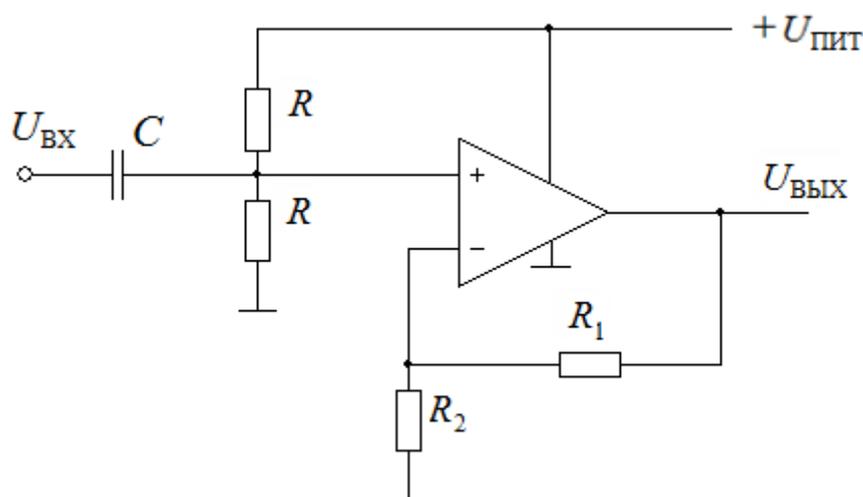


Рис. 8.6. Усилитель переменного тока на ОУ с однополярным питанием

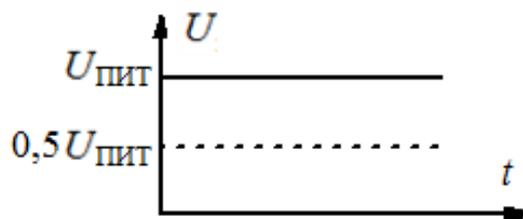


Рис. 8.7. К выбору смещения при однополярном питании ОУ

В ряде случаев в сигнале имеется постоянная составляющая, усилить которую вместе с сигналом нежелательно. Например, такая постоянная составляющая возникает при задании смещения в неинвертирующем ОУ с однополярным питанием. Для ее устранения в цепь ООС устанавливают конденсатор.

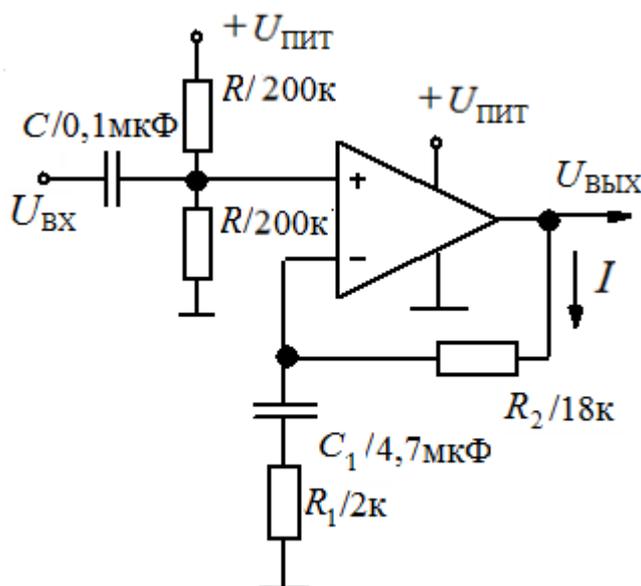


Рис. 8.8. Устранение постоянной составляющей в усилителе переменного тока на ОУ с однополярным питанием

В результате коэффициент усиления ОУ для постоянной составляющей $K_U = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1$, так как $R_1 = (R_1 + |Z_{C1}|) \rightarrow \infty$, а для частот сигнала $K_U = 1 + \frac{R_2}{R_1 + |Z_{C1}|}$. Выбор C_1 производится, исходя из нижней граничной частоты сигнала f_H . Если $|Z_{C1}| = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_1} \ll R_1$, то для частот сигнала $K_U \rightarrow 1 + \frac{R_2}{R_1}$. Для данной схемы при $f_H = 16$ Гц $|Z_C| = 2$ к и $K_U \approx 5,5$.

8.2.4. Повторитель (буфер) на ОУ

Неинвертирующий ОУ с единичным коэффициентом усиления ($K_U = 1$) называют повторителем или буфером. Повторитель предназначен для согласования каскадов. Действительно, данная схема имеет $K_U = 1$, поскольку она экви-

валентна инвертирующему ОУ с $K_U = 1 + \frac{R_1}{R_2}$, в цепи ООС которого $R_1 \rightarrow \infty$, а $R_2 = 0$.

Поскольку вход повторителя ток практически не потребляет, то его входной импеданс очень велик, а поскольку повторитель имеет 100-процентную ООС по напряжению, то его выходное сопротивление очень мало.

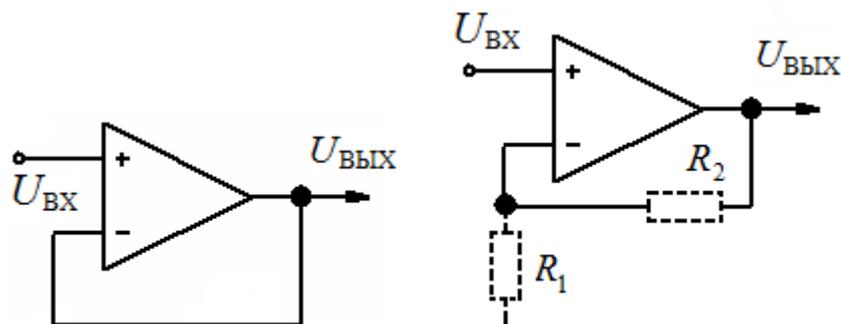


Рис. 8.9. Повторитель (буфер) на ОУ

8.2.5. Источники тока на ОУ

Включив нагрузку в цепь ООС, можно получить через нее ток, не зависящий от параметров нагрузки. Действительно, поскольку за счет ООС $U_- = U_+ = U_{ВХ}$, то ток через нагрузку равен $I = \frac{U_{ВХ}}{R} \neq f(R_H)$.

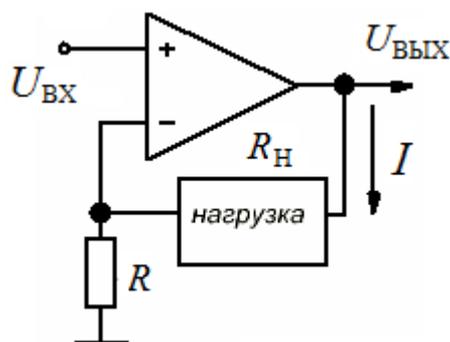


Рис. 8.10. Источник тока на ОУ с незаземленной нагрузкой

Недостаток рассмотренного выше источника тока заключается в том, что нагрузка не заземлена. «Привязать» нагрузку к земле можно путем подключения транзистора к выходу ОУ. ООС при этом снимается с эмиттера транзистора.

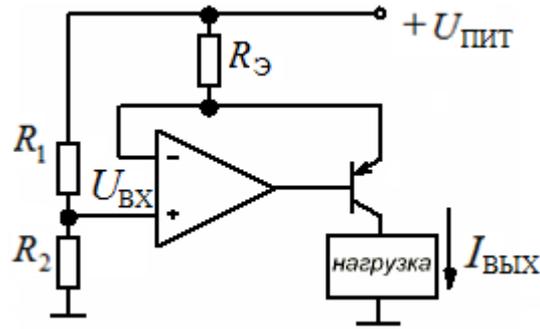


Рис. 8.11. Источник тока на ОУ с заземленной нагрузкой

Действительно, так как $U_- = U_+ = U_{ВХ} = U_{Э}$, то $I_{Э} \approx I_{ВЫХ} = \frac{U - U_{ВХ}}{R_{Э}} \neq f(R_{Н})$,

причем $U_{ВХ} = \frac{U}{R_1 + R_2} \cdot R_2$. Однако в данном варианте схемы входное напряжение фиксируется не относительно земли, а относительно напряжения питания, что затрудняет внешнее управление источником тока. Устранить этот недостаток можно двухкаскадной схемой, в которой $U_{ВХ}$ задано от внешнего устройства относительно земли и фиксируется первым источником тока на ОУ₁ и T_1 относительно напряжения питания U . Для этого $R_1 = R_2$. Заземленная нагрузка подключена ко второму источнику тока на ОУ₂ и T_2 , вход которого, в свою очередь, подключен к выходу первого источника тока. Как и в предыдущем варианте схемы, $I_{ВЫХ} \approx \frac{U - U_{ВХ}}{R_{Э}} \neq f(R_{Н})$.

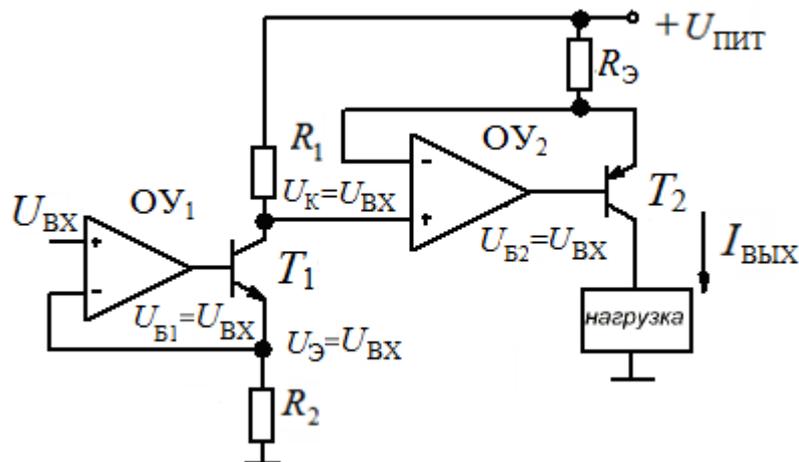


Рис. 8.12. Источник тока на ОУ с заземленной нагрузкой и входным управляющим напряжением, задаваемым относительно земли

8.2.6. Логарифмический усилитель

В логарифмическом усилителе $U_{\text{ВЫХ}} = f(\ln U_{\text{ВХ}})$. Данная схема представляет собой инвертирующий ОУ, цепь ООС которого является амплитудно-зависимой и выполнена с использованием p - n -перехода транзистора. Действительно, так как за счет обратной связи $U_- = U_+ = 0$, то $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{БЭ}}$. В свою очередь, так как $I_2 = I_3 = I_K$, а $U_{\text{БЭ}} = f(\ln I_K)$, то с учетом $I_1 = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1} = -I_2$

$$U_{\text{ВЫХ}} = f \ln \left[\left(-\frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1} \right) \right].$$

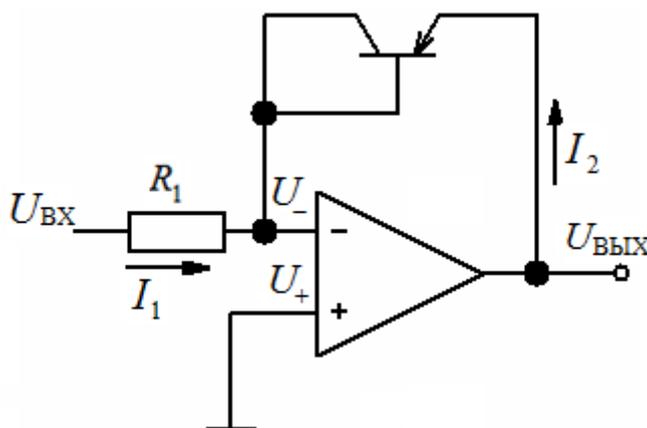


Рис. 8.13. Логарифмический усилитель на ОУ

8.2.7. Дифференциальный усилитель

Покажем, что нижеприведенная схема формирует выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$, пропорциональное разности двух входных сигналов U_1 и U_2 , т.е. $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_2 - U_1)$. На схеме одинаковыми индексами обозначены одинаковые резисторы одинаковых номиналов.

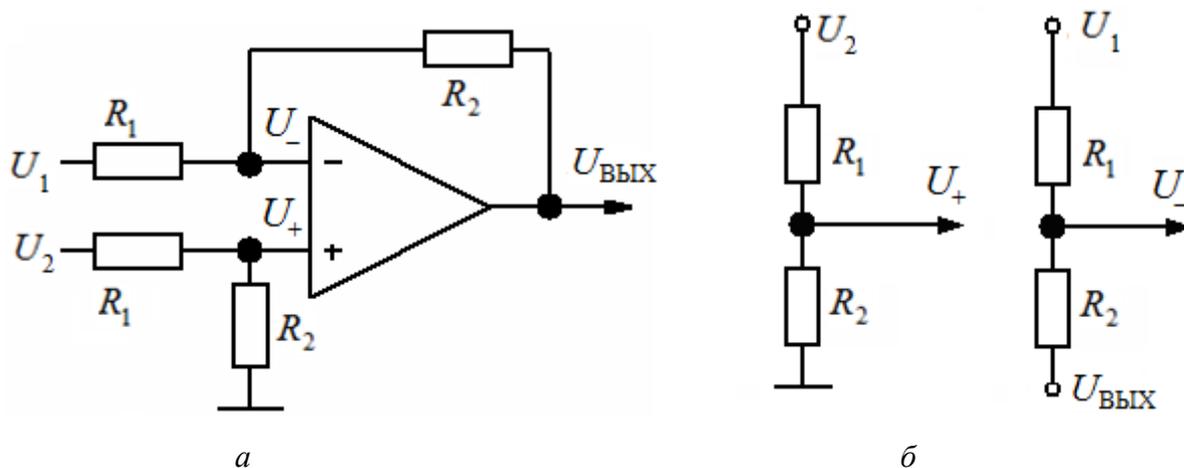


Рис. 8.14. Дифференциальный усилитель на ОУ (а) и делители, образуемые входной и выходной цепью (б)

Относительно уровня входного напряжения U_1 потенциал $U_- = U_1 - U_{R_1}$, где $U_{R_1} = \frac{U_1 - U_{\text{ВЫХ}}}{R_1 + R_2} \cdot R_1$. С другой стороны, $U_+ = \frac{U_2}{R_1 + R_2} \cdot R_2$. Поскольку за счет ООС $U_- = U_+$, то $U_1 - \frac{(U_1 - U_{\text{ВЫХ}})R_1}{R_1 + R_2} = \frac{U_2}{R_1 + R_2} \cdot R_2$ или $U_{\text{ВЫХ}} R_1 = (U_2 - U_1)R_2$. Таким образом, $U_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_2}{R_1}(U_2 - U_1)$, причем $K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_2 - U_1} = \frac{R_2}{R_1}$.

8.2.8. Суммирующий усилитель

На рис. 8.15 приведена схема суммирующего усилителя. Фактически это вариант инвертирующего усилителя. Действительно, поскольку входы ОУ тока не потребляют, $I_{\text{ВЫХ}} = -(I_1 + I_2 + I_3)$, а из-за ООС $U_- = U_+ = 0$, то $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R} = -(\frac{U_1}{R} + \frac{U_2}{R} + \frac{U_3}{R})$ или $U_{\text{ВЫХ}} = -(U_1 + U_2 + U_3)$.

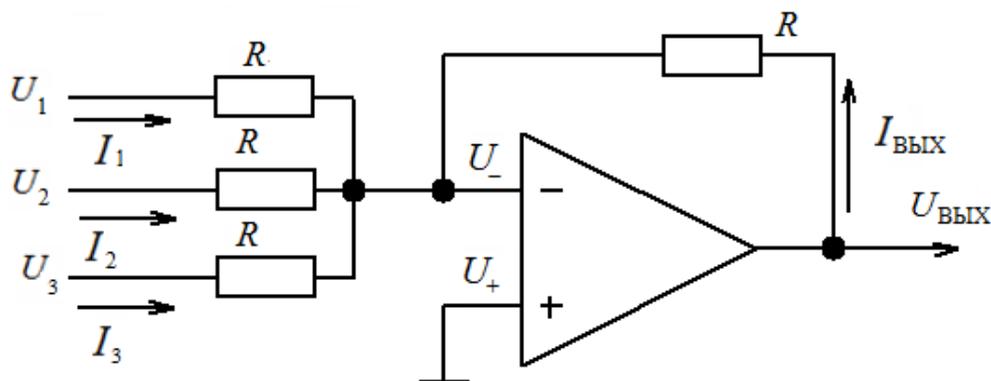


Рис. 8.15. Суммирующий усилитель на ОУ

8.2.9. Простейший цифровой аналоговый преобразователь (ЦАП) на основе суммирующего ОУ

Для построения ЦАП входная цепь ОУ составлена из резисторов, номиналы которых кратны двум.

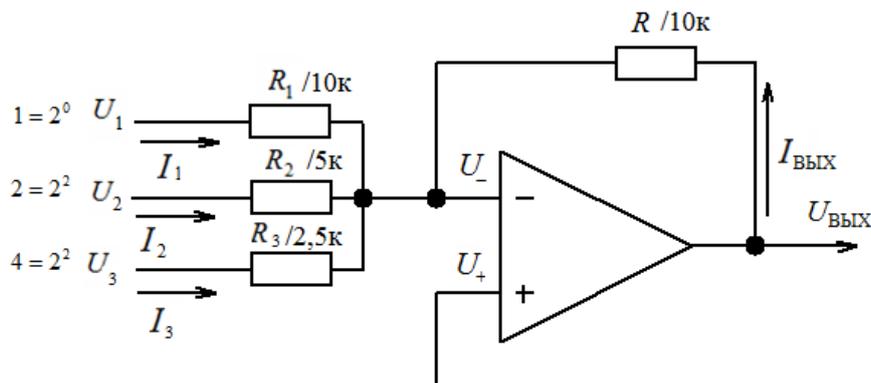
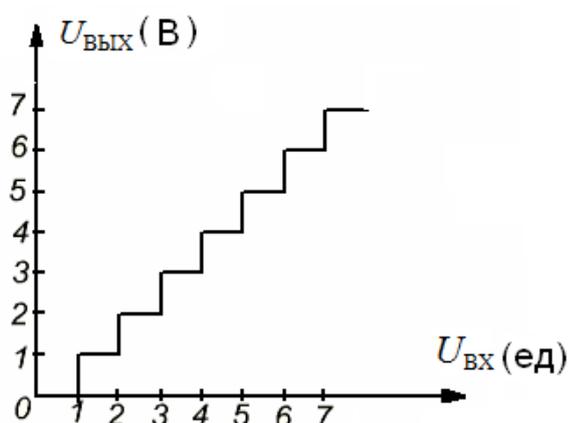


Рис. 8.16. Схема простейшего ЦАП

В этом случае получаем суммирование входных напряжений с весовыми коэффициентами. Действительно, $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R} = -\left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_3}{R_3}\right)$, а так как $R = R_1$, то

$$U_{\text{ВЫХ}} = -(U_1 + U_2 \cdot \frac{R}{R_2} + U_3 \cdot \frac{R}{R_3}).$$

Поскольку $\frac{R}{R_1} = 1 = 2^0$, $\frac{R}{R_2} = 2 = 2^1$, $\frac{R}{R_3} = 4 = 2^2$ (и т. д., если увеличить число входов), то наличие соответствующего цифрового кода на входе схемы приводит к соответствующей величине аналогового напряжения на ее выходе.



$U_{\text{ВХ}}, \text{ ед.}$	Двоичный код			$U_{\text{ВЫХ}}, \text{ В}$
	U_3	U_2	U_1	
0	0	0	0	0
1	0	0	1	1
2	0	1	0	2
3	0	1	1	3
4	1	0	0	4
5	1	0	1	5
6	1	1	0	6
7	1	1	1	7

Рис. 8.17. Иллюстрация принципа ЦАП

Недостаток схемы – большая номенклатура резисторов. Поэтому на практике для построения ЦАП в цепи ООС применяется резистивная матрица $R \cdot 2R$, в которой используются только два номинала резисторов.

8.2.10. Интеграторы и дифференциаторы на ОУ

В данном случае в схеме инвертирующего ОУ используется частотно-зависимая ООС. Поскольку входы ОУ тока не потребляют, $I_1 = -I_2$, а из-за ООС $U_- = U_+ = 0$, имеем $\frac{U_{\text{ВХ}}}{R} = -C \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt}$. Таким образом, данная схема является интегратором, так как $U_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{RC} \int U_{\text{ВХ}} dt$.

Поменяв местами конденсатор и резистор, получим дифференциатор. Действительно, $-\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R} = C \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}$ и $U_{\text{ВЫХ}} = -RC \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}$.

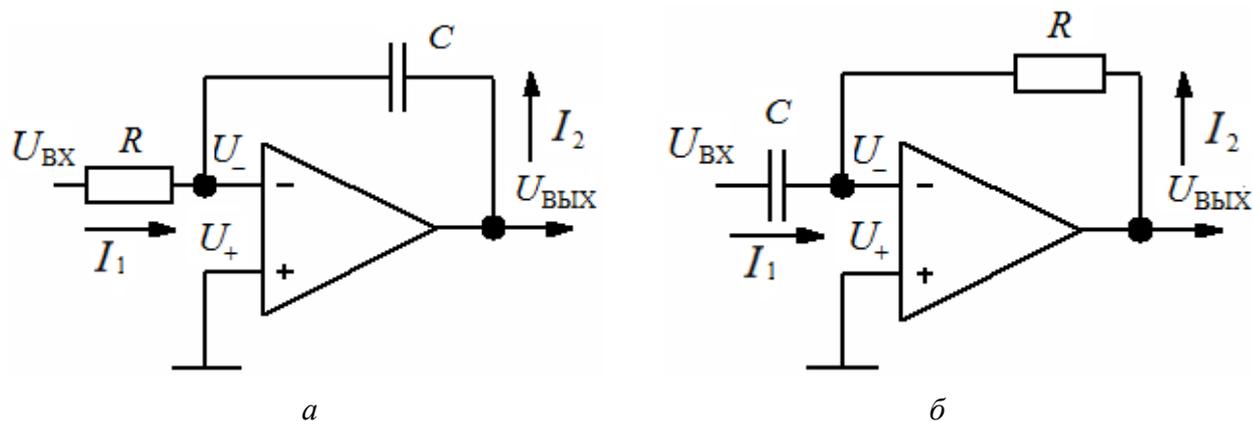


Рис. 8.18. Интегратор (а) и дифференциатор (б) на ОУ

Контрольные вопросы к лекции

1. Какая транзисторная схема лежит в основе ОУ и какими свойствами она должна обладать?
2. За счет чего рассогласование на входах ОУ сводится к нулю?
3. Чем характеризуется инвертирующий ОУ?
4. Чем характеризуется неинвертирующий ОУ?
5. Каким образом следует подключить нагрузку в источнике тока на ОУ?
6. За счет чего можно обеспечить логарифмическую зависимость коэффициента передачи в ОУ?
7. Каким образом осуществляется вычитание двух сигналов на ОУ? Чем определяется коэффициент передачи схемы?
8. Что представляет собой суммирующий ОУ и каким образом обеспечивается задание весовых коэффициентов?
9. За счет чего обеспечиваются интегрирующие свойства схемы на ОУ?
10. За счет чего обеспечиваются дифференцирующие свойства схемы на ОУ?

ЛЕКЦИЯ 9

9.1. Активный пиковый детектор на основе ОУ

Простейший пиковый детектор, отслеживающий максимальные значения сигнала, основан на односторонней проводимости диода, подключаемого к накопительному конденсатору.

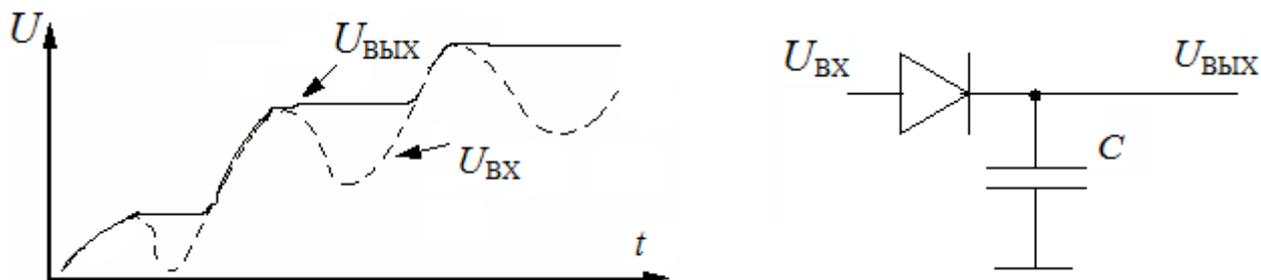


Рис. 9.1. Принцип работы простейшего пикового детектора

Простейший пиковый детектор обладает рядом недостатков:

1. Входной импеданс – переменная величина, так как ВАХ нелинейная.
2. Схема не чувствительна к сигналам с амплитудой менее 0,6 В, поскольку диод откроется, когда напряжение на его аноде превысит напряжение на катоде на 0,6 В.
3. Температурная нестабильность.

Указанные недостатки устраняются операционными усилителями. ОУ₁ формирует выходной сигнал, пока напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}}$ не достигнет значения напряжения, накопленного на емкости U_C . ОУ₂ является буфером, высокое входное сопротивление которого препятствует разряду конденсатора через цепь выхода.

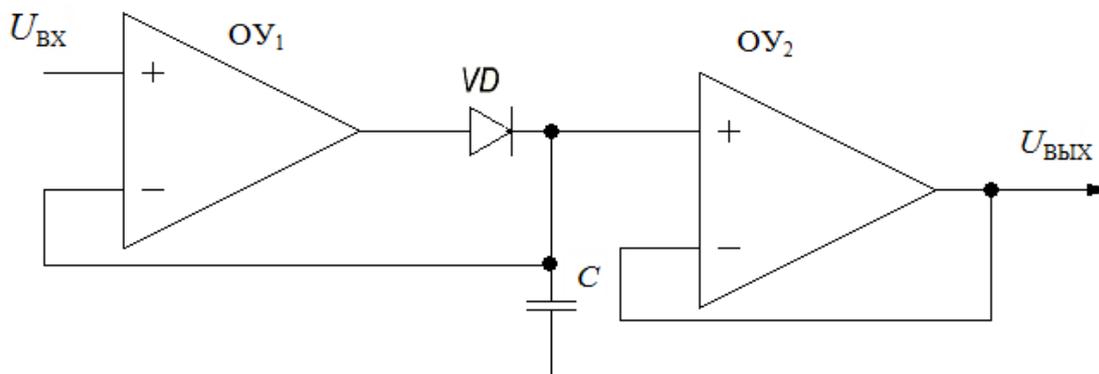


Рис. 9.2. Пиковый детектор с использованием ОУ

Схема обладает постоянным и очень большим входным сопротивлением, высокой чувствительностью и температурной стабильностью.

9.2. ОУ в усилителях мощности

Для усиления мощности ОУ используются в сочетании с транзисторами, например, с ЭП. Обратной связью охватывается вся схема, что повышает ее стабильность. Для получения еще большей мощности может использоваться двухтактный каскад.

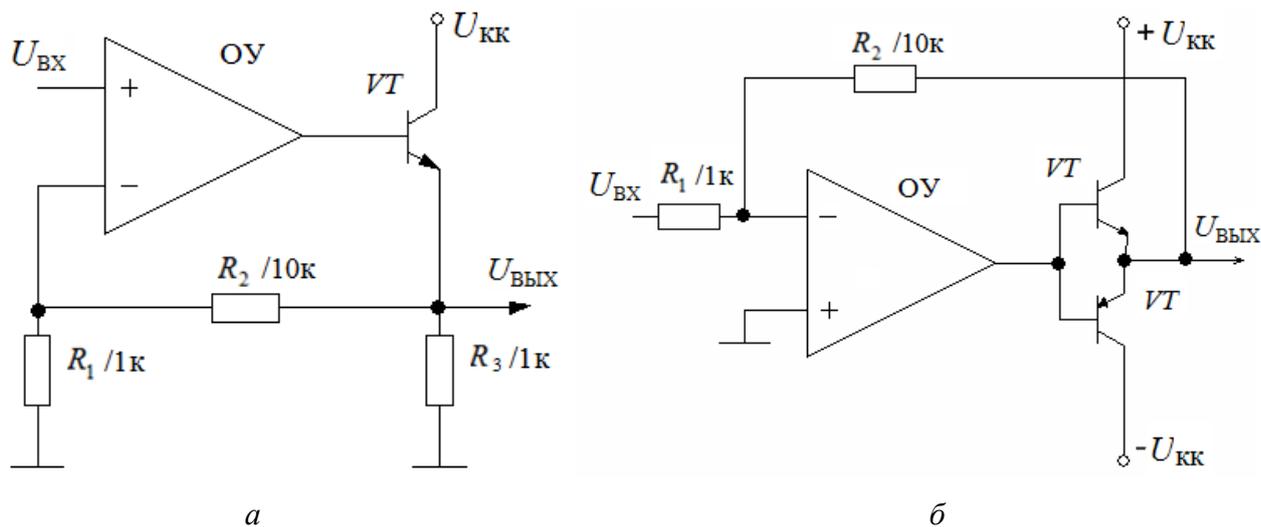


Рис. 9.3. Усилитель мощности на ОУ:

a – с использованием ЭП; *б* – с использованием двухтактного каскада

9.3. ЦАП на ОУ с матрицей R - $2R$

Каждое звено матрицы R - $2R$ обладает эквивалентным сопротивлением $R_{\text{ЭКВ}} = R$. Действительно, $U_{\text{ЭКВ}} = U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ОП}}}{2}$ при разомкнутой схеме, где $U_{\text{ОП}}$ – опор-

ное напряжение, а эквивалентное сопротивление $R_{\text{ЭКВ}} = \frac{U_{\text{ЭКВ}}}{I_{\text{ЗАМК.СХ}}} = \frac{\left(\frac{U_{\text{ОП}}}{2}\right)}{\left(\frac{U_{\text{ОП}}}{2R}\right)} = R$.

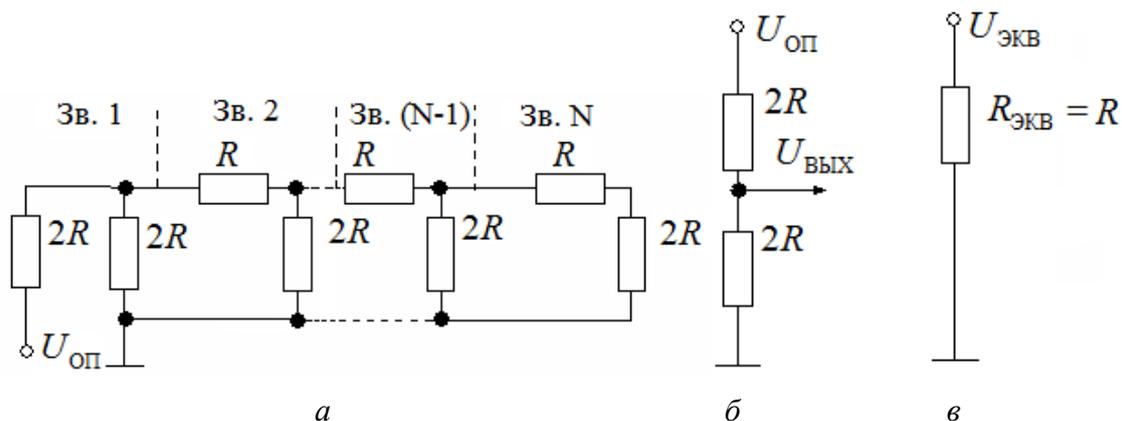


Рис. 9.4. Пример матрицы R - $2R$ (*a*), звено матрицы (*б*) и эквивалентное сопротивление (*в*)

Для построения ЦАП резистивную матрицу R - $2R$ подключают к ОУ, а на ее звенья с помощью ключей подается либо высокий уровень $U_{\text{ОП}}$ (лог. 1), либо низкий (земля) уровень (лог. 0).

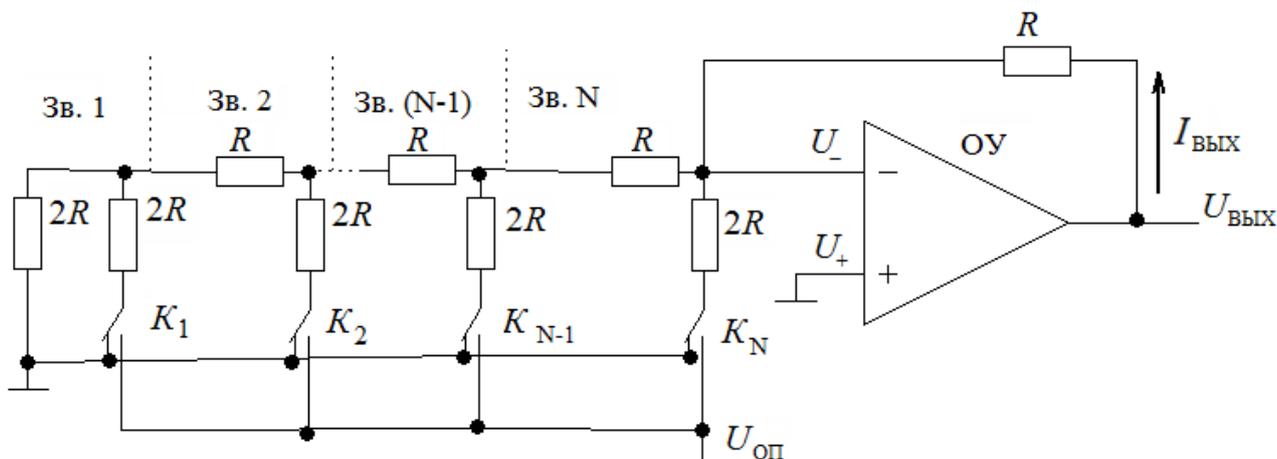


Рис. 9.5. ЦАП на ОУ с матрицей R - $2R$

Рассмотрим работу ЦАП.

1. Пусть $U_{\text{ОП}}$ (лог. 1) подается на звено N . Тогда схема приобретает следующий вид:

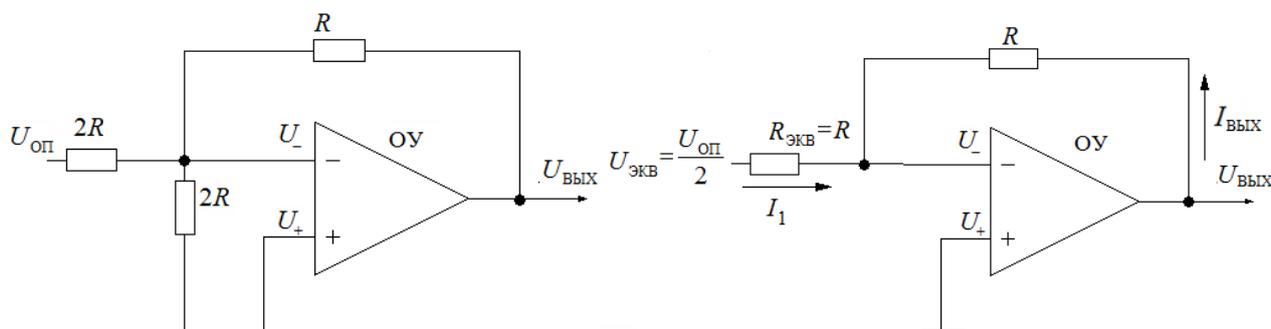


Рис. 9.6. Эквивалентное преобразование первого звена схемы ЦАП с матрицей R - $2R$

Поскольку входы ОУ тока не потребляют, $I_1 = -I_{\text{ВЫХ}}$, а из-за ООС $U_- = U_+ = 0$, то $I_{\text{ВЫХ}} = -\frac{U_{\text{ОП}}}{2R} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R}$, а $U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ОП}}}{2}$, что соответствует весовому коэффициенту $2^1 = 2$.

2. Пусть $U_{\text{ОП}}$ (лог. 1) подается на звено $(N - 1)$. Тогда $I_{\text{ВЫХ}} = -I_1 = -\frac{U_{\text{ОП}}}{4R} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R}$, а $U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{U_{\text{ОП}}}{4}$, что соответствует весовому коэффициенту $2^2 = 4$.

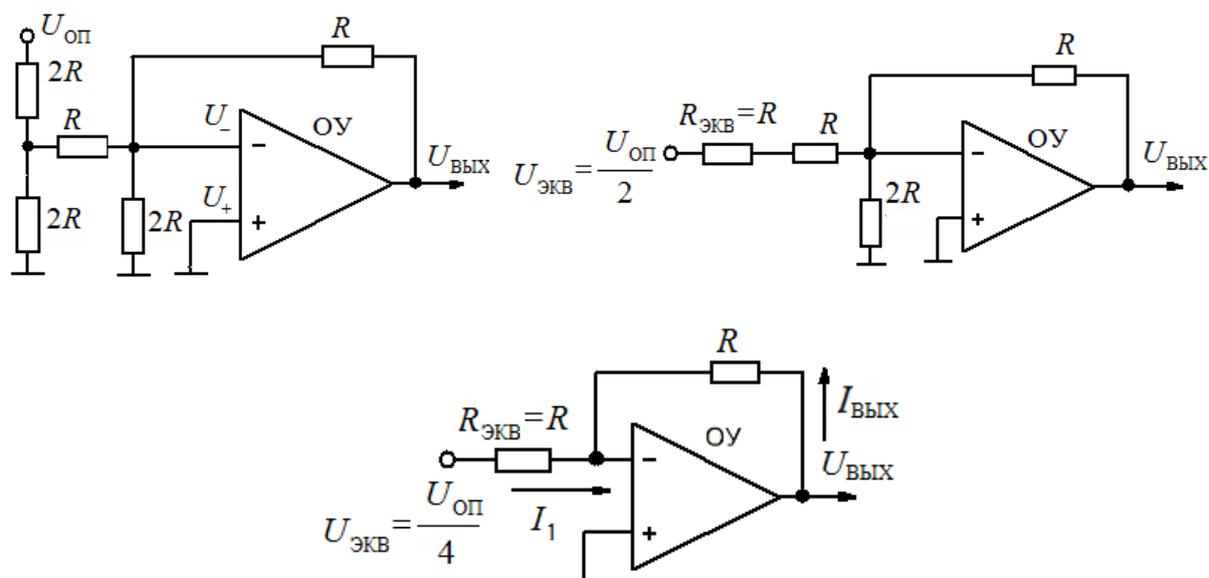


Рис. 9.7. Последовательность эквивалентных преобразований первого и второго звеньев схемы ЦАП с матрицей R - $2R$

Проведя аналогичные рассуждения с применением теоремы об эквивалентном преобразовании источников и генераторов и определив $U_{\text{ЭКВ}} = U_{\text{ВЫХ}}$ (разомкнутая схема) и $R_{\text{ЭКВ}} = \frac{U_{\text{ЭКВ}}}{I_{\text{ЗАМК.СХ}}}$ (замкнутая схема), получим в общем случае $I_{\text{ВЫХ}} = -\frac{U_{\text{ОП}}}{2^N R}$, а $U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{U_{\text{ОП}}}{2^N}$, где $N = 1, 2, \dots$

Преобразуемое двоичное число задается ключами. В качестве ключей могут быть использованы, например, транзисторы, включение и выключение которых определяется двоичным кодом.

9.4. Влияние ООС на входное сопротивление ОУ

9.4.1. Входное сопротивление неинвертирующего ОУ

В неинвертирующем ОУ используется ООС по напряжению, поскольку часть выходного напряжения, снимаемая с делителя, подается на инвертирующий вход.

Коэффициент передачи ОУ с ООС: $K = \frac{A}{1 + AB} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$, где A – коэффициент усиления ОУ без ООС, а $B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} < 1$ – коэффициент передачи цепи ООС.

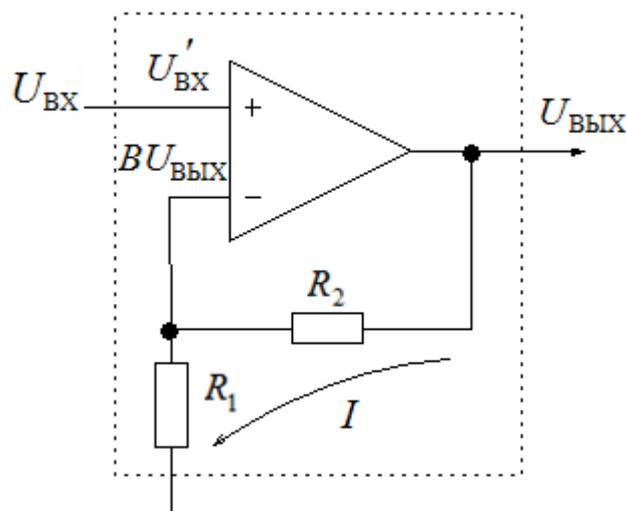


Рис. 9.8. Схема неинвертирующего ОУ (ОУ с ООС по напряжению)

Усиливаемый ОУ разностный сигнал будет равен: $U'_{ВХ} = U_{ВХ} - B \cdot U_{ВЫХ}$,

где $U_{ВЫХ} = \frac{A \cdot U_{ВХ}}{1 + AB}$. Тогда входной ток определяется выражением:

$$I_{ВХ} = \frac{U_{ВХ} - B \cdot U_{ВЫХ}}{R_{ВХ}} = \frac{U_{ВХ}}{R_{ВХ}} \cdot \left(1 - B \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}\right) = \frac{U_{ВХ}}{R_{ВХ} \cdot (1 + AB)}.$$

Это означает, что за счет ООС изменение входного сопротивления $R'_{ВХ}$ по отношению к входному сопротивлению без ООС $R_{ВХ}$ равно: $R'_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}} = (1 + AB) \cdot R_{ВХ}$.

Таким образом, в ОУ с ООС по напряжению $R_{ВХ}$ увеличивается в $(1 + AB)$ раз.

9.4.2. Входное сопротивление инвертирующего ОУ

В инвертирующем ОУ используется ООС по току, поскольку часть выходного тока отводится на инвертирующий вход и вычитается из входного тока: $I'_{ВХ} = I_{ВХ} - B \cdot I_{ВЫХ}$.

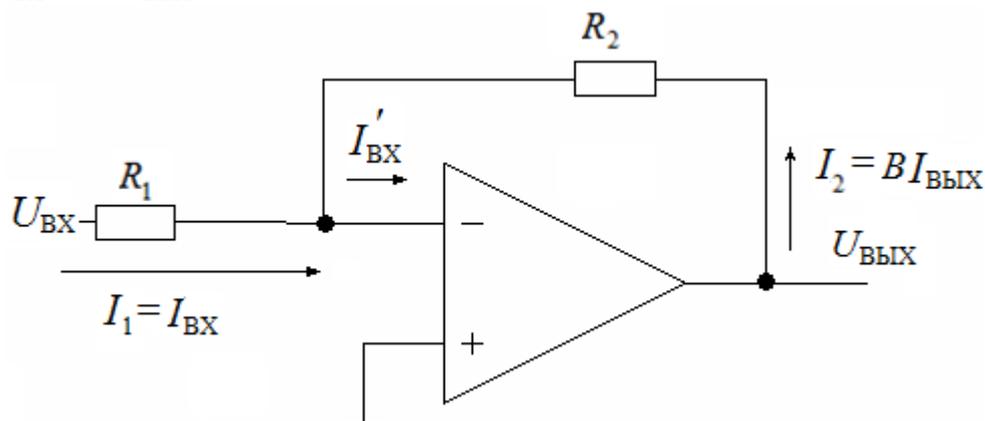


Рис. 9.9. Схема инвертирующего ОУ (ОУ с ООС по току)

При этом ОУ усиливает разностный сигнал с напряжением: $U'_{\text{ВХ}} = (I_{\text{ВХ}} - B \cdot I_{\text{ВЫХ}}) \cdot R_{\text{ВХ}}$. Так как при разомкнутой ООС ОУ обладает коэффициентом усиления A , то $I_{\text{ВЫХ}} = A \cdot I'_{\text{ВЫХ}} = A(I_{\text{ВХ}} - B \cdot I_{\text{ВЫХ}})$.

Выходной ток с учетом $I_{\text{ВЫХ}} = K \cdot I_{\text{ВХ}}$, где $K = \frac{A}{1 + AB}$.

Тогда

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{A \cdot I_{\text{ВЫХ}}}{1 + AB} \Rightarrow U'_{\text{ВХ}} = \left(I_{\text{ВХ}} - B \frac{A \cdot I_{\text{ВХ}}}{1 + AB} \right) \cdot R_{\text{ВХ}} = \left[\frac{I_{\text{ВХ}} + AB \cdot I_{\text{ВХ}} - AB \cdot I_{\text{ВХ}}}{1 + AB} \right] \cdot R_{\text{ВХ}} \quad \text{или}$$

$$U'_{\text{ВХ}} = \frac{I_{\text{ВХ}} \cdot R_{\text{ВХ}}}{1 + AB}.$$

Следовательно, в ОУ с ООС по току входное сопротивление по отношению к сопротивлению ОУ, не охваченному ООС, уменьшается в $(1 + AB)$ раз:

$$R'_{\text{ВХ}} = \frac{U'_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{(1 + AB)}.$$

9.5. Влияние ООС на выходное сопротивление ОУ

9.5.1. Выходное сопротивление неинвертирующего ОУ

В эквивалентной схеме на входе ОУ действует $U'_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} - B \cdot U_{\text{ВЫХ}}$, а сам ОУ содержит генератор напряжения с коэффициентом передачи A и выходным сопротивлением $R_{\text{ВЫХ}}$.

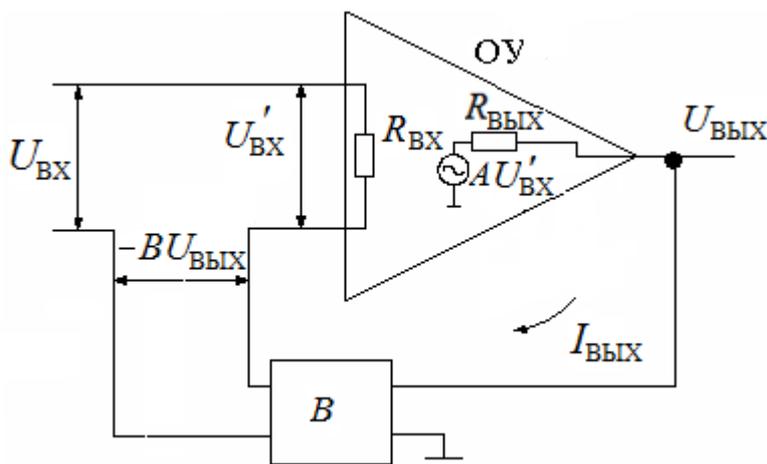


Рис. 9.10. Эквивалентная схема неинвертирующего ОУ

Замыкаем вход и получаем напряжение $U_{\text{ВХ}} = 0$. Тогда $U'_{\text{ВХ}} = -B \cdot U_{\text{ВЫХ}}$ и выходное напряжение, которое при этом формирует внутренний генератор: $U'_{\text{ВЫХ}} = A \cdot U'_{\text{ВХ}} = -AB \cdot U_{\text{ВЫХ}}$.

Так как падение напряжения на $R_{\text{ВЫХ}}$: $U_{R_{\text{ВЫХ}}} = U_{\text{ВЫХ}} - U'_{\text{ВЫХ}}$, то выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{R_{\text{ВЫХ}}}}{I_{\text{ВЫХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} + AB \cdot U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}} \cdot (1 + AB)$. Это означает,

$$\text{что } R'_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{(1 + AB)}.$$

Таким образом, выходное сопротивление ОУ, охваченного ООС по напряжению, за счет ООС уменьшается в $(1 + AB)$ раз.

9.5.2. Выходное сопротивление инвертирующего ОУ

Эквивалентная схема ОУ – это источник тока $I = -A \cdot I'_{\text{ВХ}}$ с коэффициентом передачи A и выходным сопротивлением $R_{\text{ВЫХ}}$. ООС с коэффициентом передачи B отводит часть тока $I_{\text{ВЫХ}}$ на вход. Таким образом, за счет ООС $I'_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}} - B \cdot I_{\text{ВЫХ}}$. Часть тока I' протекает через $R_{\text{ВЫХ}}$.

Замкнем вход. Тогда входной ток будет равен нулю: $I_{\text{ВХ}} = 0$, а $I'_{\text{ВХ}} = -B \cdot I_{\text{ВЫХ}}$.

Тогда ток от внутреннего источника будет равен: $I = A \cdot I'_{\text{ВХ}} = -AB \cdot I_{\text{ВЫХ}}$, а выходное напряжение: $U_{\text{ВЫХ}} = I' \cdot R_{\text{ВЫХ}}$, где $I' = I - I_{\text{ВЫХ}}$.

При этом $|U_{\text{ВЫХ}}| = (I_{\text{ВЫХ}} + AB \cdot I_{\text{ВЫХ}}) \cdot R_{\text{ВЫХ}} = (1 + AB) \cdot I_{\text{ВЫХ}} \cdot R_{\text{ВЫХ}}$.

Тогда выходное сопротивление схемы с ООС будет определяться:

$$R'_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВЫХ}}} = (1 + AB) \cdot R_{\text{ВЫХ}}.$$

Таким образом, в ОУ с ООС по току повышается $R_{\text{ВЫХ}}$ в $(1 + AB)$ раз.

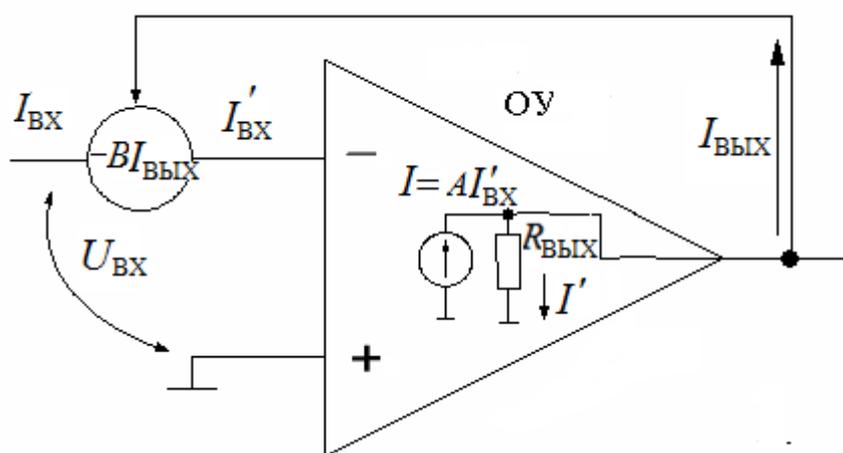


Рис. 9.11. Эквивалентная схема инвертирующего ОУ

Изменение входного и выходного сопротивления ОУ от ООС

Неинвертирующий ОУ (ООС по напряжению)	Инвертирующий ОУ (ООС по току)
Входное сопротивление большое: $R_{ВХ} \uparrow(1 + AB)$	Входное сопротивление маленькое: $R_{ВХ} \downarrow(1 + AB)$
Выходное сопротивление маленькое: $R_{ВЫХ} \downarrow(1 + AB)$	Выходное сопротивление большое: $R_{ВЫХ} \uparrow(1 + AB)$

9.6. Резонансные контуры в усилительных схемах

Основными характеристиками колебательных контуров являются: резонансная частота ω_0 , характеристическое сопротивление $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$, добротность Q .

На резонансной частоте $\omega_0 = \sqrt{LC}$ последовательный колебательный контур имеет низкое эквивалентное резонансное сопротивление $r_{0Э}$, а параллельный колебательный контур – высокое $R_{0Э}$.

На частотах ниже ω_0 сопротивление последовательного колебательного контура носит емкостный характер, а при переходе через резонансную частоту – индуктивный. В параллельном колебательном контуре все наоборот.

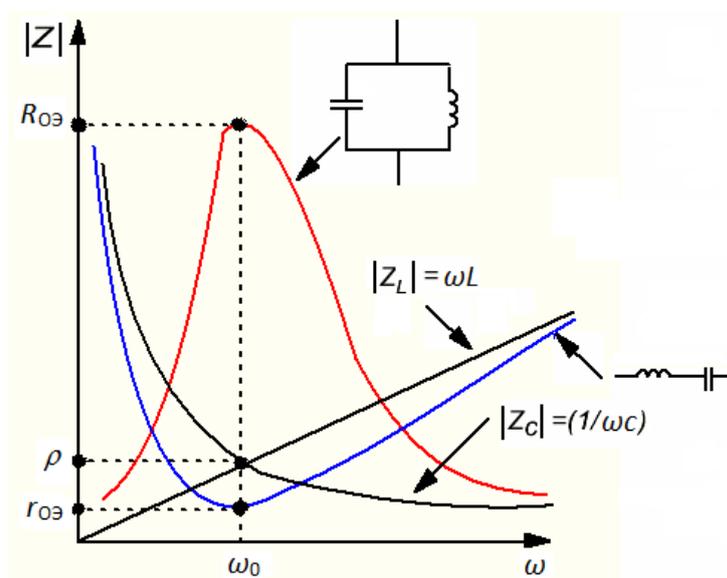


Рис. 9.12. Частотные свойства контуров $Z = f(\omega)$, имеющих одинаковые величины L и C

Собственная добротность контура Q_0 , с одной стороны, определяется как отношение значения $f_0 = 2\pi\omega_0$ к полосе пропускания Δf на уровне -3 дБ:

$$Q_0 = \frac{f_0}{\Delta f}. \text{ С другой стороны, } Q = \frac{\rho}{r_{0Э}} = \frac{R_{0Э}}{\rho}.$$

Собственная добротность резонансного контура характеризуется в основном добротностью катушки индуктивности Q_L , которая и будет определять добротность колебательного контура, т.е. $Q = Q_L$.

При расчетах резонансных цепей необходимо учитывать условие оптимального согласования $Q = \frac{Q_0}{2}$, которое исходит из компромисса между величиной добротности Q и КПД контура. КПД возрастает при увеличении вносимого в контур сопротивления $r_{вн}$ (нагрузки) с целью съема полезного сигнала, однако при этом ухудшается добротность. Условие оптимального согласования предполагает для параллельного контура $R_{вн} = R_{ОЭ}/2$, а для последовательного – $r_{вн} = 2r_{ОЭ}$.

Рассмотрим несколько транзисторных схем с использованием колебательных контуров. Данные схемы обладают выраженными резонансными свойствами и позволяют осуществлять усиление (селекцию) сигнала или, наоборот, его подавление (режекцию) вблизи частоты ω_0 .

В резонансном усилителе (рис. 9.13) в качестве коллекторной нагрузки используется колебательный контур, имеющий высокое эквивалентное сопротивление $R_{ОЭ}$ на частоте ω_0 . Коэффициент усиления данного резонансного усилителя равен:

$$K = \frac{R_{ОЭ}}{2r_э}.$$

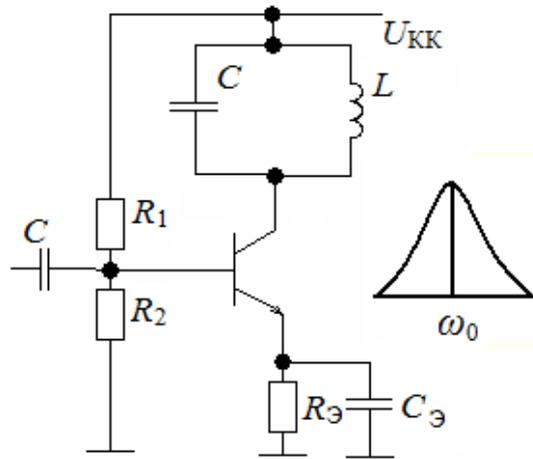


Рис. 9.13. Резонансный усилитель с параллельным колебательным контуром в качестве коллекторной нагрузки

На входе усилителя с ОЭ (рис. 9.14) поставлен так называемый *фильтр-пробка*, который имеет высокое $R_{ОЭ}$ и не пропускает часть сигнала вблизи ω_0 .

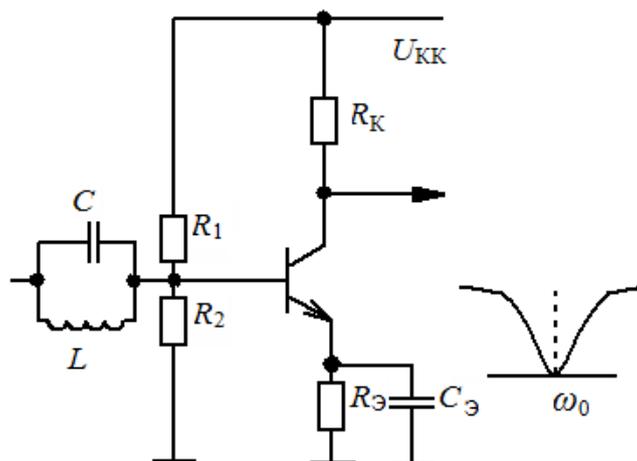


Рис. 9.14. Фильтр-пробка на входе усилителя

Параллельный колебательный контур в эмиттерной цепи (рис. 9.15) резко снижает усиление сигнала вблизи ω_0 , поскольку для такого усилителя $K_{\omega_0} \approx \frac{R_K}{R_{OЭ}}$. Для других частот $K = \frac{R_K}{r_э}$.

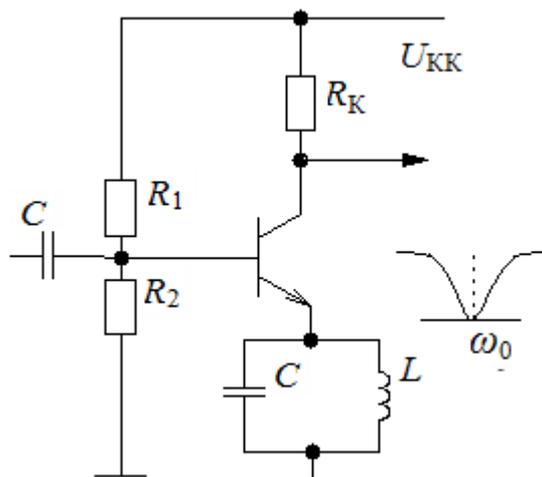


Рис. 9.15. Резонансный усилитель с параллельным колебательным контуром в качестве эмиттерной нагрузки

В схеме на рис. 9.16 осуществляется коррекция (дополнительное усиление) сигнала вблизи частот ω_0 , так как $R_э$ шунтировано последовательным контуром, имеющим малое $r_{OЭ}$. При коррекции $K_{\omega_0} \approx \frac{R_K}{R_э \parallel r_{OЭ}}$, на других частотах сигнала $K = \frac{R_K}{R_э}$.

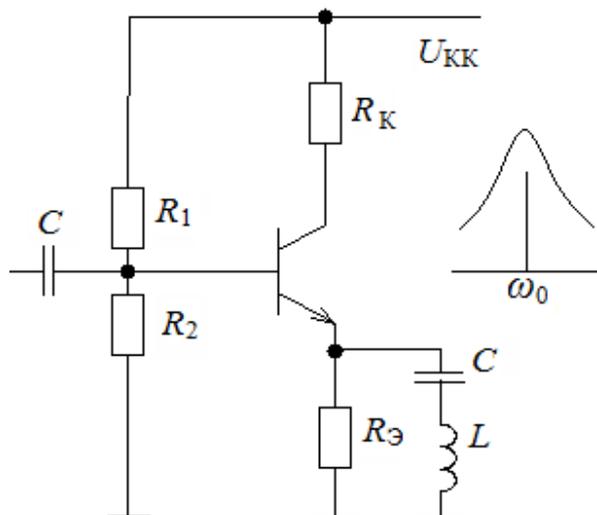


Рис. 9.16. Резонансный усилитель с последовательным колебательным контуром, шунтирующим эмиттерный резистор

Контрольные вопросы к лекции

1. Какие недостатки простейшей схемы пикового детектора и за счет чего можно устранить при использовании ОУ?
2. Какими достоинствами обладает ЦАП на ОУ с матрицей R - $2R$ по сравнению со схемой ЦАП на основе суммирующего ОУ?
3. За счет чего достигается усиление мощности с схемах на основе ОУ?
4. Каким образом ООС влияет на входное сопротивление инвертирующего ОУ?
5. Каким образом ООС влияет на входное сопротивление неинвертирующего ОУ?
6. Каким образом ООС влияет на выходное сопротивление инвертирующего ОУ?
7. Каким образом ООС влияет на выходное сопротивление неинвертирующего ОУ?
8. Какие параметры резонансного контура необходимо учитывать при проектировании резонансных усилителей?

ЛЕКЦИЯ 10

10.1. Компараторы и триггер Шмитта

10.1.1. Простейший компаратор

Компаратор – устройство, определяющее момент равенства двух входных напряжений:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \begin{cases} U_{\text{ВЫХ}}^1, & \text{если } U_{\text{ВХ}} - U_0 > 0 \\ U_{\text{ВЫХ}}^0, & \text{если } U_{\text{ВХ}} - U_0 \leq 0 \end{cases}$$

На временных диаграммах (рис. 10.1) приведены варианты сравнения входных сигналов. В первом случае опорное напряжение, с которым сравнивается изменяющийся во времени сигнал, постоянно: $U_0 = \text{const}$. Во втором случае для измерения величины $U_{\text{ВХ}}$ в качестве опорного используется линейно возрастающее напряжение U_0 и в момент равенства производится считывание его значения.

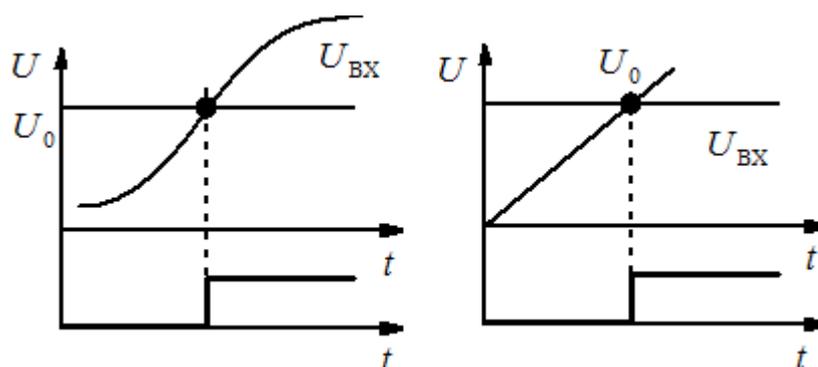


Рис. 10.1. Примеры сравнения двух сигналов на компараторе

Простейшим компаратором является дифференциальный усилитель с большим коэффициентом усиления, построенный на основе транзисторов или операционных усилителей. За счет большого коэффициента усиления такой дифференциальный усилитель при равенстве двух входных сигналов практически мгновенно переходит либо в режим насыщения (на выходе высокий потенциал $U_{\text{ВЫХ}}^0$), либо в режим отсечки (на выходе высокий потенциал $U_{\text{ВЫХ}}^1$). Переход в тот или иной режим определяется знаком разности входных напряжений.

Компараторы обладают малым временем задержки, высокой скоростью нарастания выходного напряжения и сравнительно высокой устойчивостью к большим перегрузкам. Ниже, на рис. 10.2, а, приведена схема простейшего компаратора с опорным напряжением $U_0 = 0$. Для задания $0 < U_0 < U$ используют делитель напряжения, который может быть регулируемым (рис. 10.2, б).

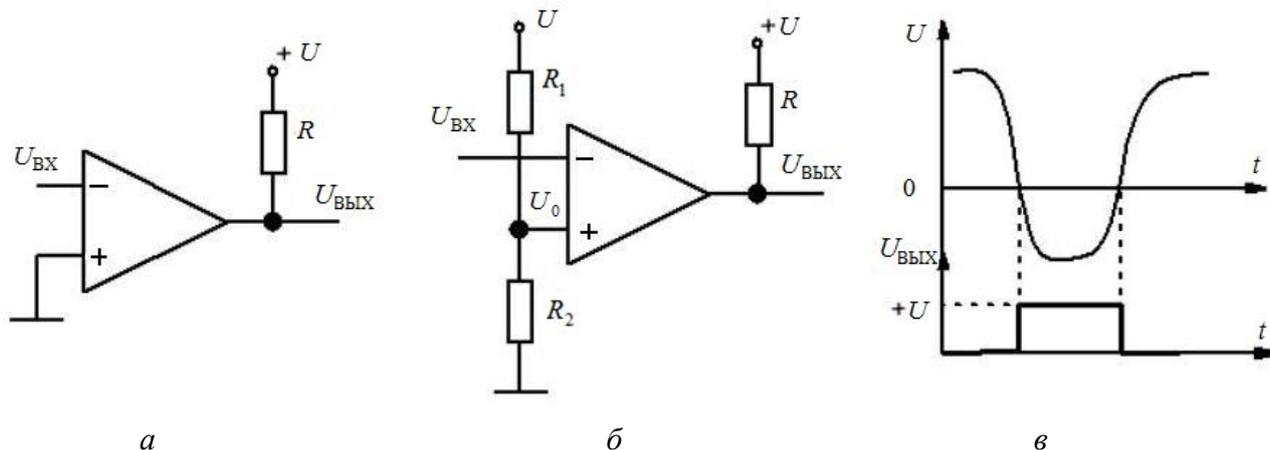


Рис. 10.2. Схемы (а), (б) и временные диаграммы работы простейшего компаратора (в)

Недостатком простейшего компаратора является так называемый «дребезг» (многократные переключения) из-за наличия шума в реальном входном сигнале. Избавиться от «дребезга» позволяет триггер Шмитта.

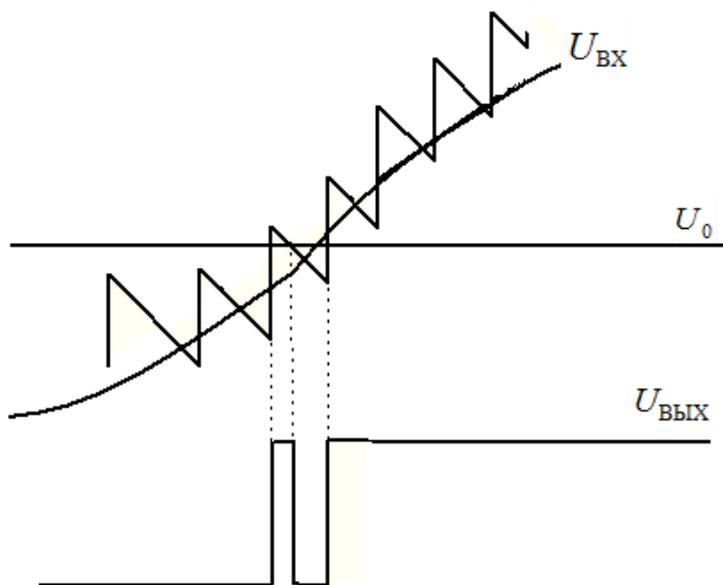


Рис. 10.3. Иллюстрация «дребезга» в простейшем компараторе

10.1.2. Триггер Шмитта

Триггер Шмитта выполняется на ОУ с положительной обратной связью (ПОС). ПОС обеспечивает быстрое однократное переключение ОУ. «Нечувствительность» схемы к шумовым выбросам достигается за счет так называемого *эффекта гистерезиса*, при котором состояние выхода зависит не только от входа, но и от предыдущего состояния схемы. Зона «нечувствительности» соответствует напряжению $U_{\text{гист}}$ (см. рис. 10.4) и определяется разностью между верхним и нижним порогами срабатывания триггера.

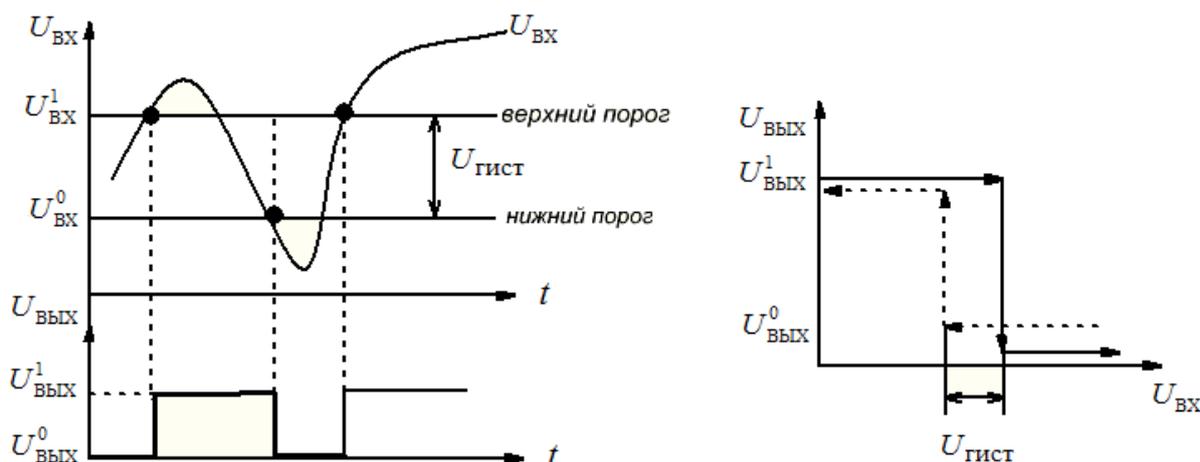


Рис. 10.4. Иллюстрация гистерезиса в триггере Шмитта

Рассмотрим схему триггера Шмитта и оценим величину $U_{\text{ГИСТ}}$. Цепью ПОС является делитель R_1R_2 . Опорный уровень U_0 обычно задается от источника питания $+U$ через делитель R_1R .

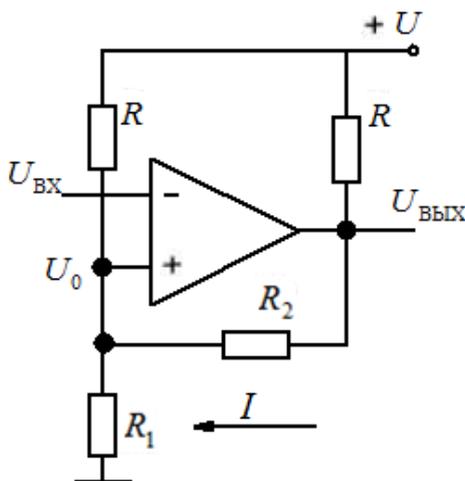


Рис. 10.5. Схема триггера Шмитта

Так как $U_{\text{ГИСТ}} = U_{\text{ВХ}}^1 - U_{\text{ВХ}}^0$, а $U_{\text{ВХ}}^1 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^1}{R_1 + R_2} \cdot R_1$ и $U_{\text{ВХ}}^0 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^0}{R_1 + R_2} \cdot R_1$, то

$$U_{\text{ГИСТ}} = \frac{|U_{\text{ВЫХ}}^1 - U_{\text{ВЫХ}}^0|}{R_1 + R_2} \cdot R_1.$$

Таким образом, $U_{\text{ГИСТ}}$ определяется параметрами цепи ПОС, а также напряжением питания, от которого зависит значение $U_{\text{ВЫХ}}^1 \approx U^+$. При этом, как правило, $U_{\text{ВЫХ}}^0 = 0$.

10.1.3. Дискретная схема компаратора

Рассматриваемая схема (рис. 10.6) – одна из простых дискретных схем компаратора, где нет жестких требований по быстродействию. Здесь T_1 и T_4 – эмиттерные повторители, нагрузкой которых являются T_2 и T_3 – транзисторы дифференциальной пары, активной нагрузкой которой служит токовое зеркало T_5, T_6 , обеспечивающее большой коэффициент усиления дифференциального сигнала.

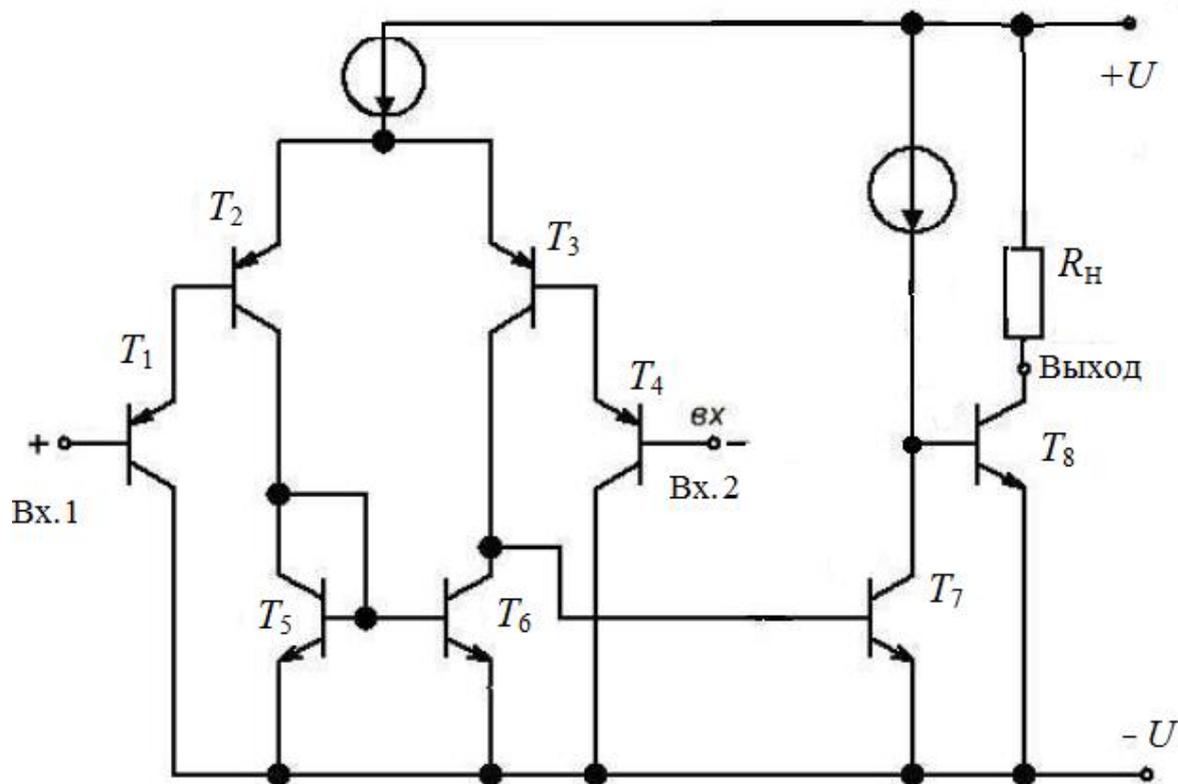


Рис. 10.6. Дискретная схема компаратора

Высокое значение КОСС обеспечивается источником тока в цепи питания эмиттеров дифференциального усилителя. Выходной сигнал с T_6 усиливается усилителем с заземленным эмиттером на T_7 , нагрузкой которого служит источник тока. Компаратор имеет выход с открытым коллектором на T_8 , к которому необходимо подключать R_H .

10.1.4. Дискретная схема триггера Шмитта

В примере дискретной схемы триггера Шмитта входной сигнал поступает на базу T_1 , коллектор которого через R_3 , образующий цепь ПОС, соединен с базой T_2 . Эмиттеры T_1 и T_2 соединены между собой, образуя дифференциальную пару, и подключены через резистор R_4 к опорному напряжению U_0 .

При рассмотрении работы схемы примем $U_0 = 0$. Нагрузкой T_1 и T_2 являются соответственно резисторы R_1 и R_2 , причем для опрокидывания схемы важ-

но выполнение условия $R_1 > R_2$, что будет приводить, соответственно, к $U_{R1} > U_{R2}$ и $U_{K1} < U_{K2}$.

Пусть в исходном состоянии $U_{ВХ} < 0,6$ В. В этом случае T_1 закрыт и $U_{K1} \approx U_{КК}$ передается через R_3 в базу T_2 , переводя его в режим насыщения. Действительно, для $n-p-n$ -транзистора T_2 потенциал эмиттера $U_э \approx 0$, потенциал $U_б = (U_{КК} - U_{R2}) < U_б$, следовательно, оба перехода полностью открыты и на выходе схемы низкий уровень напряжения $U_{ВЫХ}^0$.

Если $U_{ВХ} \geq 0,6$ В, то T_1 открывается, через цепь R_1, T_1, R_4 начинает протекать ток, создавая падение напряжения $U_{R1} > U_{R2}$ и, соответственно, $U_{K1} < U_{K2}$.

Уменьшение потенциала U_{K1} передается на базу T_2 , выводя его из насыщения. Уменьшение тока через T_2 приводит к уменьшению U_{R2} и, соответственно, к увеличению U_{K2} .

Обратное переключение произойдет при $U_{ВХ} < 0,6$ В. Тогда T_1 закроется, $U_{K1} \approx U_{КК}$ попадет на базу T_2 , и он снова перейдет в насыщение.

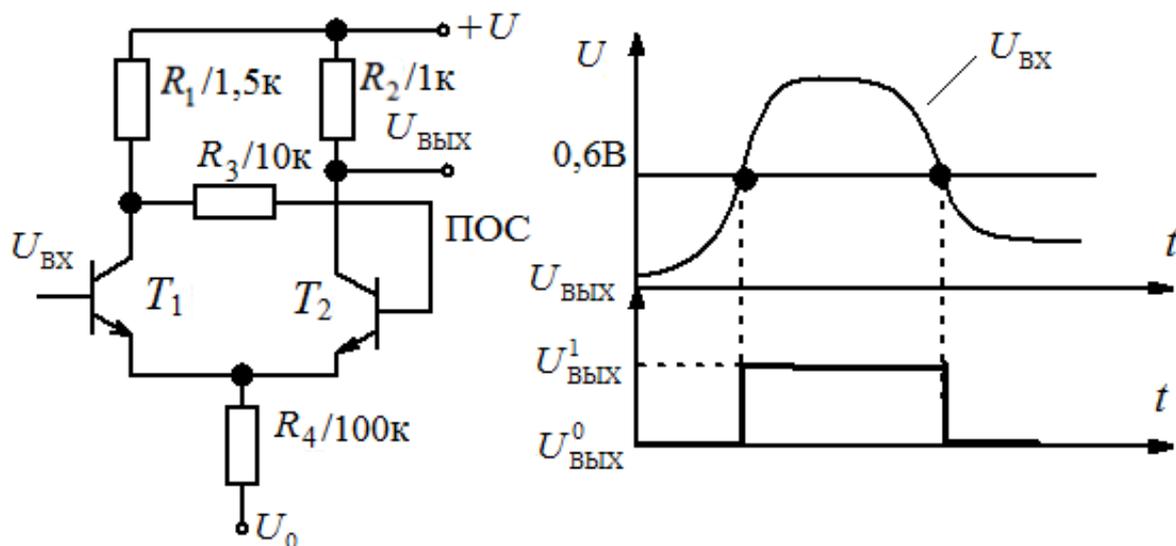


Рис. 10.7. Дискретная схема триггера Шмитта

10.2. Мультивибраторы

10.2.1. Автоколебательный мультивибратор

Простейшая схема автоколебательного мультивибратора, предназначенного для генерации прямоугольных импульсов напряжения, приведена на рис. 10.8. Рассмотрим процесс автоколебаний (рис. 10.8, б):

1. Пусть в исходном состоянии T_1 полностью открыт, т.е. $U_{K1} = 0$, а T_2 закрыт, т.е. $U_{K2} = U_{КК}$. Тогда конденсатор C_2 заряжается по цепи: $+U_{КК} \rightarrow R_{Б2} \rightarrow C_2 \rightarrow T_1 \rightarrow земля$. В результате роста напряжения на C_2 увеличивается потенциал $U_{Б2}$, и T_2 начинает открываться.

2. Переходный процесс опрокидывания схемы заключается в следующем: $\uparrow U_{Б2} \rightarrow \uparrow U_{БЭ2} \rightarrow \uparrow I_{К2} \rightarrow \downarrow U_{К2} \rightarrow \downarrow U_{Б1} \rightarrow \downarrow U_{БЭ1} \rightarrow \downarrow I_{К1} \rightarrow \uparrow U_{К1} \rightarrow \uparrow U_{Б2}$. Таким образом, действует ПОС, которая приводит к быстрому полному открыванию T_2 и закрыванию T_1 , т.е. $U_{К1} = U_{КК}$, а $U_{К2} = 0$.

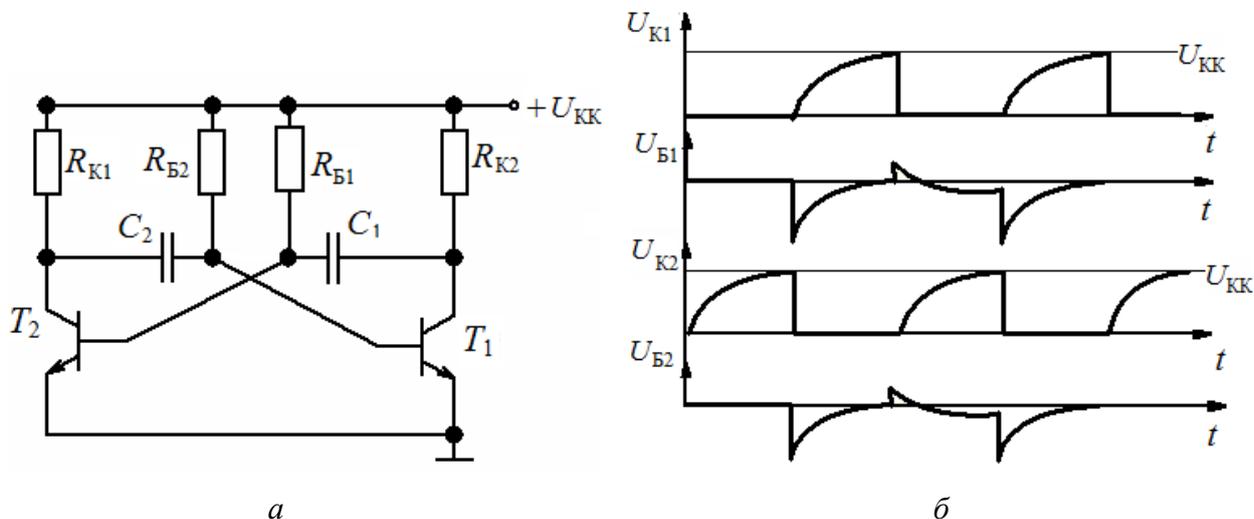


Рис. 10.8. Схема мультивибратора (а) и временные диаграммы его работы (б)

3. Тогда конденсатор C_1 заряжается по цепи: $+U_{КК} \rightarrow R_{Б1} \rightarrow C_1 \rightarrow T_2 \rightarrow земля$. В результате роста напряжения на C_1 увеличивается потенциал $U_{Б1}$, и T_1 начинает открываться.

4. Переходный процесс опрокидывания схемы аналогичен: $\uparrow U_{Б1} \rightarrow \uparrow U_{БЭ1} \rightarrow \uparrow I_{К1} \rightarrow \downarrow U_{К1} \rightarrow \downarrow U_{Б2} \rightarrow \downarrow U_{БЭ2} \rightarrow \downarrow I_{К2} \rightarrow \uparrow U_{К2} \rightarrow \uparrow U_{Б1}$. В результате действия ПОС схема возвращается в исходное состояние. Таким образом, осуществляется генерация колебаний, определяемых параметрами элементов цепи разряда конденсаторов $R_{К1}C_2$ и $R_{К2}C_1$. Разряд конденсатора C_1 происходит по цепи $+U_{КК} \rightarrow R_{К2} \rightarrow C_1 \rightarrow T_1 \rightarrow земля$ во время нахождения T_1 в открытом состоянии, а T_2 – в закрытом состоянии. Разряд конденсатора C_2 происходит по цепи $+U_{КК} \rightarrow R_{К1} \rightarrow C_2 \rightarrow T_2 \rightarrow земля$ в противоположном состоянии схемы: T_1 закрыт, а T_2 открыт.

Для запуска автоколебаний необходимо обеспечить либо несимметричность схемы, чтобы при включении питания оба транзистора не оказались одновременно в насыщении, либо активный режим для обоих транзисторов, и тогда автоколебание установится. Для этого в схему обычно вводят дополнительные RC -цепочки задержки установки смещения в цепях по сравнению с цепями коллекторов, например, как цепь R_0C_0 в схеме на рис. 10.9.

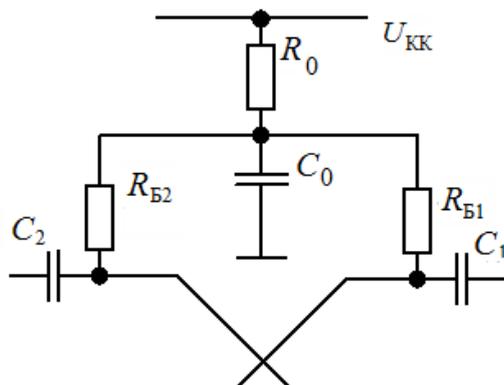


Рис. 10.9. Обеспечение запуска колебаний путем RC -задержки в цепи смещения транзисторов мультивибратора

Более эффективны мультивибраторы на ОУ. В рассматриваемой схеме резисторы R_1R_2 образуют цепь ПОС, а R_0C – цепь ООС, которая также является времязадающей цепью. Напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ определяется напряжением стабилизации двуханодного стабилитрона, т.е. $U_{\text{ВЫХ}} = \pm U_{\text{СТАБ}}$ в зависимости от состояния схемы. За счет ПОС $U_+ = \pm \frac{U_{\text{СТАБ}}}{R_1 + R_2} \cdot R_1$.

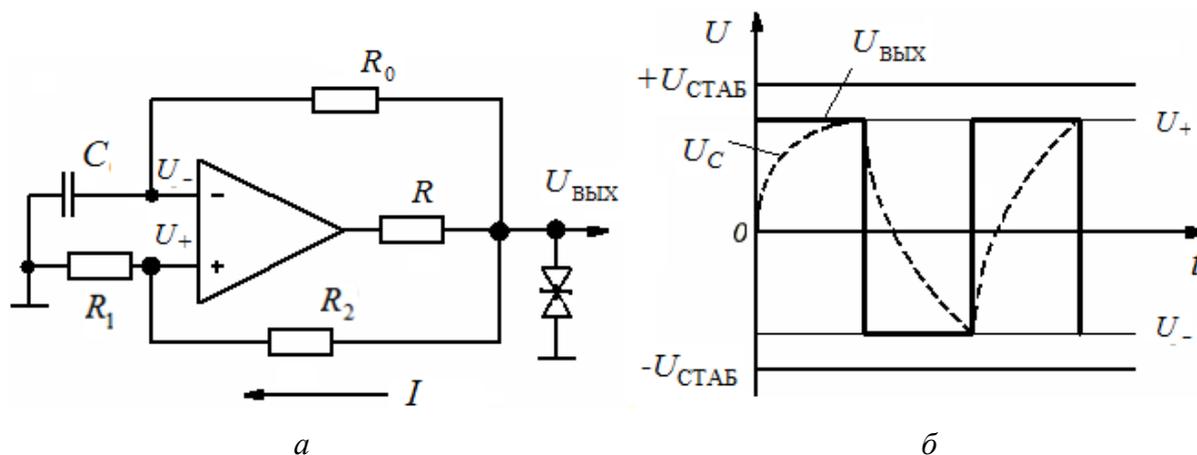


Рис. 10.10. Схема мультивибратора на ОУ (а) и временные диаграммы его работы (б)

Конденсатор C заряжается по цепи $U_{\text{ВЫХ}} \rightarrow R_0 \rightarrow C \rightarrow \text{земля}$ до напряжения U_+ . При $U_c = U_- > U_+$ начинается быстрый (за счет ПОС) процесс опрокидывания схемы. В результате конденсатор C начинает разряжаться до напряжения U_- . При $U_c = U_- < U_+$ схема за счет ПОС возвращается в исходное состояние. Период колебаний может быть определен по формуле $T = 2R_0C \ln(1 - 2R_1 / R_2)$.

10.2.2. Ждущий мультивибратор

Ждущий мультивибратор (одновибратор) – схема, формирующая на выходе импульс заданной длительности при подаче на вход импульса запуска.

Фактически это разновидность триггера, в котором выход одного из вентиля имеет емкостную связь со входом другого вентиля, в результате чего схема всегда возвращается в одно состояние. Одновибраторы срабатывают по положительному или отрицательному перепаду.

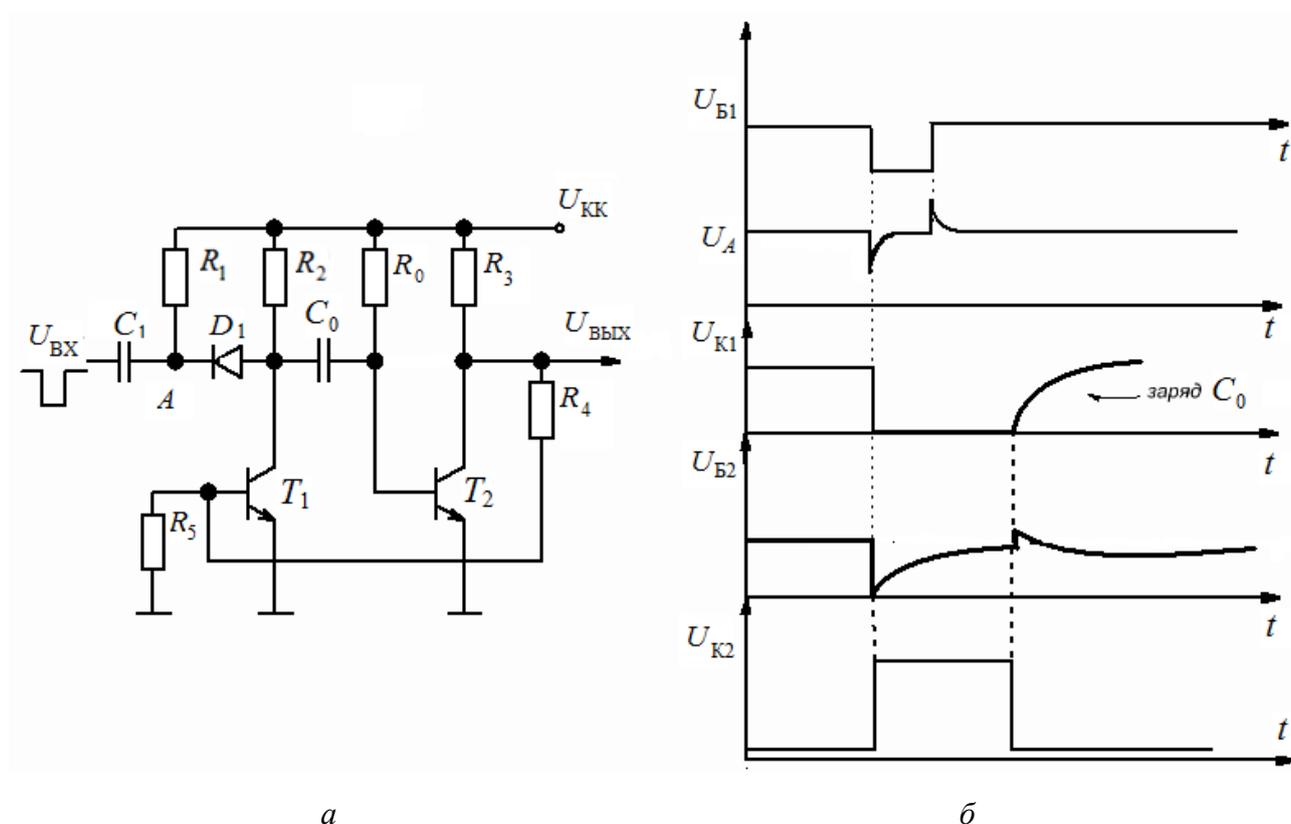


Рис. 10.11. Схема ждущего мультивибратора (а) и временные диаграммы его работы (б)

Рассмотрим схему ждущего мультивибратора и временные диаграммы его работы:

1. В исходном состоянии T_2 насыщен, так как $U_{Б2} \approx U_{К2}$, а T_1 закрыт, поскольку $U_{К2} = 0$ через цепь ПОС R_4 передается в базу T_1 и $U_{Б1} = 0$. Диод D_1 закрыт, так как на его анод и катод через R_1 и R_2 подан одинаковый потенциал $U_{КК}$. Конденсатор C_0 заряжен до $U_{К1} \approx U_{КК}$ по цепи $U_{КК} \rightarrow R_2 \rightarrow C_0 \rightarrow T_2 \rightarrow \text{земля}$.

2. При подаче импульса запуска отрицательной полярности дифференцирующая цепочка R_1C_1 выделяет его фронты. Отрицательный фронт проходит через диод D_1 и конденсатор C_0 в базу T_2 , выводя его из насыщения.

3. В результате возникает переходный процесс:

$$U_{Б2} \downarrow \rightarrow \downarrow U_{БЭ2} \rightarrow \downarrow I_{К2} \rightarrow \uparrow U_{К2} \rightarrow \uparrow U_{Б1} \rightarrow \uparrow U_{БЭ1} \rightarrow \uparrow I_{К1} \rightarrow \downarrow U_{К1} \rightarrow \downarrow U_{Б2} \text{ и т.д.}$$

Таким образом, действие ПОС приводит к быстрому опрокидыванию схемы. В результате T_2 оказывается полностью открытым и $U_{К1} = 0$, а T_1 — закрытым и $U_{К2} = U_{ВЫХ} = U_{КК}$.

4. После опрокидывания схемы начинается разряд C_0 по цепи $U_{КК} \rightarrow R_0 \rightarrow C_0 \rightarrow T_1 \rightarrow \text{земля}$. В результате падения напряжения на R_0 потенциал

$U_{Б2}$ будет расти, T_2 начнет открываться, и в результате ПОС, действие которой поясняется цепочкой рассуждений:

$$\uparrow U_{Б2} \rightarrow \uparrow U_{БЭ2} \rightarrow \uparrow I_{К2} \rightarrow \downarrow U_{К2} \rightarrow \downarrow U_{К1} \rightarrow \downarrow U_{Б1} \rightarrow \downarrow I_{БЭ1} \rightarrow \downarrow I_{К1} \rightarrow \uparrow U_{К1} \rightarrow \uparrow U_{Б2},$$

схема возвращается в исходное состояние. Длительность исходного импульса определяется параметрами цепи R_0C_0 и оценивается по формуле

$$\tau = R_0C_0 \ln 2 \approx 0,7R_0C_0.$$

10.2.3. Ждущий мультивибратор на основе компаратора

ПОС в компараторе на ОУ образована резисторами R_2, R_3 . При этом часть выходного напряжения подается на неинвертирующий вход ОУ. Времязадающая цепь образована емкостью C_0 и сопротивлением R_0 . На вход подается импульс запуска положительной полярности, дифференцирующая цепочка R_1, C_1 выделяет фронты импульса, а диод пропускает на вход U_+ ОУ только передний положительный фронт.

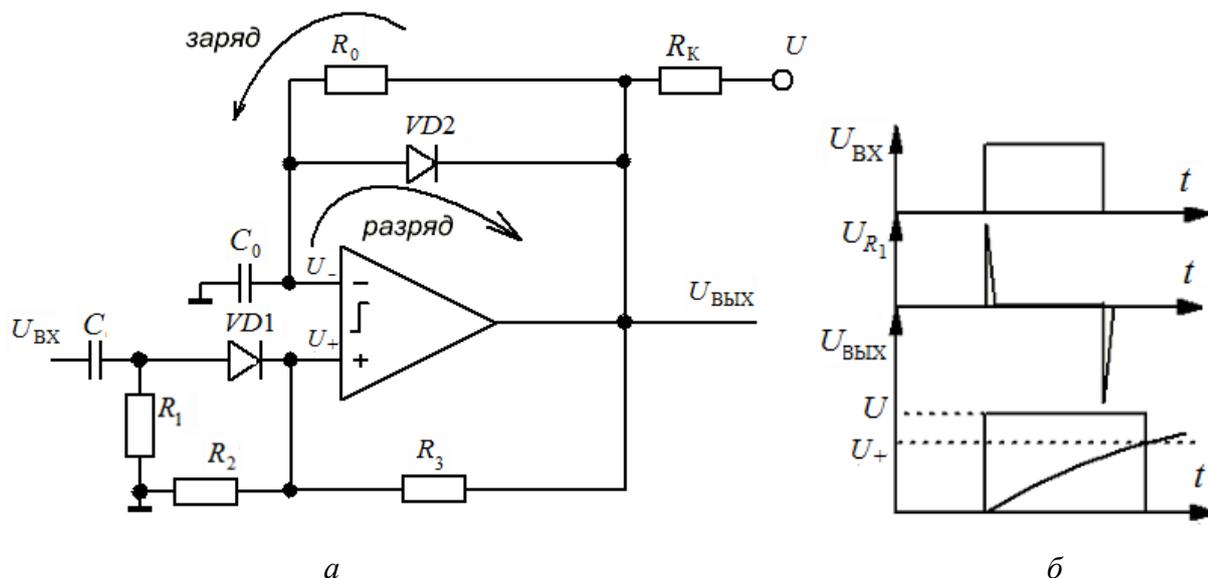


Рис. 10.12. Схема ждущего мультивибратора на основе компаратора (а) и временные диаграммы его работы (б)

Пусть изначально выход компаратора находится в насыщении и $U_{ВЫХ} = 0$. Конденсатор C_0 разряжен через диод $VD2$ до уровня, не превышающего величины падения напряжения на прямо смещенном $p-n$ -переходе и соответствующего примерно 0,6 В. При появлении на входе положительного перепада не менее 0,6 В происходит рассогласование компаратора. За счет ПОС, напряжение

которой на неинвертирующем входе определяется выражением $U_+ = \frac{U \cdot R_2}{R_2 + R_3}$,

он переключается, т.е. переходит в режим отсечки с $U_{ВЫХ} = U$.

Цепь разряда конденсатора C_0 блокируется высоким потенциалом $U_{ВЫХ}$, и он начинает заряжаться до напряжения U_+ по цепи $U_{ВЫХ} \rightarrow R_0 \rightarrow C_0 \rightarrow \text{земля}$. При

$U_{C0} = U_- > U_+$ снова происходит рассогласование компаратора и его быстрое опрокидывание в исходное состояние за счет ПОС, а конденсатор C_0 быстро разряжается через открывшийся диод. Длительность формируемого импульса определяется выражением $\tau = 0,7...0,9R_0 \cdot C_0$.

10.3. Схемы широтно-импульсной модуляции (ШИМ) и аналого-цифрового преобразователя (АЦП)

При ШИМ с заданной периодичностью формируются импульсы, длительность которых пропорциональна амплитуде входного сигнала. Принцип ШИМ часто используется при построении АЦП.

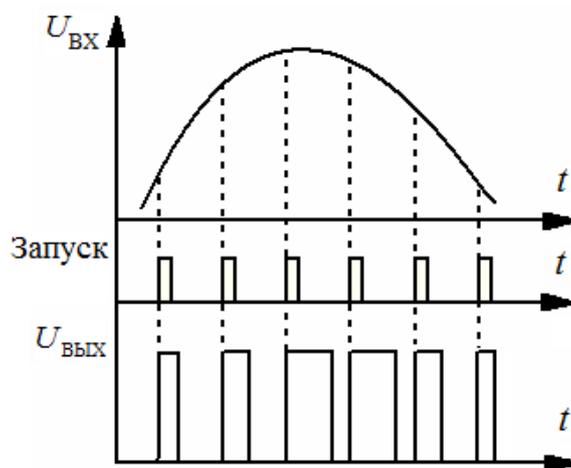


Рис. 10.13. Принцип ШИМ

Схемы ШИМ строят на основе одновибраторов путем замены времязадающей цепи на управляемые источники тока. Это обеспечивает высокую точность задания длительности импульса пропорционально величине $U_{ВХ}$.

Структурная схема АЦП приведена на рис. 10.14.

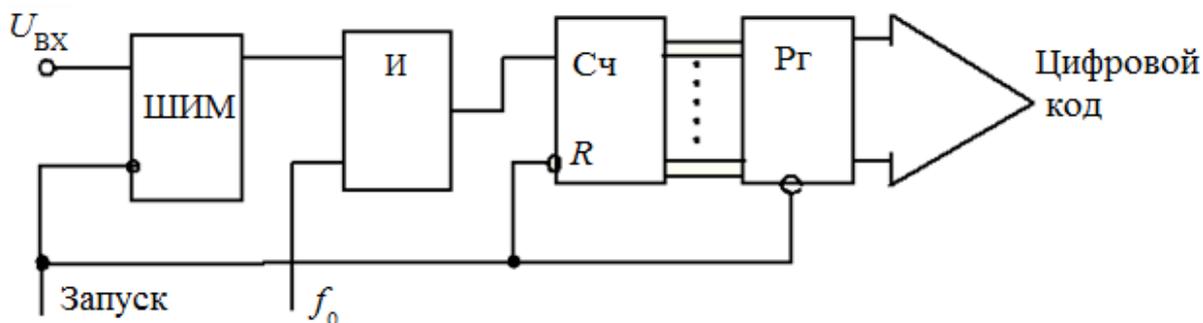


Рис. 10.14. Структурная схема АЦП

Напряжение $U_{ВХ}$ подается на схему ШИМ, формирующей импульсы переменной длительности. На схеме «И» эти импульсы заполняются тактовой

последовательностью с частотой f_0 и поступают на счетчик, формирующий двоичный изменяющийся код, зависящий от амплитуды входного напряжения. При каждом запуске схемы ШИМ содержимое счетчика переносится в регистр, а сам счетчик обнуляется.

Рассмотренный процесс иллюстрируется на рис. 10.15.

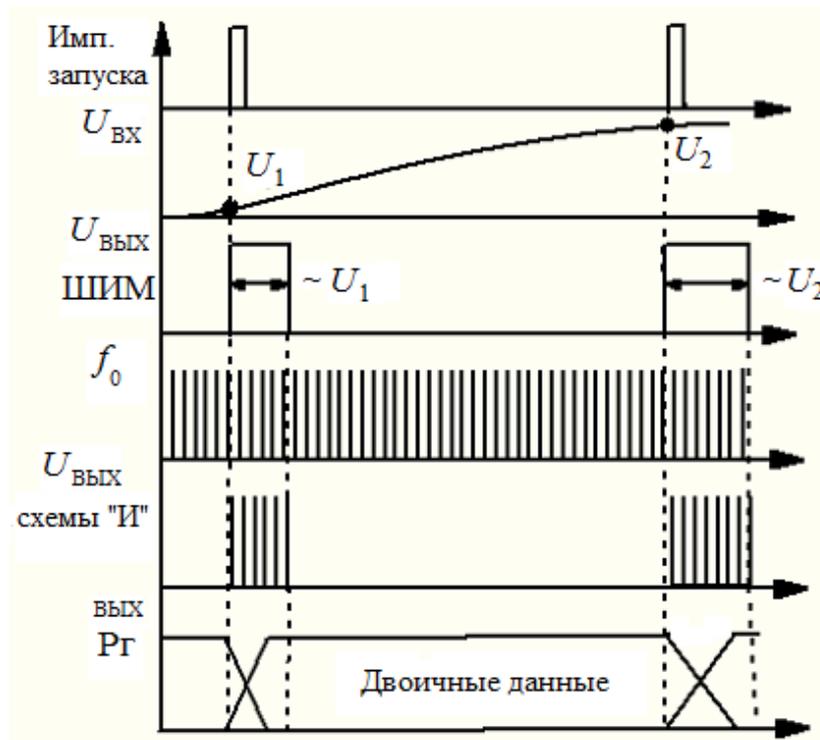


Рис. 10.15. Временные диаграммы работы схемы АЦП

Контрольные вопросы к лекции

1. На чем основана работа простейшего компаратора?
2. Какие недостатки и каким образом устраняет триггер Шмитта?
3. Чем определяется напряжение гистерезиса в триггере Шмитта?
4. Какое условие необходимо для обеспечения опрокидывания дискретной схемы триггера Шмитта?
5. За счет чего обеспечивается генерация колебаний в мультивибраторе?
6. За счет чего обеспечивается запуск и опрокидывание схемы одновибратора?
7. В чем заключается принцип ШИМ?
8. В чем заключается принцип работы схемы АЦП?

ЛЕКЦИЯ 11

11.1. Полевые транзисторы (ПТ)

11.1.1. Классификация ПТ

В отличие от биполярных транзисторов, ПТ имеют токопроводящий канал, управление которым осуществляется электрическим полем. При этом полностью открытый канал имеет сопротивление 20–100 Ом, а полностью закрытый – более 10–20 МОм.

Достоинства ПТ:

- высокое входное сопротивление;
- отличные ключевые свойства;
- низкий уровень собственных шумов.

Недостатки ПТ:

- чувствительность к статическому электричеству;
- разброс параметров в десятки раз больше, чем у биполярных транзисторов.

ПТ принято классифицировать следующим образом:

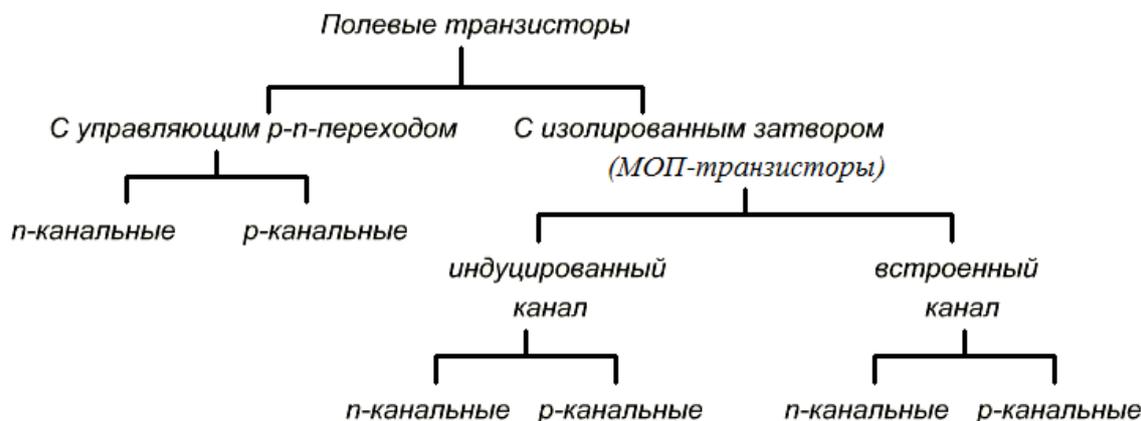


Рис. 11.1. Классификация ПТ

11.1.2. ПТ с управляющим p-n-переходом

Данный вид ПТ имеет токопроводящий канал с проводимостью n- или p-типа, располагающийся между электродами, называемыми «исток» (И) и «сток» (С). Затвор (З) – электрод, управляющий током канала, – соединен с областью противоположной проводимости. Управление током канала осуществляется за счет явления электростатической индукции, которая проявляется при обратном смещении p-n-перехода и приводит к его расширению и перекрытию канала. Проводимость канала двусторонняя. Это означает, что исток и сток можно менять местами. Однако, как правило, током через канал (током стока) управляют, регулируя $U_{зи}$.

Зависимость тока стока, текущего через токопроводящий канал, от напряжения затвор – исток при постоянном напряжении сток – исток: $I_C = f(U_{ЗИ})$ при $U_{СИ} = \text{const}$ – называют *стоково-затворной характеристикой*.

Для n -канального транзистора при подаче напряжения отсечки $U_{ОТС} = U_{ЗИ} \approx -4$ В канал закрывается, и ток через него течь не будет, а при напряжении $U_{ЗИ} \approx 0,5$ В ток стока достигает насыщения. Для p -канального транзистора стоково-затворная характеристика имеет зеркально-симметричный вид.

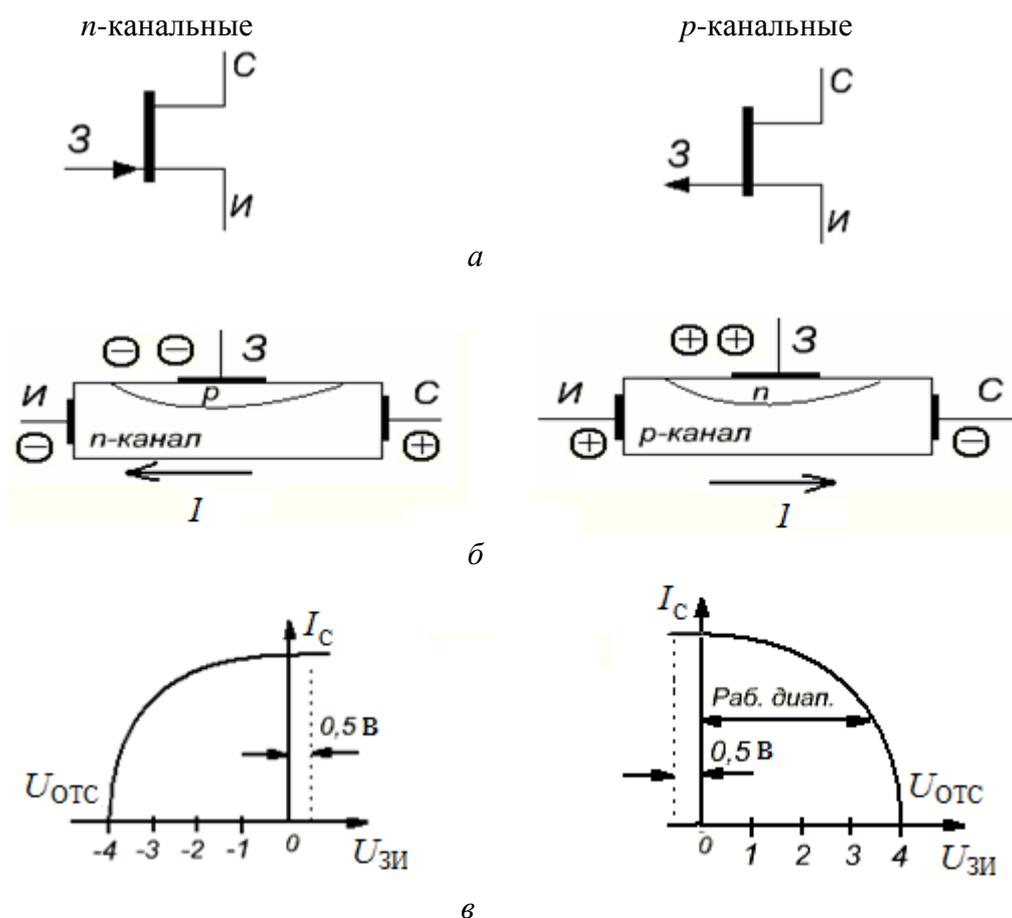


Рис. 11.2. Условное обозначение (а), структура (б) и стоково-затворные характеристики (в) ПТ с управляющим p - n -переходом

Зависимость тока стока от напряжения между стоком и истоком при постоянном напряжении затвор – исток: $I_C = f(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ} = \text{const}$ – называют *стоковой характеристикой*. Напряжение $U_{ЗИ}$ положительное для n -канального транзистора и отрицательное для p -канального транзистора. Стоковая характеристика имеет участок, близкий к линейному (при $U_{СИ} < U_{СИН}$), и участок насыщения (при $U_{СИ} > U_{СИН}$).

На линейном участке, увеличивая напряжение между стоком и истоком при постоянном напряжении на затворе, добиваемся увеличения тока, текущего через канал. При дальнейшем росте U_C происходит увеличение обратного смещения p - n -перехода из-за роста напряжения $U_{СЗ}$ при $U_{ЗИ} = \text{const}$. Это приводит к перекрытию канала в области стока и прекращению роста тока через него.

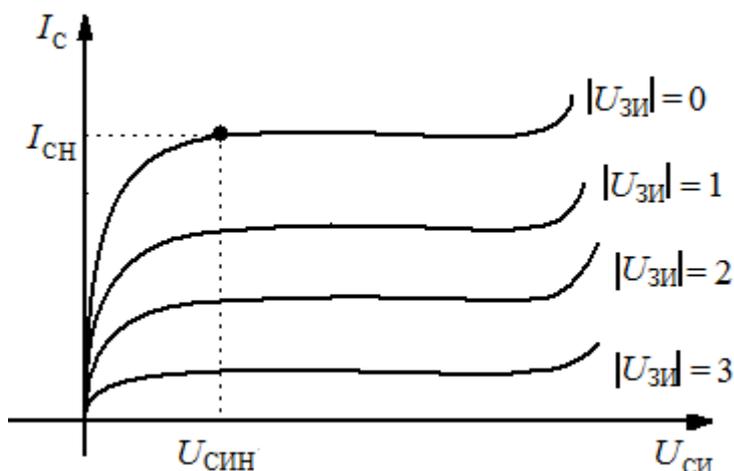


Рис. 11.3. Пример стоковой характеристики ПТ с управляющим p - n -переходом:
 $I_{сн}$ – ток стока насыщения; $U_{син}$ – напряжение сток – исток насыщения

Транзистору с управляющим p - n -переходом присущ недостаток: существует обратная проводимость p - n -перехода, создающая ток через затвор при достижении напряжения отсечки. Обратный ток в цепи затвора ухудшает ключевые свойства, входное сопротивление определяется сопротивлением обратно смещенного p - n -перехода и зависит от полярности напряжения, подаваемого на затвор.

11.1.3. МОП-транзистор с индуцированным каналом

МОП-транзистор с индуцированным каналом имеет подложку с зонами противоположной проводимости для стока и истока, перекрытыми тонким слоем диэлектрика (SiO_2), на котором установлен затвор.

Для n -канального МОП-транзистора при приложении положительного напряжения $U_{зи}$ вблизи затвора индуцируется токопроводящий канал n -типа. Образование канала можно объяснить, исходя из того, что электроны – основные носители заряда – из подложки «притягиваются» к положительному потенциалу затвора, образуя область проводимости n -типа.

Для p -канального МОП-транзистора канал p -типа индуцируется при подаче на электроды напряжений противоположных полярностей по отношению к транзистору n -типа.

Подложка транзистора обычно соединена с истоком или, если предусмотрен ее отдельный вывод, может подключаться к источнику напряжения ниже (выше), чем напряжение истока n -канального (p -канального) транзистора. При подаче такого дополнительного напряжения на подложку относительно истока она начинает действовать как дополнительный затвор, уменьшающий ток стока.

Стоковые характеристики МОП-транзисторов с индуцированным каналом аналогичны стоковым характеристикам ПТ с управляющим p - n -переходом.

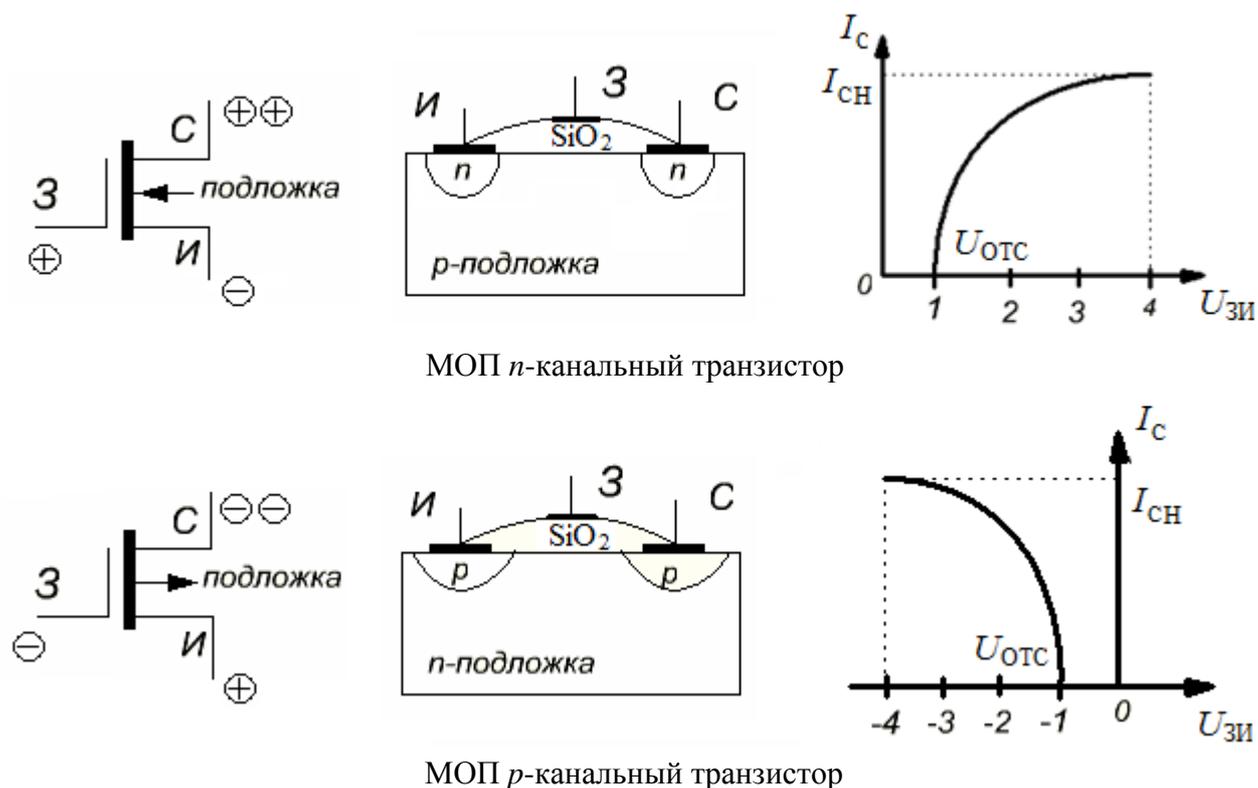


Рис. 11.4. МОП-транзисторы: условное обозначение, структура и стоково-затворные характеристики

Основным достоинством МОП-транзисторов является их высокое входное сопротивление (ток через изолированный затвор практически не течет).

Общим недостатком МОП-транзисторов является их чувствительность к статическому электричеству (выходят из строя при напряжении $U_{зи} > 20$ В).

Недостаток МОП-транзисторов с индуцированным каналом заключается в необходимости работы с напряжением одной определенной полярности.

11.1.4. МОП-транзисторы со встроенным каналом

МОП-транзистор со встроенным каналом отличается от МОП-транзистора с индуцированным каналом лишь тем, что зоны истока и стока соединены токопроводящим каналом, содержащим некоторое количество основных носителей, соответствующих этим зонам. Наиболее часто встречаются транзисторы со встроенным каналом *n*-типа. В МОП-транзисторе со встроенным каналом на затвор может подаваться напряжение обеих полярностей. При подаче положительного напряжения электроны «втягиваются» в *n*-канал, тем самым обогащая его основными носителями заряда (режим обогащения). При подаче отрицательного напряжения электроны из канала «выталкиваются» в подложку, тем самым канал будет обедняться основными носителями заряда (режим обеднения).



Рис. 11.5. Структура МОП-транзистора со встроенным каналом n -типа

Стоково-затворные характеристики такого транзистора смещены по горизонтальной оси и располагаются в районе нулевых значений $U_{ЗИ}$.

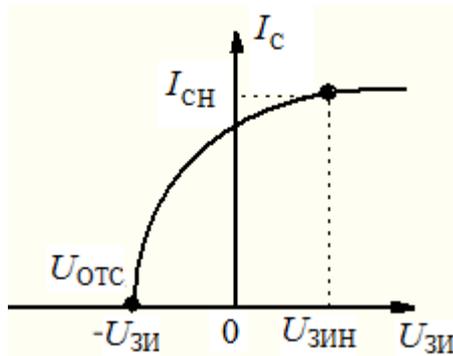


Рис. 11.6. Стоково-затворная характеристика МОП-транзистора со встроенным каналом n -типа ($U_{зин}$ – напряжение затвор – исток насыщения)

Стоковые характеристики отличаются только наличием значений $\pm U_{ЗИ}$.

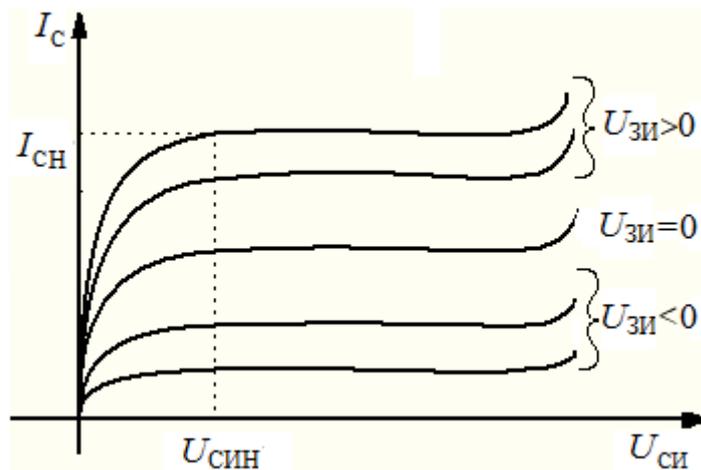


Рис. 11.7. Стоковая характеристика МОП-транзистора со встроенным каналом n -типа

11.1.5. Статические дифференциальные параметры полевых транзисторов

1. Крутизна стоково-затворной характеристики – это отношение приращения тока стока к приращению напряжения затвор – исток при постоянном

напряжении сток – исток: $S = \frac{dI_C}{dU_{ЗИ}}$ при $U_{СИ} = \text{const}$.

2. Внутреннее дифференциальное сопротивление – это отношение приращения напряжения сток – исток к приращению тока стока при постоянном

напряжении затвор – исток: $R = \frac{dU_{СИ}}{dI_C}$ при $U_{ЗИ} = \text{const}$.

3. Коэффициент усиления по напряжению – это отношение приращения напряжения сток – исток к приращению напряжения затвор – исток при постоянном

токе стока: $\mu = -\frac{dU_{СИ}}{dU_{ЗИ}}$ при $I_C = \text{const}$.

11.1.6. О токе стока

В справочных данных часто указывается разность между напряжением $U_{ЗИ}$ и напряжением отсечки $U_{ОТС}$. Поэтому ток стока принято определять выражением $I_C = f(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ} - U_{ОТС} = \text{const}$. В результате на стоковых характеристиках принято выделять линейный участок, на котором $I_C \sim (U_{ЗИ} - U_{ОТС})$, и участок насыщения, на котором $I_C \sim (U_{ЗИ} - U_{ОТС})^2$.



Рис. 11.8. Участки стоковой характеристики МОП-транзистора

Более точно линейный участок стоковой характеристики характеризуется выражением $I_C = 2k (U_{ЗИ} - U_{ОТС}) \cdot U_{СИ} - 0,5U_{СИ}^2$, а участок насыщения – выра-

жением $I_C = k (U_{зи} - U_{отс})^2$, где $k \sim \frac{1}{\sqrt[3]{T^2}}$ – некоторый коэффициент, зависящий от температуры.

Для насыщения ПТ требуется достаточно большое значение $U_{си}$, при котором получают максимальный I_C при данной величине $U_{зи}$. Именно этот участок стоковой характеристики используется в источниках тока и усилителях на ПТ.

Контрольные вопросы к лекции

1. В чем заключается принцип работы ПТ с управляющим $p-n$ -переходом?
2. Чем отличаются МОП-транзисторы с индуцированным каналом от ПТ с управляющим $p-n$ -переходом?
3. Чем отличаются МОП-транзисторы со встроенным каналом от МОП-транзисторов с индуцированным каналом?
4. Что характеризуют статические дифференциальные параметры ПТ?

ЛЕКЦИЯ 12

12.1. Логические ключи и инверторы на ПТ

12.1.1. Логические ключи и инверторы на МОП-транзисторах

Логические ключи позволяют включать нагрузку в цепи стока при подаче управляющего сигнала. Ниже (рис. 12.1) приведен пример логического ключа на n -канальном МОП-транзисторе.

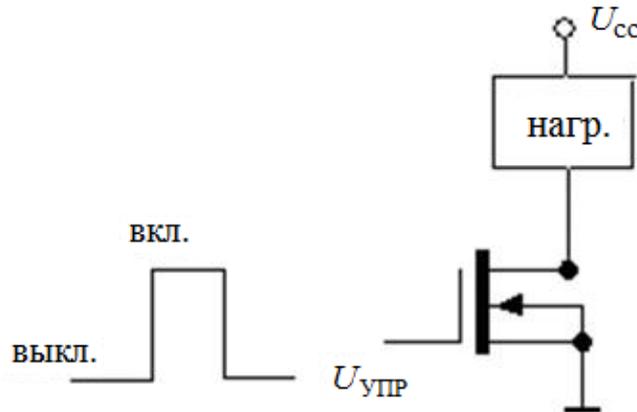


Рис. 12.1. Схема логического ключа на ПТ

Инверторы позволяют получить на выходе сигнал с полярностью, противоположной входному.

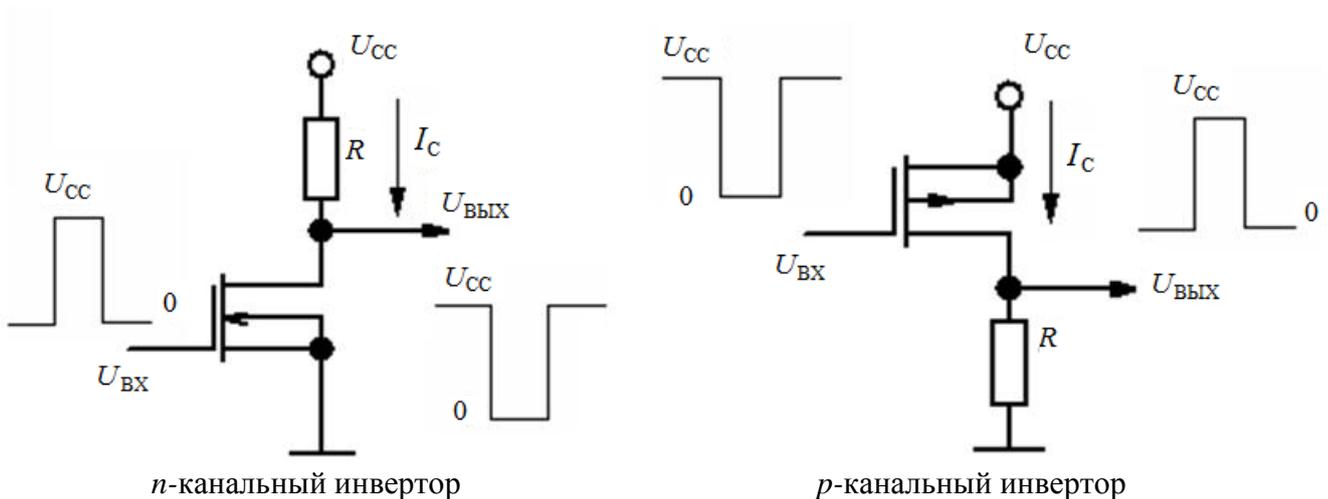


Рис. 12.2. Схемы инверторов на ПТ

Недостатки n - и p -канальных инверторов:

- 1) потребляют ток во включенном состоянии;
- 2) имеют большое выходное сопротивление в выключенном состоянии, определяемое величиной нагрузочного резистора $R = [10 \dots 100 \text{ к}]$.

Данный недостаток устраняется в КМОП-инверторах.

12.1.2. КМОП-инвертор

КМОП-инвертор – схема, выполненная на двух комплементарных МОП-транзисторах и являющаяся базовой структурой для всех логических КМОП-элементов.

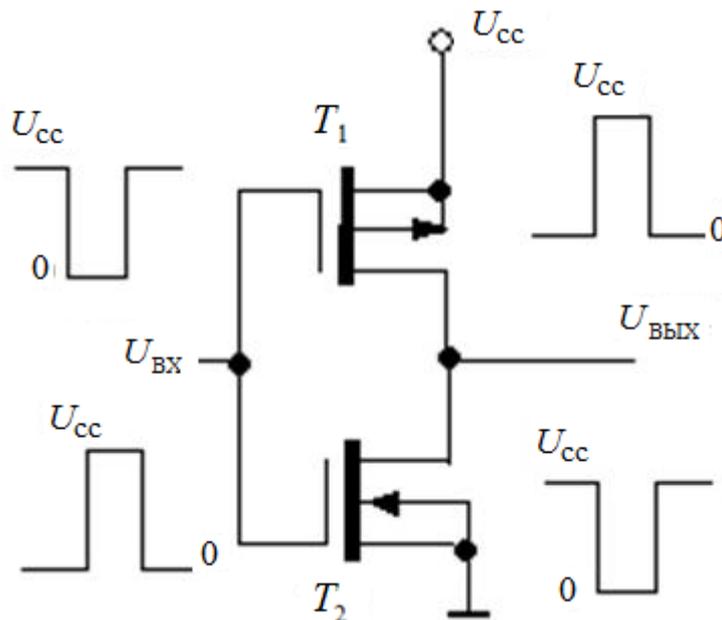


Рис. 12.3. Схема КМОП-инвертора

Достоинства КМОП-инверторов:

- 1) практически отсутствует потребление тока;
- 2) очень малое выходное сопротивление.

Действительно, потребления тока практически нет, так как транзисторы работают по очереди. При положительной полярности входного импульса n -канальный МОП-транзистор открыт, а p -канальный – закрыт и его сопротивление $R_{T_2} > 20$ МОм. При отрицательной полярности входного импульса, наоборот, p -канальный МОП-транзистор открыт, а n -канальный – закрыт и его сопротивление также составляет $R_{T_1} > 20$ МОм.

Малое выходное сопротивление обусловлено тем, что один из транзисторов всегда открыт и имеет типичное сопротивление канала – 20–100 Ом. В результате $R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ЭКВ}} = R_{T_1} \parallel R_{T_2} \leq 20 \dots 100$ Ом.

12.2. Аналоговые ключи на ПТ

12.2.1. Аналоговые ключи на МОП-транзисторах

МОП-транзисторы в качестве аналоговых ключей в основном применяются в силу таких свойств, как малое сопротивление в проводящем режиме («вкл.») и высокое сопротивление в состоянии отсечки («выкл.»), малые токи

утечки и малая емкость. МОП-транзисторы являются для аналоговых сигналов идеальными ключами, управляемыми напряжением.

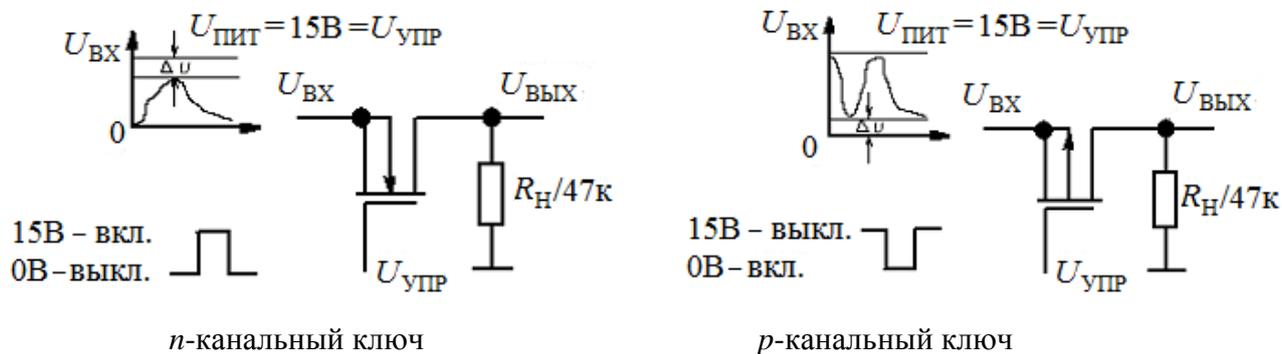


Рис. 12.4. Схемы аналоговых ключей на МОП-транзисторах

Диапазон входного сигнала для *n*-канального ключа ограничен от 0 В до $U_{\text{ПИТ}} - \Delta U$, где $\Delta U \approx 5$ В, поскольку дальнейшее уменьшение ΔU приводит к тому, что $U_{\text{УПР}}$ не может удержать канал в полностью открытом состоянии. В результате в рассматриваемой схеме увеличение $U_{\text{ВХ}} > 10$ В приведет к $U_{\text{ЗИ}} < 5$ В и уменьшению тока стока.

Диапазон входного сигнала для *p*-канального ключа ограничен от $U_{\text{ПИТ}}$ до $\Delta U \approx 5$ В, так как при дальнейшем уменьшении отрицательного напряжения $U_{\text{ЗИ}}$ по отношению к истоку оно окажется недостаточным для удержания канала в полностью открытом состоянии. Рекомендуемая величина резистора нагрузки для аналогового ключа – 1–100 к.

12.2.2. Аналоговый КМОП-ключ

КМОП-ключ выполнен на комплементарных МОП-транзисторах и обеспечивает возможность прохождения сигнала во всем динамическом диапазоне, определяемом источником питания (т.е. от 0 В до $U_{\text{ПИТ}}$). В КМОП-ключе затворы транзисторов соединены через инвертор, объединенные истоки образуют вход, а объединенные стоки – выход ключа. Таким образом, *n*-канальный транзистор T_1 пропускает входной сигнал от 0 до почти $U_{\text{ПИТ}}$, а *p*-канальный транзистор T_2 пропускает входной сигнал от $U_{\text{ПИТ}}$ до почти 0 В. В результате весь динамический диапазон $0-U_{\text{ПИТ}}$ оказывается перекрытым.

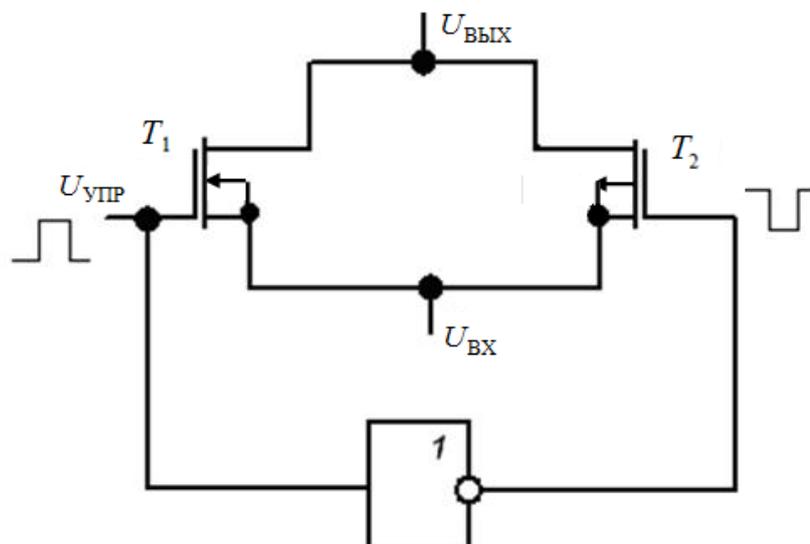


Рис. 12.5. Аналоговый КМОП-ключ

12.3. Источники тока на ПТ

12.3.1. Простейший источник тока на ПТ

Самым простым образом источник тока на ПТ можно получить, включив нагрузку в цепь стока и соединив затвор с истоком. При этом в соответствии со стоковой характеристикой для $U_{зи} = 0$ при параметрах нагрузки, обеспечивающих условие $U_{си} \geq U_{син}$, получаем постоянный ток стока, независимый от $U_{си}$ (и от нагрузки соответственно).

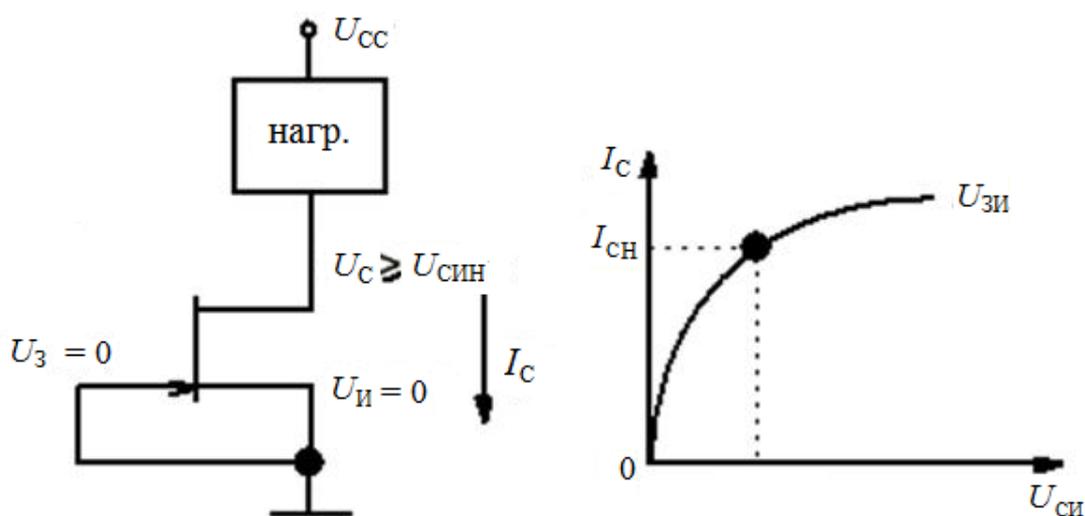


Рис. 12.6. Простейший источник тока на ПТ

Недостатки простейшего источника тока на ПТ:

- 1) током нельзя управлять;
- 2) из-за разброса параметров ПТ ток через нагрузку случаен и у разных ПТ одного типа может отличаться в несколько раз.

12.3.2. Источник тока на ПТ с автоматическим смещением

Включив в цепь истока резистор, получим источник с автоматическим смещением, обеспечивающий заданный I_C . Можно построить регулируемый источник тока, используя потенциометр. Суть автоматического смещения заключается в том, что $U_{зи} = U_3 - U_{и} = -I_C R$, так как $U_3 = 0$, а $U_{и} = I_C R$. В результате величина $U_{зи}$ автоматически устанавливается в соответствии с падением напряжения на резисторе R .

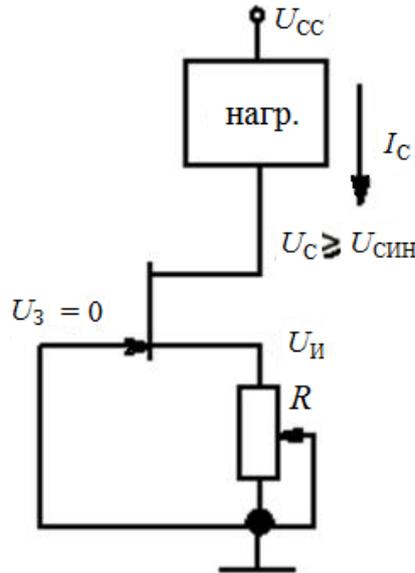


Рис. 12.7. Источник тока на ПТ с автоматическим смещением

Общим недостатком источников тока на ПТ является невысокая стабильность. В этом отношении источник тока на биполярном транзисторе лучше.

12.3.3. Источник тока на ПТ и ОУ

ПТ в сочетании с ОУ позволяет получить хороший источник тока, управляемый входным напряжением $U_{вх}$. Действительно, $I_H = \frac{U_{вх}}{R_1}$ независимо от параметров нагрузки. Отсутствие тока затвора устраняет систематическую ошибку в задании тока. Так, например, при $U_{вх} = 10$ В в данной схеме $I_H = 10$ мА.

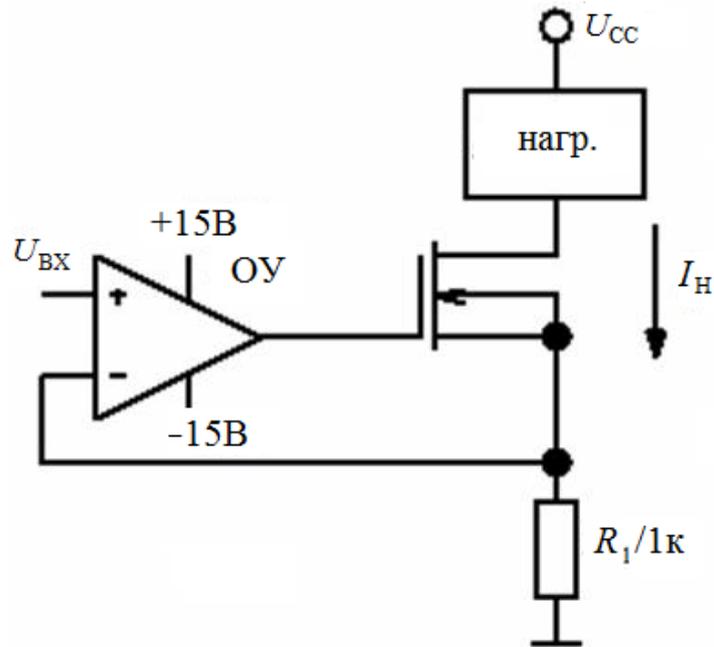


Рис. 12.8. Источник тока на ПТ и ОУ

Для увеличения тока через нагрузку возможно подключение дополнительного биполярного транзистора. В этом случае при $U_{ВХ} = 10$ В, $I_H = 100$ мА, так как $R_1 = 100$ Ом. Через T_1 протекает ток $I_C \approx 0,6$ мА, достаточный для создания $U_R = U_{БЭ2} = 0,6$ В и открывания T_2 .

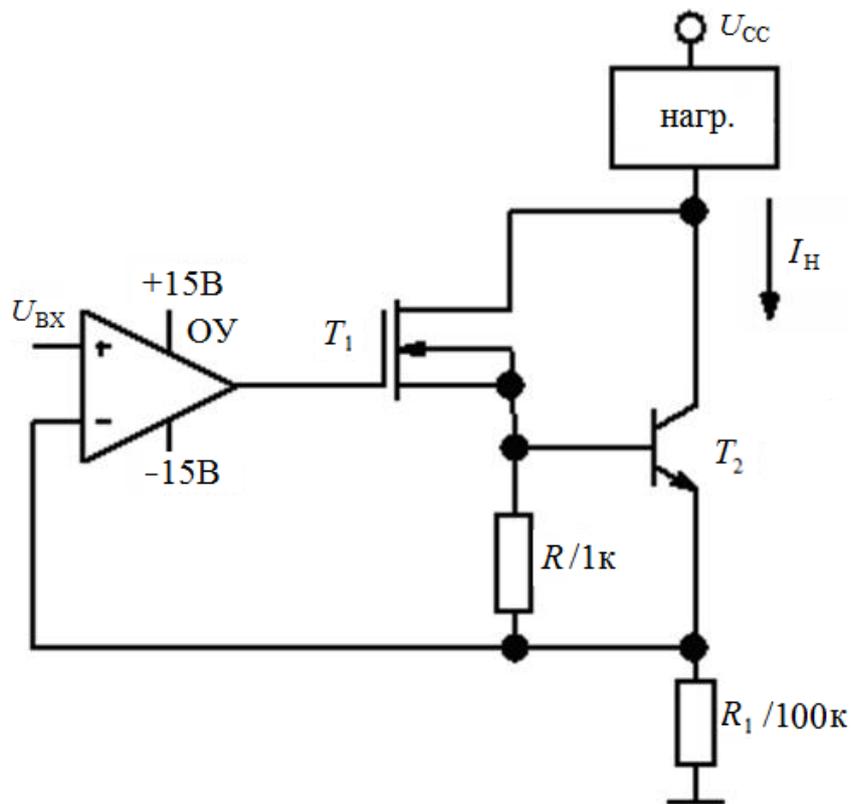


Рис. 12.9. Источник тока на ПТ, ОУ и биполярном транзисторе

12.4. Некоторые схемы с использованием ПТ

12.4.1. Мультиплексоры. Демультимплексоры

Мультиплексор – схема, которая позволяет передавать на выход один из нескольких входных сигналов в зависимости от управляющего логического сигнала.

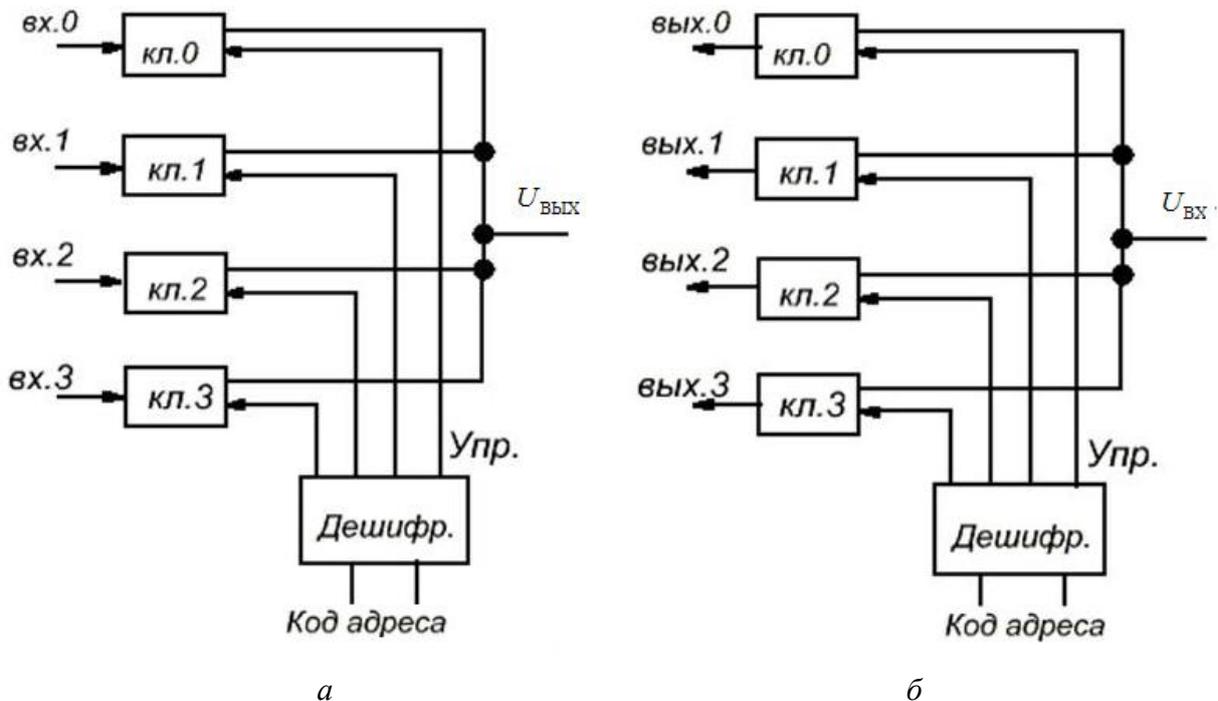


Рис. 12.10. Схема мультиплексора (а) и демультимплексора (б)

В качестве ключей (кл. 0–3) используются ПТ. Затворы ПТ подключены к дешифратору адреса. Стоки ПТ объединены между собой и образуют выход мультиплексора. В силу двунаправленности канала ПТ данная схема может использоваться и как демультимплексор.

Демультимплексор осуществляет передачу входного сигнала на один из нескольких выходов в зависимости от управляющего логического сигнала. В этом случае вход и выход меняются местами.

12.4.2. Схема выборки – хранения

Данная схема обеспечивает заряд емкости до величины напряжения входного сигнала на момент подачи управляющего сигнала. Схема содержит два буфера на ОУ, ключ на ПТ и конденсатор. При подаче на затвор ПТ управляющего сигнала ключ открывается, и конденсатор заряжается до величины $U_{ВХ}$ (осуществляется выборка $U_{ВХ}$). При закрывании ключа схема переходит в режим хранения. Разряду емкости препятствует высокое входное сопротивление ОУ₂.

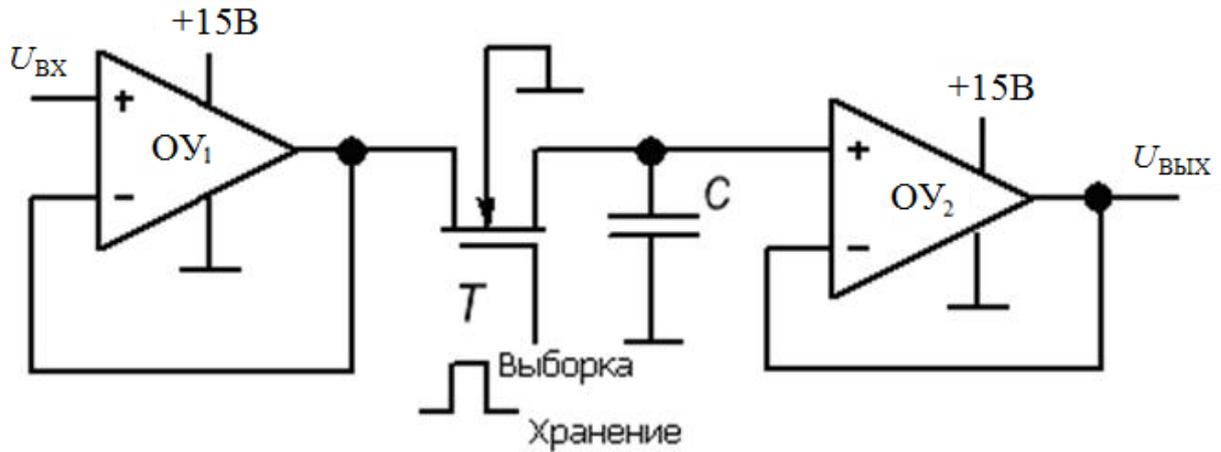


Рис. 12.11. Схема выборки – хранения

12.4.3. Пиковый детектор со сбросом

В схему рассмотренного ранее пикового детектора добавлен ключ на ПТ, через который при подаче управляющего сигнала осуществляется разряд конденсатора.

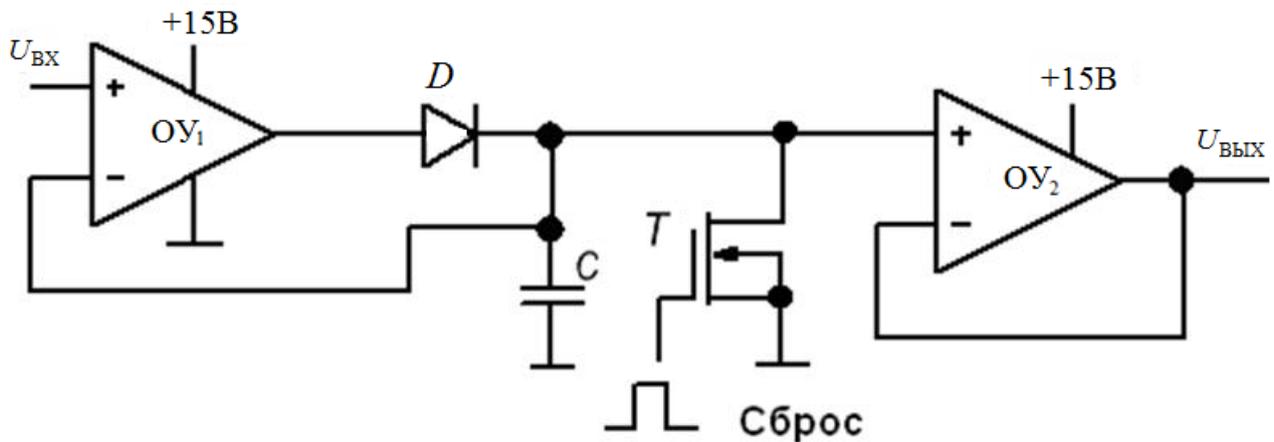


Рис. 12.12. Схема пикового детектора со сбросом

12.4.4. Интеграторы со сбросом

В схеме на рис. 12.13 в отличие от рассмотренного ранее интегратора добавлен ключ на ПТ, через который при подаче управляющего сигнала разряжается конденсатор C и тем самым осуществляется сброс интегратора в начальное состояние.

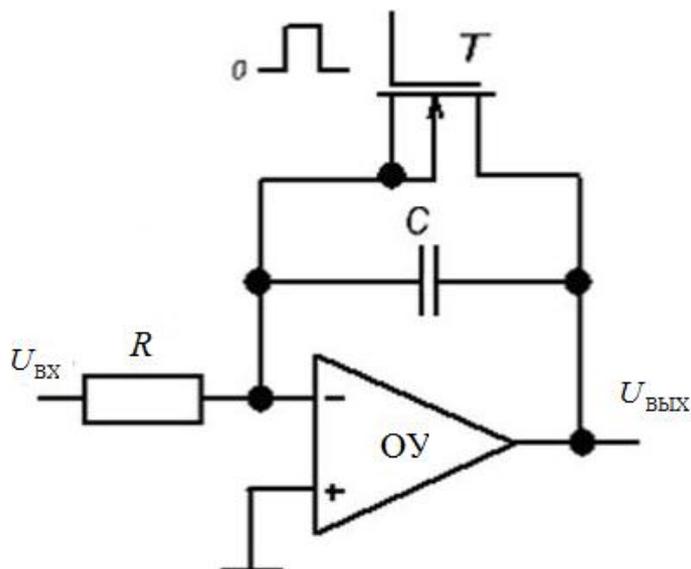


Рис. 12.13. Схема интегратора со сбросом

12.5. Истоковые повторители

Истоковые повторители (ИП) используются для согласования при необходимости получения высокого входного сопротивления. В зависимости от типа ПТ применяется два варианта схем для задания смещения:

- 1) при помощи заземленного резистора (для ПТ с управляющим $p-n$ -переходом).
- 2) при помощи делителя (для МОП-транзисторов).

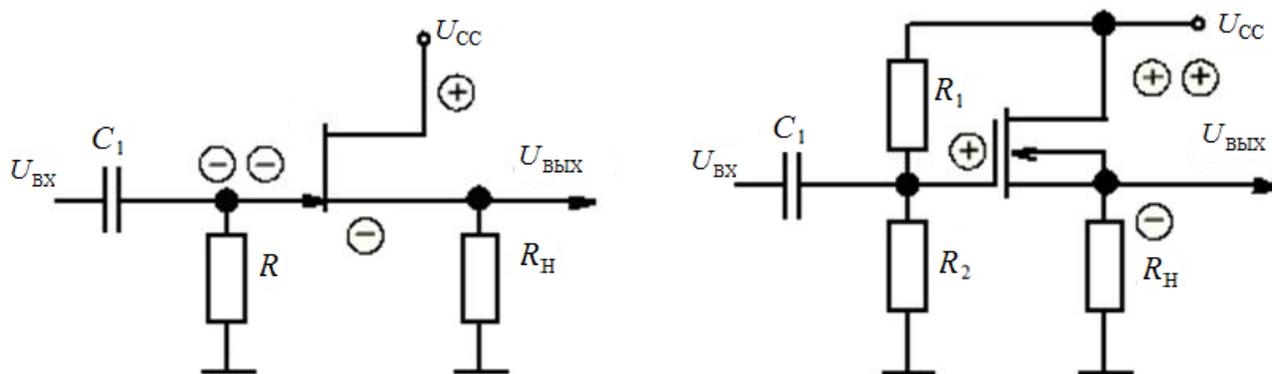


Рис. 12.14. Схемы ИП

Определим условия, при которых ИП выполняет свои функции и $U_{ВХ} \approx U_{ВЫХ}$. В данном случае $U_{ВХ} = U_3$, а $U_{ВЫХ} = U_и$.

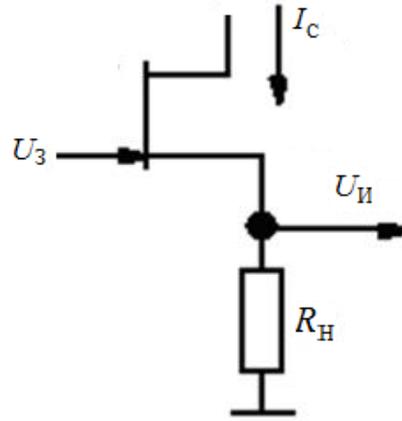


Рис. 12.15. К определению условий работы истокового повторителя

С учетом $S = \frac{I_C}{U_{зи}}$ – крутизны стоково-затворной характеристики (здесь под I_C и $U_{зи}$ понимаются приращения тока и напряжения) – имеем $U_{и} = I_C \cdot R_H = R_H \cdot S \cdot U_3 - R_H \cdot S \cdot U_{и}$. Таким образом, $U_{и} = \frac{R_H S U_3}{1 + R_H S} = U_3 \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{R_H S}} \right)$.

Анализ полученного выражения показывает, что $U_{и} = U_3$ при $\frac{1}{R_H S} \rightarrow 0$, когда $R_H S \gg 1$. Следовательно, для $U_{и} = U_3$ необходимо обеспечить условие $R_H \gg \frac{1}{S}$.

Можно рассуждать также следующим образом. Поскольку собственное сопротивление истока $r_{и} = \frac{U_{зи}}{i_c} = \frac{1}{S}$, то выходная цепь представляет собой делитель напряжения с $R_{эКВ} = R_{вЫХ} = r_{и} \parallel R_H$. Коэффициент передачи делителя будет близок к единице при $R_H \gg r_{и}$, т.е. при $R_H \gg \frac{1}{S}$.

Относительно высокое собственное сопротивление истока может приводить к тому, что при недостаточно большой нагрузке выходное напряжение может быть меньше входного.

Так как результирующее напряжение зависит от крутизны, то при изменении тока стока в течение периода изменения сигнала возможны нелинейные искажения.

Улучшение стокового повторителя

1. Источник тока стабилизирует ток стока, следовательно, не меняется крутизна и нелинейные искажения уменьшаются.

2. Для уменьшения выходного сопротивления к истоковому повторителю подключается биполярный транзистор (эмиттерный повторитель).

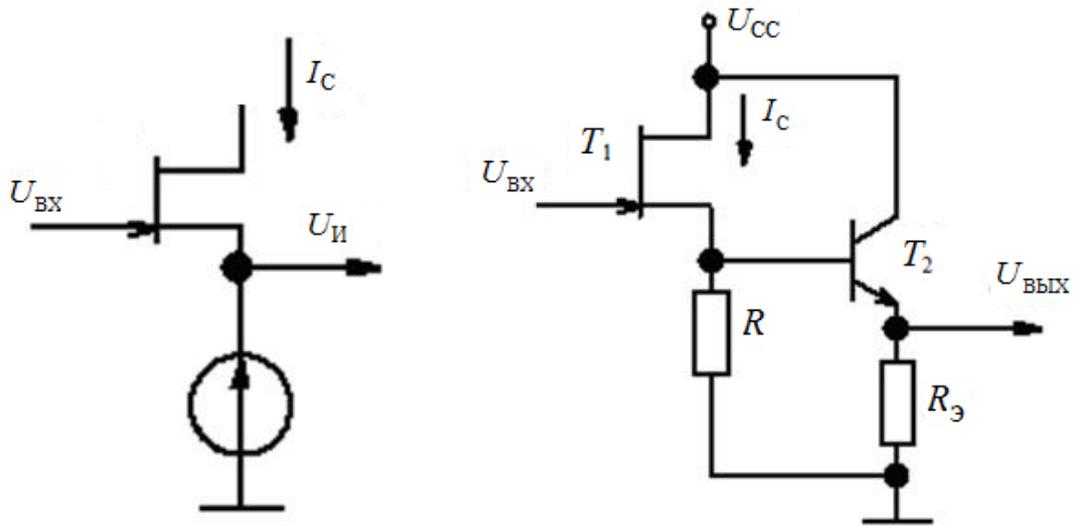


Рис. 12.16. Схемные улучшения ИП

Контрольные вопросы к лекции

1. В чем состоит отличие p - и n -канальных инверторов на ПТ?
2. Какие недостатки инверторов на ПТ и за счет чего устраняет КМОП-инвертор?
3. На чем основана работа аналоговых ключей на ПТ?
4. Какие недостатки аналоговых ключей на ПТ устраняет аналоговый КМОП-ключ?
5. На чем основана работа простейшего источника тока на ПТ?
6. В чем заключается автоматическое смещение в источнике тока на ПТ?
7. Что и каким образом достигается при совместном использовании ПТ и ОУ в источнике тока?
8. На чем основана работа аналогового мультиплексора?
9. На чем основана работа аналогового демультимплексора?
10. В чем заключается принцип работы схемы выборки – хранения?
11. Каким образом можно осуществить сброс в пиковом детекторе (интеграторе)?
12. Для каких целей используют ИП?
13. Каким образом задается смещение и выбирается нагрузка в ИП?
14. Как можно улучшить работу ИП?

ЛЕКЦИЯ 13

13.1. ПТ в усилителях

13.1.1. Усилители с общим истоком

Для построения усилителя на ПТ с управляющим p - n -переходом (рис. 13.1) достаточно применить рассмотренную в предыдущей лекции схему транзисторного источника тока с автоматическим смещением (рис. 12.7), добавив резистор, соединяющий затвор с землей. Сигнал подается на затвор транзистора.

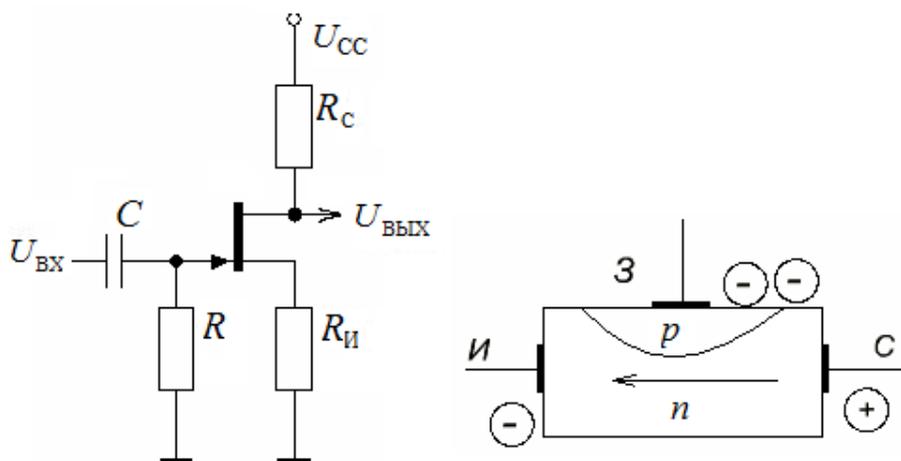


Рис. 13.1. Схема усилителя с общим истоком на n -канальном ПТ с управляющим p - n -переходом

Работа усилителя осуществляется на участках выходных (стоковых) характеристик, соответствующих насыщению, т.е. при $U_{СН} < U_C < U_{С\max}$. При этом ток стока I_C для заданного $U_{ЗИ}$ начинает быть постоянным и не зависит от нагрузки.

Управляемый ток в канале будет максимален при $U_{ЗИ} = 0$. Для n -канального транзистора чем $U_{ЗИ}$ более отрицательно, тем сильнее перекрывается канал и меньший ток протекает через него. Для рассматриваемой схемы $U_3 \approx 0$, так как через резистор R протекает весьма малый ток.

За счет протекания тока стока через канал будет некоторое падение напряжения $U_{И} = I_C R_C > 0$. Поэтому относительно истока $U_{ЗИ} = U'_{ЗИ} = U_3 - U_{И} \approx -U_{И} < 0$, что и требуется для n -канального ПТ.

Изменение входного сигнала $U_{ВХ}$ относительно заданного смещения $U'_{ЗИ}$ будет приводить к соответствующим изменениям тока через канал. При условии симметричности изменения сигнала на выходе, т.е. $U_C = 0,5U_{СС} = U_{СС} - I_C R_C = I_C R_C$, коэффициент передачи будет определяться:

$$K = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = \frac{u_C}{u_{\text{ЗИ}}} = \frac{i_C R_C}{u_{\text{ЗИ}}} = -SR_C,$$

где $S = \frac{i_c}{U_{зи}}$ – крутизна стоково-затворной характеристики.

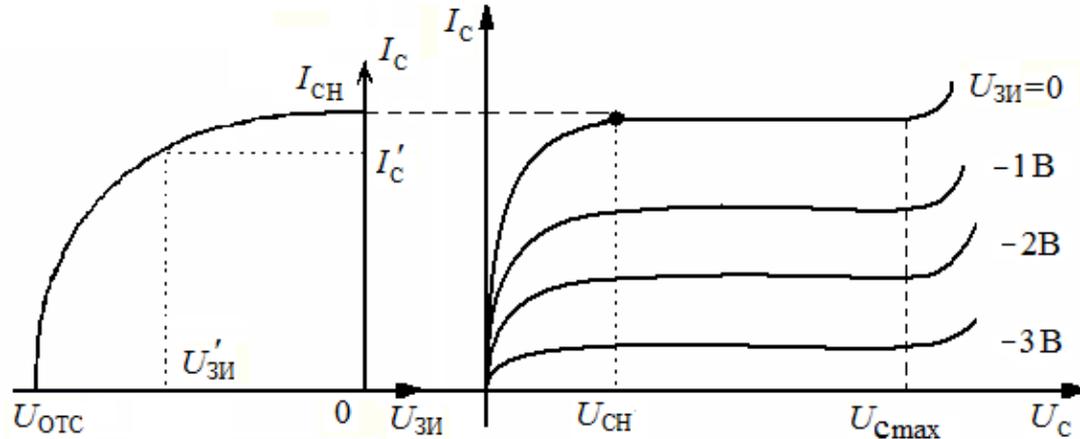


Рис. 13.2. Стоково-затворные и стоковые характеристики для n -канального ПТ

Изменение сигнала на затворе приведет к следующим изменениям: $\uparrow u_{вх} \rightarrow \uparrow i_c \rightarrow \uparrow S \rightarrow \uparrow K_U$. Поэтому при изменении напряжения на затворе в течение периода сигнала происходит изменение коэффициента усиления, что приводит к нелинейным искажениям, аналогичным искажениям в схеме с заземленным эмиттером.

Если обеспечить $U_3 \approx U_{и}$ за счет $R_{и} \gg \frac{1}{S}$ (условие хорошего ИП), а постоянное напряжение на стоке выбрать из условия симметричности сигнала $U_c = 0,5U_{сс} = U_{сс} - I_c R_c = I_c R_c$, то коэффициент передачи по напряжению можно определять по формуле $K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_c}{U_3} = \frac{U_c}{U_{и}} = -\frac{i_c R_c}{i_{и} R_{и}} \approx -\frac{R_c}{R_{и}}$.

Кроме этого, при расчетах подобных каскадов усилителей используют следующие параметры полевого транзистора:

1. $S = f(U_{зи})$. Если известна данная зависимость, то можно оценить нелинейные искажения.

2. Известно некоторое значение крутизны S_0 при заданном токе стока $I_{с0}$, т.е. задается одна определенная точка. Тогда крутизну в любой другой точке стоково-затворной характеристики можно пересчитать по формуле $S = S_0 \sqrt{\frac{I_c}{I_{с0}}}$.

Крутизна ПТ значительно ниже, чем у биполярного транзистора. Коэффициент усиления K_U также ниже примерно в 20 раз. Поэтому усилители на ПТ целесообразно применять в тех случаях, когда необходимы их уникальные свойства – это в первую очередь высокое входное сопротивление и низкий уровень шума.

Аналогичным образом задается смещение и для МОП-транзисторов со встроенным каналом.

Для МОП-транзисторов с индуцированным каналом напряжение смещения на затвор $U'_{зи}$ необходимо подавать с делителя, питаемого от источника напряжения для стока. При этом резисторы смещения могут иметь достаточно большие сопротивления (МОм), поскольку ток утечки затвора очень мал.

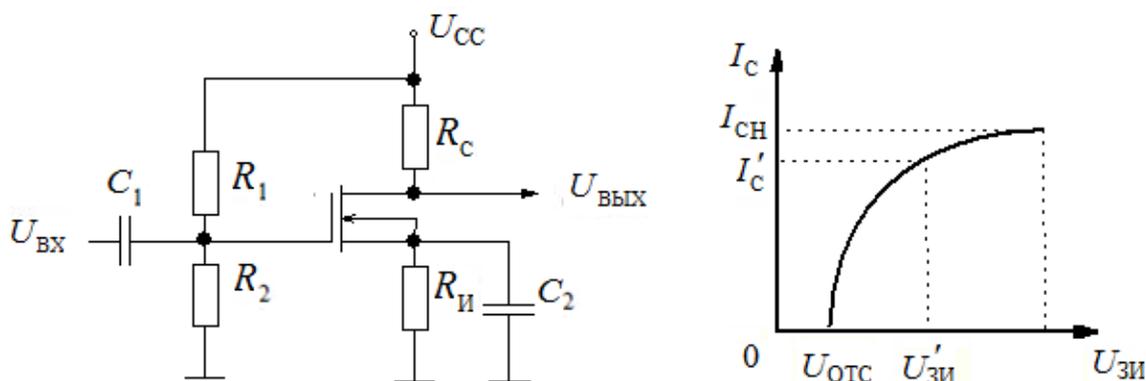


Рис. 13.3. Схема усилителя с общим истоком на n -канальном МОП-транзисторе

В схемах усилителей на ПТ, как и в схемах усилителей с ОЭ на биполярных транзисторах, применяется шунтирование истокового резистора $R_И$ конденсатором $C_И$. Это позволяет обеспечить необходимые режимы ПТ по постоянному току и одновременно увеличить коэффициент усиления в диапазоне рабочих частот. Соображения по выбору величины шунтирующего конденсатора аналогичны выбору в схеме с ОЭ.

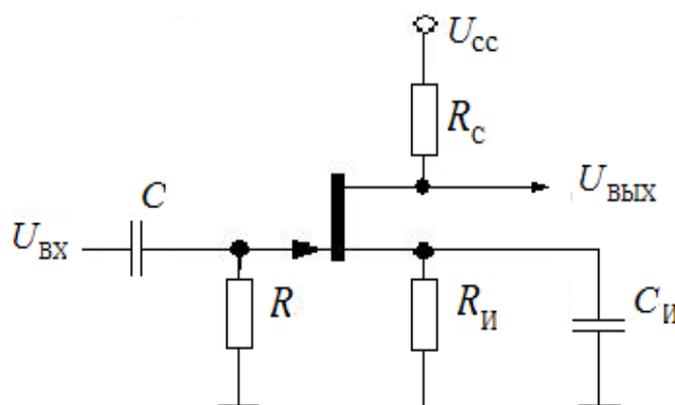


Рис. 13.4. Шунтирование резистора в усилителе с общим истоком

13.1.2. ПТ в качестве переменных резисторов

При малых значениях напряжений стока наблюдается линейный участок, где зависимость $I_C = f(U_C)$ при $U_{зи} = \text{const}$ будет примерно линейной и определяется по формуле $R_{СИ} \approx \frac{1}{S}$. Поэтому для малых изменений входного сигнала зависимость $I_C = f(U_C)$ можно считать линейной, и при этом сопротивление канала определяется параметрами крутизны стоково-затворной характеристики.

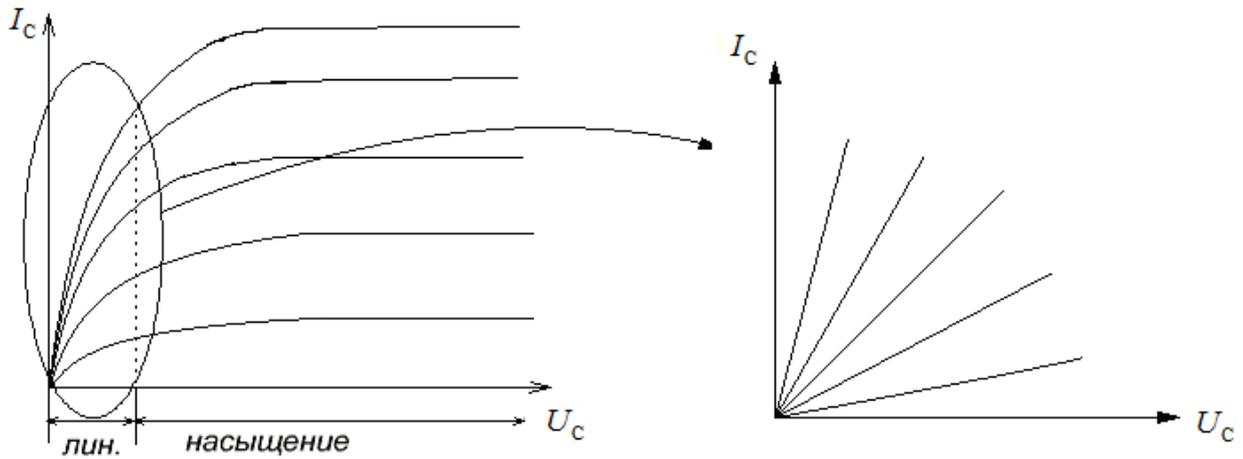


Рис. 13.5. Стоковые характеристики при малых значениях напряжения стока

Таким образом, мы имеем резистор $R_{си} = \frac{I_c}{U_c}$, величина которого управляется током через канал ПТ.

13.1.3. Электронное управление усилением

Рассмотрим принцип электронного управления усилением ОУ.

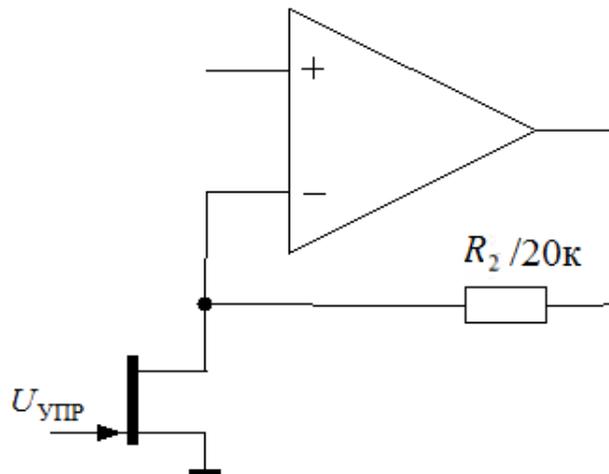


Рис. 13.6. Схема с электронным управлением усилением ОУ

Коэффициент передачи данной схемы определяется по формуле $K_U = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, где R_1 – сопротивление токопроводящего канала ПТ, которое может меняться в широких пределах: от 20 Ом (канал полностью открыт при $U_{упр} = 0$) до 20 МОм (канал закрыт при $U_{упр} = -5$ В). Соответствующий диапазон изменения коэффициента усиления $K_U = [1 \dots 1000]$.

13.2. Активные фильтры

Простые RC-фильтры обеспечивают подавление вне полосы пропускания, которое после точки, соответствующей уровню -3 дБ, количественно характеризуется спадом характеристики в 6 дБ на 1 октаву. Более высокий уровень подавления можно обеспечить многокаскадным соединением фильтров, но при этом будут наблюдаться потери, которые будет вносить каждый каскад.

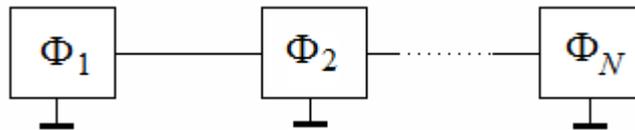


Рис. 13.7. Каскадное соединение фильтров

Использование буферных элементов позволяет уменьшить потери, но добиться крутых фронтов все равно не удается.

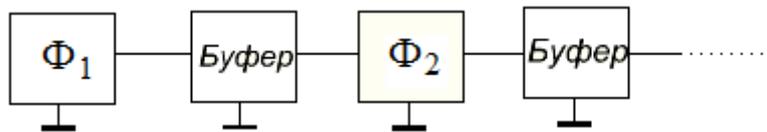


Рис. 13.8. Каскадное соединение фильтров через буферы

LC-фильтры представляют собой достаточно сложные многозвенные (многополюсные) конструкции, в которых общая характеристика фильтра является суммарной характеристикой каждого отдельного звена. Подбором *LC*-элементов можно получить более крутые фронты по сравнению с *RC*-фильтрами.

Различают ряд фильтров, которые аппроксимируются различными функциями (полиномами). Так, например, наиболее известны фильтры Бесселя, Баттерворта, Чебышева. Повышение степени подавления в *RC*-фильтрах сопровождается ухудшением фазовой характеристики (разное время запаздывания сигналов разных частот) и неравномерностью в полосе пропускания.

Так, например, из перечисленных выше фильтров при равном числе звеньев (полюсов) наилучшей фазовой характеристикой (но и наименьшей крутизной излома АЧХ) обладает фильтр Бесселя, а обладающий наибольшей крутизной фильтр Чебышева имеет наихудшую равномерность АЧХ в полосе пропускания.

Фильтр Баттерворта имеет наилучшую равномерность плоской части АЧХ при промежуточном значении крутизны спада по отношению к фильтру Чебышева и Бесселя.

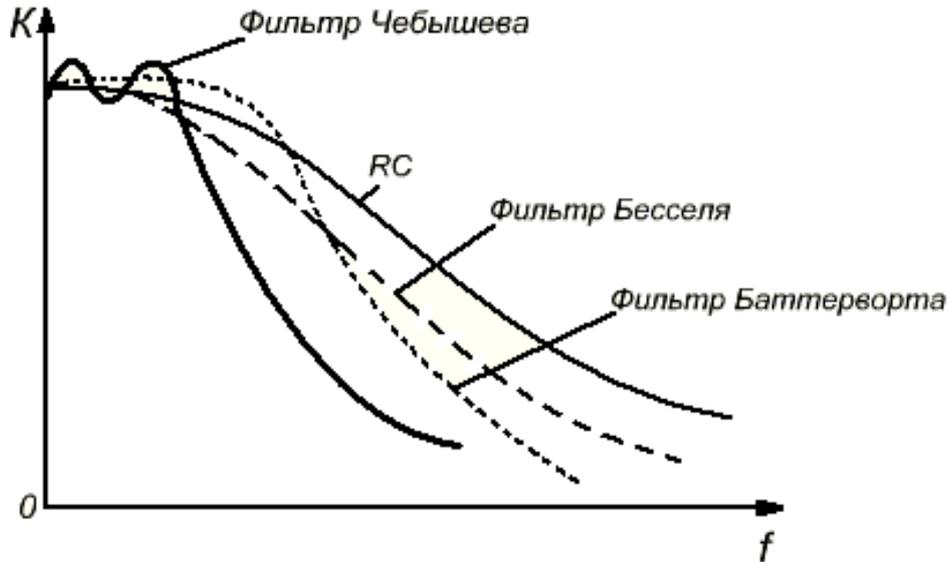


Рис. 13.9. Характеристики некоторых фильтров

Методика расчетов LC -фильтров хорошо отработана. Однако индуктивности представляют собой достаточно громоздкие и сложные в изготовлении радиоэлементы.

В активных фильтрах сделана попытка «замены» индуктивности электронными компонентами, которые имитируют индуктивное сопротивление. Для этого используются преобразователи отрицательного полного сопротивления (ПОПС). Задача ПОПС преобразовать входное сопротивление в некоторое заданное отрицательное сопротивление: $Z_{\text{ВХ}} = -Z$.

На основе ПОПС можно создать *гиратор*, который превращает входное сопротивление в обратное сопротивление, например соответствующее эквивалентной индуктивности $L = R^2 C$.

13.2.1. Схема преобразователя отрицательного полного сопротивления (ПОПС)

Схема ПОПС строится на основе ОУ, который охвачен как отрицательной, так и положительной обратной связью. Покажем, что в схеме обеспечивается условие $Z_{\text{ВХ}} = -Z$.

За счет ООС $U_+ = U_- = U_{\text{ВХ}}$. Поскольку входы токов не потребляют, то в цепи ПОС $I_{\text{ВХ}} = -I$ или $\frac{U_{\text{ВХ}}}{Z_{\text{ВХ}}} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R}$. Цепью ООС определяется

$U_- = U_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R+Z}$, поэтому $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = 1 + \frac{R}{Z}$ или $1 + \frac{R}{Z} = \frac{R}{Z_{\text{ВХ}}}$. Если $R \gg Z$, то

$\frac{R}{Z} \approx \frac{R}{Z_{\text{ВХ}}}$ или $Z_{\text{ВХ}} = -Z$, что и требовалось доказать.

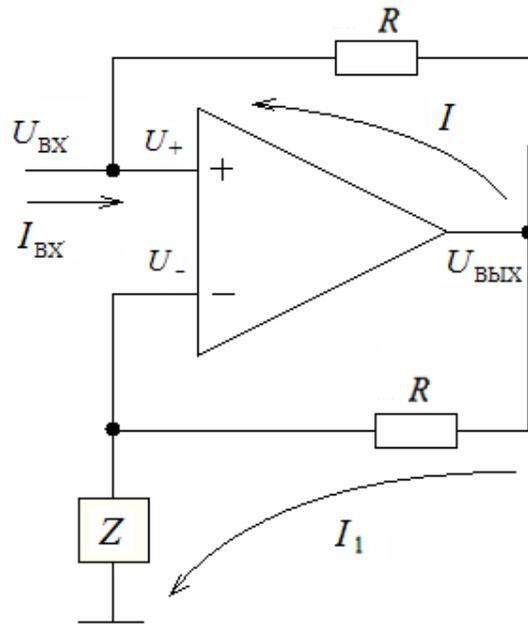


Рис. 13.10. Схема ПОПС

13.2.2. Гиратор

Схема гиратора построена на основе двух ПОПС. На рис. 13.11 показан процесс преобразования сопротивлений, включенных в цепь ООС ОУ. Для ПОПС1 $Z = R$ преобразуется в $Z_{ВХ} = -R$.

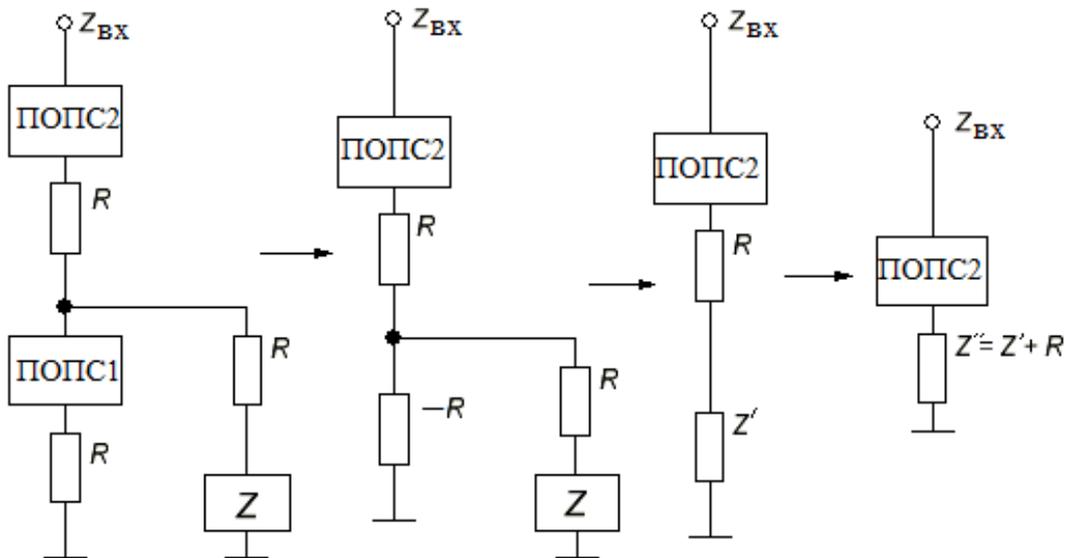


Рис. 13.11. Эквивалентное преобразование схемы гиратора (слева направо)

Полное сопротивление, включенное в цепь ООС ОУ ПОПС2, равно $Z'' = Z' + R$, где $Z' = -\frac{R(R+Z)}{Z}$.

В результате для ПОПС2 $Z'' = -\frac{R^2}{Z}$, и оно преобразуется в $Z_{\text{ВХ}} = -Z'' = \frac{R^2}{Z}$. Таким образом, если $Z = \frac{1}{j\omega C}$, то $Z_{\text{ВХ}} = j\omega R^2 C$, где $R^2 C = L$.

Иными словами, гиратор обращает емкость C в обратное сопротивление, а именно в эквивалентную индуктивность $L = R^2 C$.

Контрольные вопросы к лекции

1. На чем основана работа усилителей с общим истоком?
2. При каких условиях токопроводящий канал ПТ можно использовать в качестве переменного резистора, управляемого напряжением на затворе?
3. В чем заключается принцип электронного управления усилением?
4. На чем основана работа активных фильтров?
5. За счет чего обеспечивается преобразование знака сопротивления в ПОПС?
6. В чем заключается принцип работы гиратора?

ЛИТЕРАТУРА

Основная

1. *Хоровиц П.* Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл. 6-е изд. М.: Мир, 2003. 704 с.
2. *Гальперин М. В.* Электронная техника: учебник / М. В. Гальперин. М.: ФОРУМ; ИНФРА-М, 2004. 304 с.
3. *Гольденберг Л. М.* Импульсные и цифровые устройства: учебник для ВУЗов / Л. М. Гольденберг. М.: Связь, 1973. 496 с.

Дополнительная

1. *Бойко В. И.* Схемотехника электронных систем. Цифровые устройства / В. И. Бойко [и др.]. СПб.: БХВ-Петербург, 2004. 512 с.
2. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: справочник / под ред. С. Б. Якубовского. М.: Радио и связь, 1989. 496 с.
3. *Батушев В. А.* Микросхемы и их применение: справ. пособие / В. А. Батушев [и др.]. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.
4. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: справочник / под ред. Б. Л. Перельмана. М.: Радио и связь, 1981. 656 с.
5. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам / под ред. Н. Н. Горюнова. М.: Энергия, 1972. 568 с.
6. *Петухов В. М.* Полупроводниковые приборы. Транзисторы. Дополнение второе: справочник / В. М. Петухов. М.: Рикел; Радио и связь, 1995. 288 с.

Учебное издание

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ

Курс лекций

Автор-составитель

Корнышев Николай Петрович

Редактор *Л. В. Истратова*
Компьютерная верстка *О. Н. Кармаева*

Изд. лиц. ЛР № 020815 от 21.09.98.

Подписано в печать 07.11.2011. Бумага офсетная. Формат 60×84 1/16.

Гарнитура Times New Roman. Печать офсетная.

Усл. печ. л. 8,6. Уч.-изд. л. 9,5. Тираж 100 экз. Заказ №

Издательско-полиграфический центр
Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого.
173003, Великий Новгород, ул. Б. Санкт-Петербургская, 41.

Отпечатано в ИПЦ НовГУ.
173003, Великий Новгород, ул. Б. Санкт-Петербургская, 41.