

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Пензенский государственный университет
архитектуры и строительства»
(ПГУАС)

**ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ
В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ
ПРОИЗВОДСТВЕННЫМИ ПРОЦЕССАМИ**

Пенза 2014

УДК 621.537

ББК 312

И73

Рецензенты: кафедра «Автономные информационные и управляющие системы» Пензенского государственного университета (зав.кафедрой кандидат технических наук, профессор А.А.Кичкидов); доктор технических наук, профессор А.И. Сидоров; кандидат технических наук, доцент Пензенской государственной технологической академии А.Б. Терентьев

Интегральные микросхемы в системах управления производственными процессами: моногр. / Э.М. Пинт, И.Н. Петровнина, И.И. Романенко, К.А. Еличев.. – Пенза: ПГУАС, 2014. – 140 с.
ISBN 978-5-9282-1174-5

Представлен материал, включающий общие сведения об интегральных микросхемах, сведения об аналоговых и цифровых электронных устройствах, принцип построения аналоговых и цифровых интегральных микросхем, применяемых в системах управления производственными процессами.

Подготовлена на кафедре «Механизация и автоматизация производства» и предназначена для научных работников, преподавателей, а также студентов, обучающихся по направлению подготовки 23.03.03 «Эксплуатация транспортно-технологических машин и комплексов» (профили «Автомобили и автомобильное хозяйство», «Сервис транспортных и технологических машин и оборудования»), а также для студентов других специальностей университета.

ISBN 978-5-9282-1174-5

© Пензенский государственный университет архитектуры и строительства, 2014

© Пинт Э.М., Петровнина И.Н., Романенко И.И., Еличев К.А., 2014

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящей монографии основной упор сделан на рассмотрение интегральных микросхем, используемых в системах управления производственными процессами.

Необходимость создания монографии вызвана очень малым количеством литературы, посвященной этому вопросу.

В начале монографии приведены общие сведения об интегральных микросхемах. Далее излагается материал по построению, основным параметрам, принципу действия аналоговых и цифровых электронных устройств. Затем рассмотрены построение, схемы включения, параметры интегральных аналоговых и цифровых микросхем, используемых в системах управления производственными процессами.

Большое внимание в монографии уделяется рассмотрению физических процессов, происходящих в аналоговых и цифровых электронных устройствах. Причем физические процессы увязываются с временными графиками токов и напряжений, действующими в устройствах.

Первый раздел написан к.т.н., доцентом И.Н. Петровниной, второй раздел – к.т.н., профессором Э.М. Пинтом, третий раздел – к.т.н., доцентом И.И. Романенко, четвертый раздел – к.т.н., доцентом К.А. Еличевым.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время продолжает бурно развиваться микроэлектроника и ее основное направление – интегральные микросхемы. Это связано с микроминиатюризацией электронной аппаратуры, что вызывает уменьшение ее веса, объема, стоимости, повышение надежности и экономичности.

Современные электронные устройства, построенные на интегральных микросхемах, широко используются в цифровой вычислительной технике (что позволило создать современные персональные компьютеры), в радиоэлектронике, в системах управления производственными процессами, чему, и посвящена настоящая монография.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

1.1. Общая характеристика и классификация интегральных микросхем

В настоящее время бурно развивается *микроэлектроника* – отрасль радиоэлектроники, занимающаяся микроминиатюризацией радиоэлектронной аппаратуры с целью уменьшения ее объема, веса, стоимости, повышения надежности и экономичности. Развитие микроэлектроники шло в трех направлениях (рис. 1.1): создание микромодулей; создание интегральных микросхем; создание функциональных приборов.

При микромодульном способе конструирования радиоаппаратуры схемы собираются из обычных элементов в миниатюрном исполнении (резисторов, конденсаторов, диодов, транзисторов и др.). По конструкции и способу монтажа микромодули делятся на две группы: плоские и объемные.

Плоский микромодуль представляет собой функционально законченный узел, собранный из микроэлементов на печатной плате и помещенный в корпус или залитый компаундом. Объемные (этажерочные) микромодули состоят из собранных в «этажерку» диэлектрических стандартных микроплат с установленными на них микроэлементами. Микромодули обеспечивают плотность упаковки до $80 \text{ элементов/см}^3$.

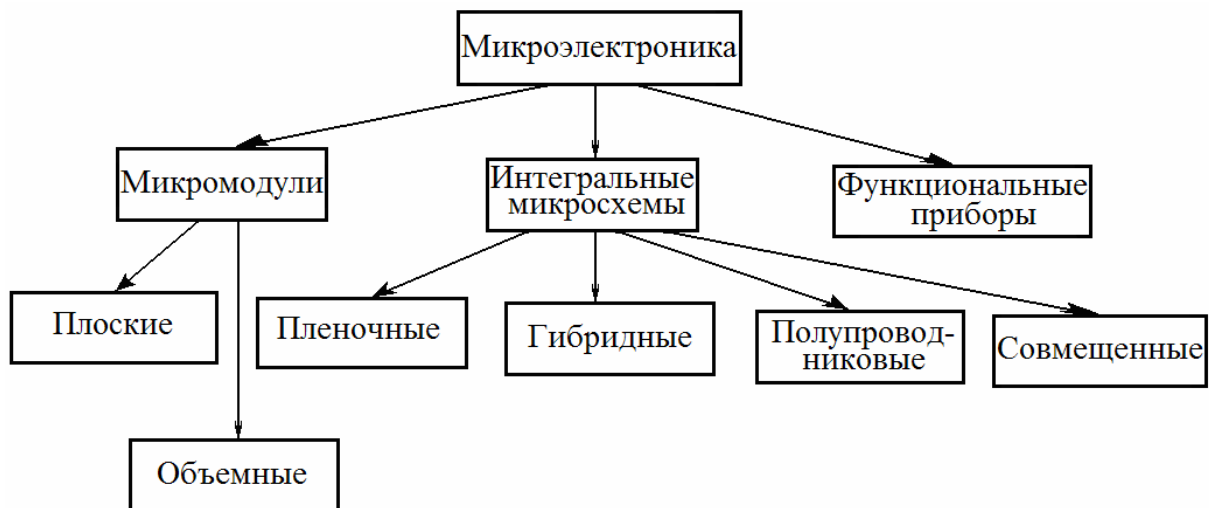


Рис. 1.1. Основные направления микроэлектроники

Функциональными приборами называют такие приборы, которые используют физические свойства твердых тел для получения генерации, усиления или преобразования электрических колебаний. В функциональных приборах электрические элементы как таковые не используются, а их

функции реализуются межмолекулярными связями и объемными явлениями в твердом теле.

Интегральные микросхемы – это микроэлектронные приборы, состоящие из активных элементов (транзисторов, диодов), пассивных элементов (резисторов, конденсаторов и др.) и соединительных проводов, которые изготовлены в едином технологическом процессе, электрически соединены между собой, заключены в общий корпус и представляют собой неразделимое целое. Интегральные микросхемы по сравнению с микромодулями отличаются более высокой надежностью, плотностью упаковки и экономичностью. По технологии изготовления интегральные микросхемы делятся на пленочные, гибридные, полупроводниковые и совмещенные. Пленочными микросхемами называют схемы, выполняемые осаждением пленок различных материалов на изоляционное основание (подложку). Пленочная технология позволяет получать все пассивные элементы схем. Получение активных элементов связано с большими технологическими трудностями, поэтому активные элементы выполняют по обычной технологии в виде миниатюрных дискретных элементов и монтируют на подложках. Интегральные микросхемы, в которых используются навесные активные элементы, а пассивные элементы в виде пленок, называют гибридными микросхемами. Гибридные микросхемы обеспечивают плотность упаковки до 150 элементов/см³. Полупроводниковой (твердой) интегральной микросхемой называют схему, созданную в одном кристалле полупроводника. Основными процессами создания компонентов полупроводниковых интегральных микросхем являются технологические процессы формирования *p-n*-переходов введением примесей в исходный полупроводниковый материал. Электронно-дырочные переходы образуют диоды, транзисторы, конденсаторы и другие элементы. Полупроводниковые микросхемы имеют наиболее высокую плотность упаковки элементов (сотни тысяч на см³) и позволяют получить максимальную надежность, так как количество соединений в них сведено к минимуму. В ряде случаев интегральная микросхема представляет монолитную структуру, в которой полупроводниковая интегральная микросхема сочетается с пленочными элементами. Такие интегральные микросхемы получили название совмещенных. В объеме полупроводника создаются *p-n*-переходы, которые образуют все активные элементы, а затем на такую активную подложку, соответствующим образом защищенную, наносятся в виде пленок пассивные элементы и токопроводящие дорожки. В совмещенных микросхемах сочетаются высокая плотность упаковки элементов с хорошими электрическими параметрами и возможность в широких пределах варьировать величинами параметров пассивных элементов за счет применения пленок различных материалов. Однако стоимость совмещенных микросхем значительно выше гибридных и полупроводниковых микросхем, что ограничивает их применение,

Интегральные микросхемы единого конструктивно-технологического исполнения, предназначенные для совместного применения, выпускаются сериями. В настоящее время серии интегральных микросхем широко используются в радиоэлектронной аппаратуре.

По степени интеграции (по суммарному количеству входящих в данную микросхему элементов) все интегральные микросхемы принято подразделять на интегральные схемы:

- первой степени интеграции – до 10 элементов,
- второй степени – от 11 до 100 элементов,
- третьей степени – от 101 до 1000 элементов (большие интегральные микросхемы),
- четвертой степени – от 1001 до 10000 элементов и т.д. (сверхбольшие интегральные микросхемы).

По функциональному назначению интегральные микросхемы делят на два больших класса: цифровые (или логические) и аналоговые (или линейно-импульсные). Цифровые микросхемы используют в ЭВМ, устройствах дискретной обработки информации. Активные элементы этих микросхем работают в ключевом режиме, т. е. могут находиться в одном из двух состояний: закрыт и полностью открыт. Аналоговые микросхемы используются для усиления сигналов низких и высоких частот, в качестве генераторов, детекторов и других устройств, где активные элементы работают в линейном режиме или осуществляют нелинейные преобразования сигналов.

Рассмотрим активные и пассивные элементы интегральных микросхем.

Гибридная интегральная микросхема. На рис. 1.2 представлена конфигурация пленочных резисторов с малым (см. рис. 1.2, *а*) и большим (см. рис. 1.2, *б*) сопротивлениями, которые в виде пленки наносят на подложку. Индуктивные катушки изготовляют путем напыления на подложку проводящих спиралей различной конфигурации. На рис. 1.2, *г* показана, пленочная катушка индуктивности в виде прямоугольной спирали. На рис. 1.2, *в* схематично показана конструкция пленочного конденсатора в виде трёх пленок. Проводники, обеспечивающие соединение элементов, выполняют в виде металлических пленок. В качестве навесных элементов используют миниатюрные бескорпусные диоды и транзисторы, а также могут использоваться навесные пассивные элементы в миниатюрном исполнении, которые невозможно выполнить в виде пленок (конденсаторы большой емкости, трансформаторы, дроссели).



Рис. 1.2. Конфигурация резисторов (а, б), конденсатора (в) и катушки индуктивности (г) в гибридной микросхеме

Пример структуры гибридной интегральной микросхемы и ее принципиальная схема показаны на рис. 1.3. На этом рисунке 1...6 – металлические контакты.

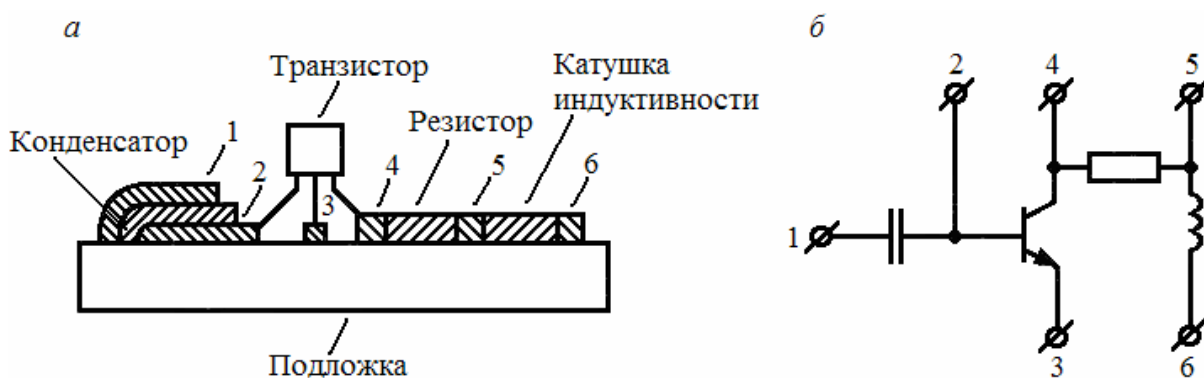


Рис. 1.3. Структура гибридной интегральной микросхемы (а) и ее принципиальная схема (б)

Полупроводниковая интегральная микросхема. Все элементы полупроводниковых интегральных микросхем выполняют на поверхности и в объеме полупроводникового кристалла. В основе конструкции этих микросхем лежит транзисторная структура, все активные и пассивные элементы реализуются с ее помощью. Базовыми элементами являются биполярные и полевые (МДП) транзисторы. Используют обе структуры биполярных транзисторов: $n-p-n$ и $p-n-p$. Наиболее часто применяют транзисторы $n-p-n$ -типа.

В качестве диодов используют либо двухслойные структуры с одним $p-n$ -переходом, либо транзисторы в диодном включении (рис. 1.4). Роль

конденсаторов в полупроводниковых интегральных микросхемах обычно выполняют $p - n$ -переходы, запертые обратным напряжением. Кроме того, для создания емкости или индуктивности применяют особым образом включенный транзистор (реактивный транзистор), обладающий свойствами емкости или индуктивности.

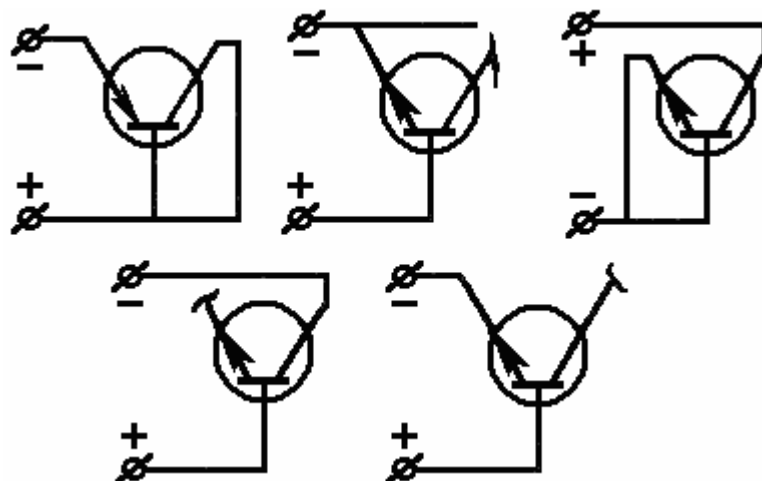


Рис. 1.4. Диодное включение транзисторов

Для создания резисторов используют одну из областей биполярных транзисторов: эмиттер, базу или коллектор. Резисторы получают также на основе различных вариантов МДП-структур (полевые транзисторы) и другими способами.

Соединяются между собой элементы с помощью металлических пленок, напыляемых на поверхность полупроводника, изолированную диэлектрической пленкой.

Изоляцию отдельных элементов осуществляют одним из двух способов: $p - n$ -переходом, запертым обратным напряжением или с помощью пленки диоксида кремния SiO_2 .

На рис. 1.5. показана структура полупроводниковой интегральной микросхемы.

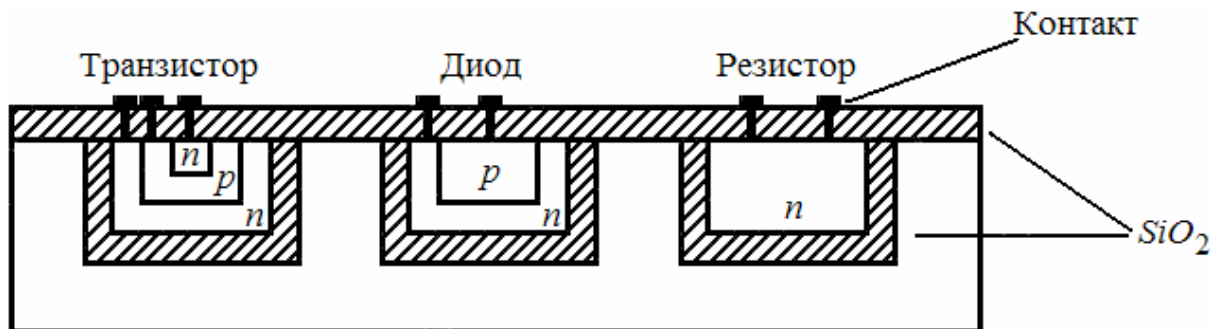


Рис. 1.5. Структура полупроводниковой интегральной микросхемы

Начиная с 1974 г. вновь разрабатываемым и модернизируемым интегральным микросхемам присваиваются обозначения в соответствии с ГОСТ 18682–73. Обозначение состоит из следующих элементов. Первый элемент – цифра, обозначающая группу микросхемы: 1, 5, 7 – полупроводниковые; 4, 6, 8 – гибридные; 3 – пленочные. Вторым элементом – двузначное число, обозначающее порядковый номер разработки серии микросхемы. Третьим элементом – две буквы, обозначающие подгруппу и вид микросхемы в соответствии с ее функциональным назначением: ГС – генератор гармонических сигналов; УВ – усилитель высокой частоты; ЛБ – логическая схема вида Б. Четвертым элементом – порядковый номер разработки микросхемы по функциональному признаку в данной серии. Первые два элемента дают обозначение серии микросхем. При необходимости разделения микросхем по значениям некоторых электрических параметров в качестве пятого элемента обозначения применяется буква или маркировка цветными точками. Для микросхем широкого применения в начале обозначения проставляется буква К (она входит и в обозначение серии). Пример обозначения микросхемы; К121ЛБ2 – полупроводниковая логическая схема вида Б серии К121, порядковый номер разработки схемы в серии – второй.

1.2. Проблемы конструирования микроэлектронной аппаратуры

Остановимся на некоторых проблемах микроэлектронной аппаратуры, возникающих при ее конструировании.

Проблема теплового режима микроэлектронной аппаратуры решается из следующих соображений:

- элементная база микроэлектронной аппаратуры позволяет устройствам работать при более низких питающих напряжениях, что сокращает потребление энергии, а следовательно, и рассеиваемую мощность;

- существуют и развиваются микро мощные активные элементы с микроваттным потреблением;

- повышается уровень интеграции цифровых интегральных схем за счет объединения работающих друг на друга логических элементов, что дает заметное снижение мощности рассеивания в таких интегральных микросхемах;

- уменьшение объема прибора увеличивает отношение его поверхности к объему, что позволяет допускать большие удельные мощности рассеивания, чем в дискретной радиоэлектронной аппаратуре при прочих равных условиях.

Однако проблема отвода тепла в микроэлектронной аппаратуре усложнилась по сравнению с дискретной радиоэлектронной аппаратурой. Объясняется это тем, что для микроэлектронной аппаратуры плотность упаковки

на несколько порядков выше, чем в дискретной радиоэлектронной аппаратуре, а также тем, что многие существующие системы охлаждения непригодны для микроэлектронной аппаратуры из-за их сравнительно большой массы. Поэтому разработка и использование новых принципов систем охлаждения применительно для микроэлектронной аппаратуры является важнейшей задачей.

Проблема полезной мощности и, в особенности, получение требуемой мощности в радиочастотном диапазоне (СВЧ) зависят от современного состояния техники генерирования и усиления больших мощностей на радиочастотах.

При решении этой проблемы следует иметь в виду, что:

- теоретический предел полезной мощности и КПД, полупроводниковых приборов СВЧ еще не достигнут; это вызывается как техническими причинами (теплоотвод), так и уровнем технологии;
- предполагается в ближайшие годы иметь в СВЧ диапазоне полезные мощности в пределах десятка ватт (кремниевые биполярные и полевые транзисторы);
- соответствующие сдвиги происходят и в направлении улучшения КПД.

Проблема компоновки и соединений в микроэлектронной аппаратуре во многом определяется степенью интеграции ее элементной базы. Известно, что плотность упаковки конструкции от интегральных микросхем до законченного устройства уменьшается на несколько порядков. Таким образом, процесс конструирования устройств можно назвать процессом дезинтеграции элементной базы. Объясняется это тем, что существующую долю объема конструкции занимают соединения и индивидуальные корпуса интегральных схем.

Наиболее эффективным и рациональным способом увеличения плотности упаковки устройств следует признать повышение степени интеграции безкорпусных интегральных микросхем, так как при этом все большее число соединений с коммутационной платы переходит на подложки самих микросхем или в их объем.

Проблемы надежности возникают в процессе создания микроэлектронной аппаратуры от замысла до сдачи.

Несмотря на сложность проблемы, целесообразно привести несколько факторов, способствующих ее решению:

- повышение степени интеграции, что улучшает надежность, так как сокращает количество соединений;
- уменьшение массы аппаратуры, что повышает ее устойчивость и сопротивляемость к ударным и вибрационным нагрузкам;
- малые объемы, позволяющие применять вакуум-плотные корпуса, надежно защищающие аппаратуру от проникновения влаги;

– применение многократного резервирования в микроэлектронной аппаратуре, более доступного за счет сокращения общего объема в радиооборудовании, чем в дискретной радиоэлектронной аппаратуре.

Проблема стоимости относится к числу сложных. При этом следует отметить, что:

– в силу высокой надежности микроэлектронной аппаратуры уменьшается стоимость одного часа эксплуатационного времени;

– высокая степень автоматизации процессов производства, контроля и проектирования, свойственная микроэлектронной технике, приводит по мере ее внедрения к увеличению процента выхода годных интегральных микросхем и к снижению стоимости;

– при массовом производстве, из опыта отечественной и зарубежной электронной техники, при увеличении выпуска приборов снижается их стоимость; рост объема выпуска на три порядка снижает стоимость на один порядок.

2. АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

2.1. Общая характеристика аналоговых микросхем

Аналоговые интегральные микросхемы находят широкое применение в системах управления производственными процессами в вычислительных машинах. В настоящее время в интегральном исполнении реализуются самые различные аналоговые функциональные элементы и устройства: генераторы, детекторы, модуляторы, преобразователи, усилители, ключи, коммутаторы, а также многофункциональные микросхемы и микросхемы, представляющие собой наборы элементов.

Функциональный состав наиболее распространенных отечественных серий интегральных микросхем представлен в табл. 2.1.

Представленные в табл. 2.1 цифры показывают, сколько интегральных микросхем различных функциональных групп содержится в сериях. Цифры в скобках означают общее количество модификаций микросхем конкретной подгруппы в рассматриваемой серии. Серии существенно различаются по областям

преимущественного применения, функциональному составу и количеству входящих в них интегральных микросхем.

Все серии условно можно подразделить на

- функционально-полные и
- функционально-неполные.

Функционально-полные интегральные микросхемы состоят из широкого круга специализированных микросхем, относящихся к разным функциональным подгруппам (см. табл. 2.1).

Каждая из этих серий позволяет создать практически все реализуемые в микроэлектронном исполнении узлы радиоприемных, телевизионных и других подобных им по сложности устройств.

Функционально-неполные серии состоят из небольшого числа специализированных интегральных микросхем. Они предназначены, в основном, для создания отдельных узлов аналоговой аппаратуры.

Кроме серий специализированного назначения радиопромышленность выпускает широкий круг серий, микросхемы которых успешно могут применяться для создания отдельных узлов аппаратуры различных классов.

Наиболее универсальными интегральными микросхемами по своим функциональным возможностям являются операционные усилители. Каждый операционный усилитель может служить основой для большого числа узлов, относящихся к различным функциональным подгруппам и видам.

Для характеристики интегральных микросхем различных серий в основном используют совокупность функциональных параметров, таких как

напряжение питания, конструктивное оформление, масса, предельно допустимые условия эксплуатации.

Т а б л и ц а 2 . 1

Функциональный состав серий интегральных микросхем,
применяемых в системах управления производственными процессами

Подгруппа	K101	K122	K140	K218	K226	K228	K284	K722
1	2	3	4	5	6	7	8	9
Коммутаторы и ключи	1(4)							
Триггеры		1(5)		1		1		1(5)
Усилители		4(15)	2(4)	6	5(15)	4	2(5)	4(15)
Логические элементы				4				
Генераторы				2				
Детекторы				1				
Набор элементов						2		
Преобразователи						2		
Схемы селекции и сравнения						1	2(3)	
Всего в серии	1(4)	5(20)	2(4)	14	5(15)	10	4(8)	5(20)

Данные по напряжению питания некоторых микросхем приведены в табл. 2.2, из которой видно, что для питания интегральных микросхем используется широкая градация номинальных значений напряжений положительной и отрицательной полярности с допуском $\pm 10\%$, $\pm 5\%$.

Различие по величине питающих напряжений во многих практических случаях затрудняет и делает невозможным использование в одном устройстве микросхем различных серий, даже если они отвечают требованиям по основным функциональным параметрам.

Разнообразно конструктивное оформление микросхем различных серий. Они отличаются по форме, размерам, материалам корпусов, количеству и типу выводов, массе и т.д.

По предельно допустимым условиям эксплуатации интегральные микросхемы различных серий существенно отличаются друг от друга.

По устойчивости и механическим перегрузкам интегральные микросхемы различных серий близки друг к другу. Большинство интегральных микросхем выдерживает вибрационную нагрузку в диапазоне от 1 – 5 до 600 Гц с ускорением 10 g.

Из аналоговых микросхем наибольшее применение в системах управления производственными процессами находят усилители различных типов, которые в дальнейшем и рассматриваются в монографии.

Т а б л и ц а 2 . 2

Напряжения питания аналоговых интегральных микросхем, применяемых в системах управления производственными процессами

Серия	Номинальные значения напряжения питания, [В]	Допуск, %
К101	– 6,3; – 3; 3; 6,3	± 10
К122	– 6,3; – 4; – 3; 3; 4; 6,3; 12,6	± 10
К140	– 12,6; – 6,3; 6,3 12,6	± 10
К218	6,3	± 10
К226	– 9; – 6,3; 6; 12,6	± 10
К228	– 6,3; 6,3	± 10
К284	– 9; – 6; 6; 9	± 10
К222	– 6,3; – 4; – 3; 3; 4; 6,3; 12,6	± 10

2.2. Сведения об электронных усилителях

2.2.1. Классификация усилителей

Усилителем называют устройство, предназначенное для повышения мощности входного сигнала. Это достигается за счет энергии источника питания. Маломощный входной сигнал лишь управляет передачей энергии источника питания в полезную нагрузку.

В радиосвязи, радиолокации, телевидении, автоматике, информационных системах широко применяются электронные усилители, где в качестве активных элементов чаще всего используются транзисторы. Структурная схема электронного усилителя показана на рис. 2.1.

К входным клеммам подключается источник усиливаемых электрических сигналов (антенна, фотоэлемент, звукосниматель, микрофон и др.), к выходным – нагрузка (динамик, электронно-лучевая трубка, последующий каскад усилителя и др.). Вход и выход усилителя обычно имеют общую точку, которая заземляется. На структурной схеме источник входного сигнала и усилитель со стороны выхода можно представить в виде генераторов напряжения (см. рис. 2.1, а) или в виде генераторов тока (см. рис. 2.1, б).

Электронные усилители являются усилителями мощности. Однако в ряде случаев основным показателем служит не величина входной и выходной мощности, а ток или напряжение на входе и выходе усилителя. Поэтому электронные усилители условно делят на усилители напряжения, тока и мощности.

По рабочему диапазону частот усилители делятся на следующие типы:

а) усилители радиочастоты (УРЧ), предназначенные для усиления сигналов радиочастот от сотен килогерц и выше в узком диапазоне частот;

б) усилители низкой частоты (УНЧ), предназначенные для усиления сигналов звукового диапазона частот примерно от 20 Гц до 10 кГц;

в) усилители постоянного напряжения и тока (УПТ), предназначенные для усиления медленно изменяющихся сигналов с частотами от нуля и выше;

г) видеоусилители, предназначенные для усиления импульсных сигналов, в диапазоне от десятков или сотен герц до единиц или десятков мегагерц.

По способу связи между каскадами усилители делятся на усилители *C*:

- *R–C*-связью (резисторные усилители),
- гальванической (непосредственной) связью (УПТ),
- трансформаторной связью (трансформаторные усилители) и др.

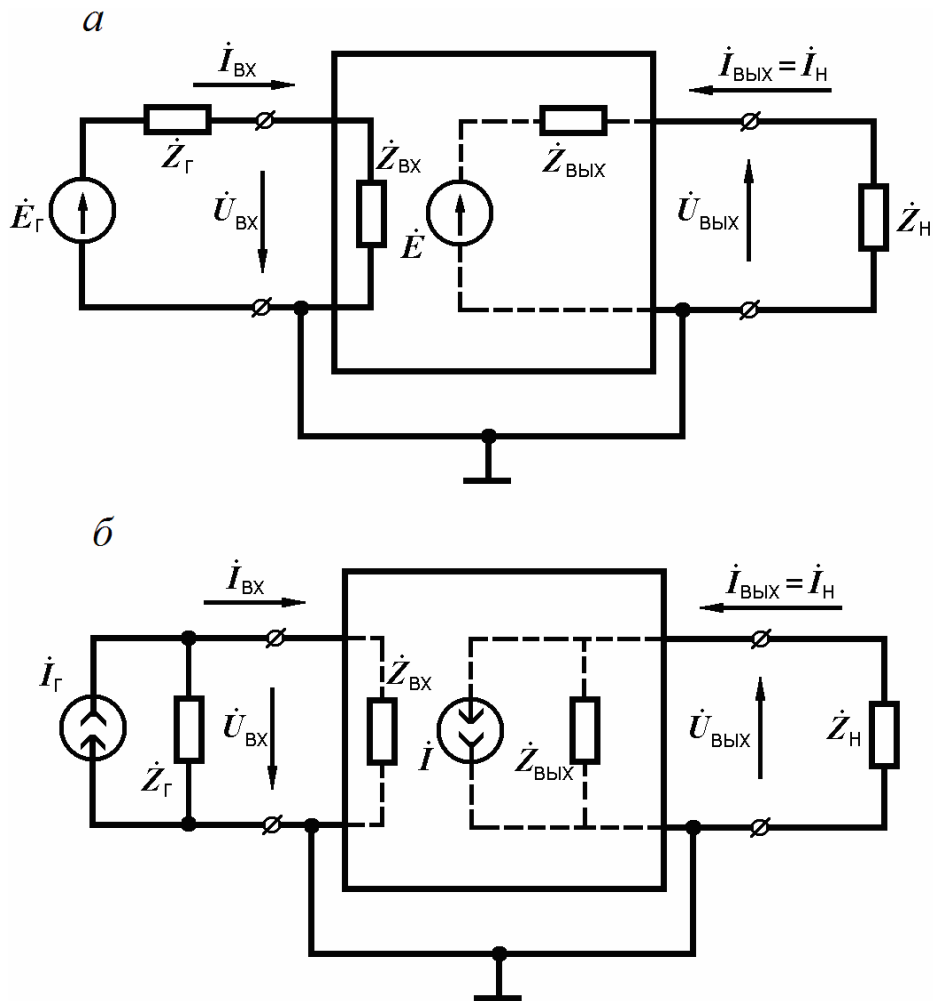


Рис. 2.1. Структурная схема электронного усилителя:
 а – с генераторами напряжения; б – с генераторами тока

2.2.2. Основные характеристики и параметры усилителей

Основные характеристики и параметры усилителя в совокупности определяют качество усилителя и его возможности. К ним относятся: коэффициент усиления; выходная мощность (выходное напряжение или ток); коэффициент полезного действия; искажения усиленного сигнала; диапазон рабочих частот; динамический диапазон и др.

Коэффициент усиления. Различают коэффициент усиления по напряжению, току и мощности; это число, которое показывает, во сколько раз напряжение (ток или мощность) на выходе усилителя больше, чем на входе. Коэффициент, усиления по напряжению (току) в общем случае представляется комплексным числом с модулем $K_H(K_i)$ и аргументом φ :

$$K = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}m}}{\dot{U}_{\text{ВХ}m}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}m}}{U_{\text{ВХ}m}} e^{j(\varphi_{\text{ВЫХ}} - \varphi_{\text{ВХ}})} = K_u e^{j\varphi},$$

где K_u – модуль коэффициента усиления;

φ – фазовый сдвиг между выходным и входным сигналами усилителя.

Коэффициент усиления по мощности является всегда действительным числом и определяется отношением:

$$K_p = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению для сокращения записи часто обозначают буквой K без индекса.

При использовании многокаскадного усилителя коэффициент усиления выражается произведением $K_{\text{общ}} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3, \dots, K_n$.

Выходная мощность. Это мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку. В общем случае нагрузка может быть комплексной (Z_H). Это приводит к тому, что между выходным напряжением и током, протекающим через нагрузку, создается фазовый сдвиг. Поэтому в выражение для выходной мощности добавляется множитель $\cos \varphi_H$:

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ } m} I_{\text{ВЫХ } m}}{2} \cos \varphi_H = \frac{U_{\text{ВЫХ } m}^2}{2Z_H} \cos \varphi_H.$$

Коэффициент полезного действия. Определяется отношением

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_0},$$

где $P_{\text{ВЫХ}}$ – полезная выходная мощность;

P_0 – мощность, потребляемая цепью коллектора от источника питания.

Искажения усиливаемого сигнала. Форма сигнала на выходе усилителя может значительно отличаться от формы сигнала на его входе. Это означает, что в усилителе имеют место искажения.

Различают искажения двух видов: линейные и нелинейные. К линейным искажениям относятся частотные и фазовые.

Частотные искажения обусловлены зависимостью модуля коэффициента усиления от частоты входного сигнала. Появление этих искажений объясняется наличием реактивных элементов в схеме усилителя. Зависимость модуля коэффициента усиления от частоты представляет амплитудно-частотную (или частотную) характеристику (АЧХ). АЧХ идеального усилителя без искажений представляет собой горизонтальную линию (пунктирная линия на рис. 2.2, а). АЧХ реальных усилителей имеют завалы или подъемы в области высших и низших частот.

Для количественной оценки частотных искажений пользуются коэффициентом частотных искажений $M = K_0/K$ (K – коэффициент усиления на рассматриваемой частоте; K_0 – коэффициент усиления на средней частоте (f_0) диапазона. При отсутствии частотных искажений коэффициент $M = 1$.

Обычно определяются коэффициенты частотных искажений на низшей (f_H) и высшей (f_B) частотах диапазона:

$$M_H = \frac{K_0}{K_H}; \quad M_B = \frac{K_0}{K_B},$$

где K_H и K_B – коэффициенты усиления на низшей и высшей частотах соответственно.

У разных типов усилителей величины M_H и M_B могут быть как больше, так и меньше единицы. Частотные искажения считаются допустимыми, если

$$\sqrt{2} \geq M \geq \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

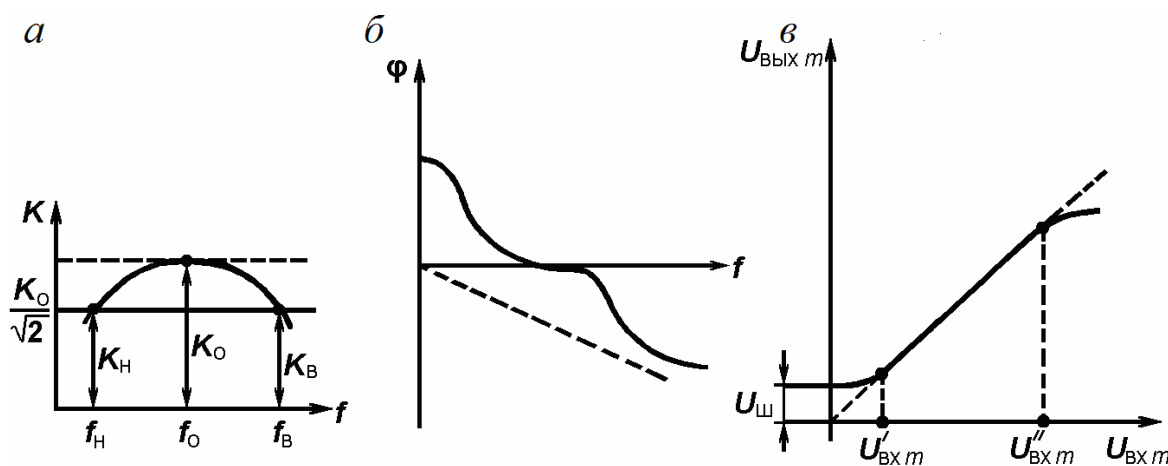


Рис. 2.2. Характеристики усилителя:
а – амплитудно-частотная; б – фазочастотная; в – амплитудная

По АЧХ можно определить диапазон рабочих частот. Для частотной характеристики, изображенной сплошной линией на рис. 2.2,а, этот диапазон частот ($f_B - f_H$) определяется на уровне $0,707 K_0$, так как $M_H = M_B = \sqrt{2}$.

Фазовые искажения возникают одновременно с частотными и вызываются теми же причинами. Фазовые искажения отражаются фазочастотной (или фазовой) характеристикой усилителя (ФЧХ), т.е. зависимостью фазового сдвига φ между выходным и входным сигналами от частоты. Можно показать, что ФЧХ идеального усилителя без искажений должна представлять собой прямую линию (пунктирная линия на рис. 2.2, б), т.е. сдвиг по фазе φ должен быть пропорционален частоте сигнала или равен нулю для всех частот. На этом рисунке показана искривленная ФЧХ для реального усилителя.

Нелинейные искажения возникают из-за наличия в усилителе элементов с нелинейной характеристикой. К таким элементам относятся транзисторы, трансформаторы с сердечником и др.

При входном сигнале синусоидальной формы нелинейные искажения проявляются в том, что выходной сигнал не является синусоидальным.

При разложении в ряд Фурье он оказывается состоящим из основной гармоники, имеющей частоту входного сигнала, и ряда высших гармоник.

Мерой нелинейных искажений в случае синусоидального сигнала служит коэффициент нелинейных искажений γ :

$$\gamma = \frac{\sqrt{P_2 + P_3 + \dots + P_n}}{P_1},$$

где P_1 – мощность сигнала основной частоты (первой гармоники) на выходе усилителя;

P_2, P_3, \dots, P_n – мощность высших гармоник, возникающих на выходе усилителя вследствие нелинейных искажений.

Для усилителей звуковых колебаний величина γ не должна превышать нескольких процентов.

Качественное представление о нелинейных искажениях дает амплитудная характеристика усилителя (см. рис. 2.2, в), устанавливающая зависимость амплитуды сигнала на выходе от амплитуды входного синусоидального сигнала.

Амплитудная характеристика идеального усилителя представляет собой прямую линию (пунктирная линия на рис. 2.2, в). Амплитудная характеристика реального усилителя отличается от прямой при входных сигналах, меньших $U'_{\text{вх } m}$, и при сигналах, больших $U''_{\text{вх } m}$. При входных сигналах $U_{\text{вх } m} < U'_{\text{вх } m}$ амплитудная характеристика определяется шумами усилителя, а при $U_{\text{вх } m} > U''_{\text{вх } m}$ – перегрузками усилителя. Рабочей областью сигналов, усиливаемых без искажения, является область от $U'_{\text{вх } m}$ до $U''_{\text{вх } m}$. В этой части характеристики существует линейная зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды входного.

Динамическим диапазоном усилителя называется отношение

$$D_y = \frac{U''_{\text{вх } m}}{U'_{\text{вх } m}}.$$

Возникновение напряжения шумов на выходе усилителя при отсутствии входного сигнала ($U_{\text{ш}}$ на рис. 1.2, в) объясняется несколькими причинами: шумами транзисторов, связанными с флуктуациями их токов; изменением э.д.с. источников питания; воздействием внешних электрических и магнитных полей и пр.

С увеличением $U_{\text{вх } m}$ рабочая точка транзистора оказывается на нелинейных участках характеристик (в области запираения или насыщения), и рост $U_{\text{вх } m}$ замедляется.

2.2.3. Режимы работы транзистора в усилителях

Режим работы транзистора и усилителя в целом определяется положением рабочей точки на динамических характеристиках. Выбор режима работы транзистора производится в зависимости от амплитуды входного сигнала и назначения усилителя. Рассмотрим режимы работы применительно к биполярному транзистору. Динамическая выходная характеристика транзистора (нагрузочная прямая) должна проходить через рабочую область статических выходных характеристик, ограниченную предельными значениями напряжения и тока коллектора ($U_{к\ max}$, $I_{к\ max}$), наибольшей мощностью, рассеиваемой коллектором, $P_{к\ max}$.

Различают режимы работы транзистора – классы A , B , AB и C . Класс A характеризуется тем, что при подаче входного сигнала рабочая точка не выходит за пределы тех участков динамической входной и нагрузочной характеристик транзистора, где существует пропорциональность между изменениями коллекторного и базового токов. В режиме малого входного сигнала рабочая точка обычно выбирается на середине начального прямолинейного участка динамической входной характеристики (точка A' на рис. 2.3, a), где меньше ток покоя $I_{к.р.т.}$ и выше к. п. д., в режиме большого входного сигнала – на середине восходящего прямолинейного участка (точка A на рис. 1.3, a). При работе транзистора в классе A ток коллектора не прекращается (транзистор всегда открыт). Ток коллектора характеризуется углом отсечки Θ , который представляет собой произведение угловой частоты входного сигнала ω на время, в течение которого значение тока коллектора изменяется от максимального до минимального. Для класса A угол отсечки $\Theta = 180^\circ$ (см. рис. 2.3, a). В этом режиме нелинейные искажения минимальны, но КПД мал ($\eta \approx 20...30\%$). Это вызвано тем, что в классе A ток покоя $I_{к.р.т.}$ всегда больше амплитуды переменной составляющей тока коллектора. Класс A применяется в усилителях напряжения и в маломощных выходных каскадах, где важны малые нелинейные искажения, а к.п.д. не имеет существенного значения.

В режиме класса B напряжение смещения $U_{б0}$ между эмиттером и базой равно нулю. Для уменьшения нелинейных искажений рабочая точка выбирается в начале динамической входной характеристики (точка A на рис. 2.3, b), когда ток $I_б = 0$ (режим, очень близкий к классу B), а ток $I_к = I'_{к0} \approx 0$. При подаче переменного входного напряжения ток коллектора в классе B протекает в течение половины периода, т.е. транзистор работает с отсечкой тока (см. рис. 1.3, b), и угол $\Theta = 90^\circ$. Это создает большие нелинейные искажения в схеме. Класс B применяется в двухтактных усилителях мощности, где удастся снизить нелинейные искажения и в избирательных усилителях. К.п.д. в классе B много выше, чем в классе A , и достигает 70 %.

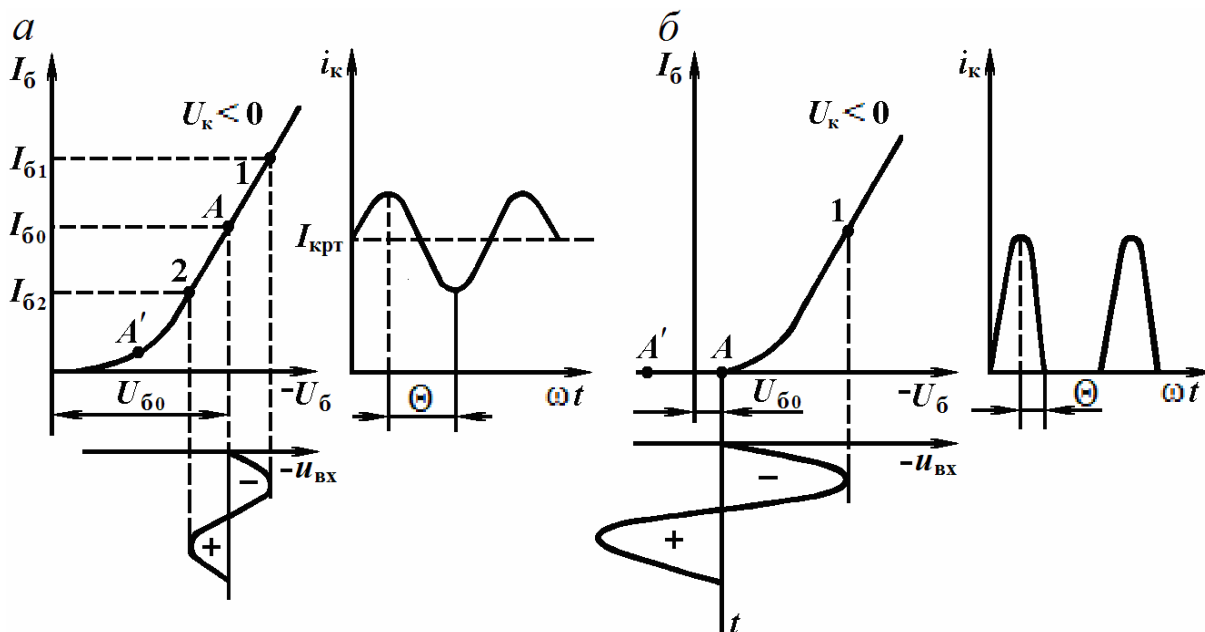


Рис. 2.3. Положение рабочей точки при различных режимах работы усилителя: *a* – для класса *A*; *б* – для класса *B* (т. *A*) и класса *C* (т. *A'*)

Класс *AB* занимает промежуточное положение между классами *A* и *B*. Он тоже в основном применяется в двухтактных схемах. Угол отсечки может достигать в классе *AB* $120...130^\circ$. Класс *AB* более экономичен, чем класс *A*, и характеризуется меньшими нелинейными искажениями по сравнению с классом *B*.

В режиме класса *C* рабочая точка выбирается в области отсечки и при отсутствии входного сигнала транзистор заперт смещением ($U_{60} > 0$) (точка *A'* на рис. 2.3, *б*). Угол $\Theta < 90^\circ$. КПД в классе *C* выше, а нелинейные искажения больше, чем в классе *B*. Этот режим применяется в схемах избирательных усилителей и генераторов.

2.2.4. Резисторный усилитель напряжения

Принципиальные схемы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе и назначение элементов

Основным назначением резисторного усилителя является усиление напряжения. Он имеет простую схему, малые размеры и достаточно хорошие электрические характеристики. Резисторные усилительные каскады получили широкое распространение в видеоусилителях, усилителях звуковых частот (усилителях низких частот), усилителях постоянного тока. Эти усилители широко используются в информационных системах, в радиопередающих и радиоприемных устройствах, в устройствах автоматики и т.д.

Рассмотрим принципиальные схемы резисторного усилительного каскада на биполярном транзисторе и выясним назначение элементов (рис. 2.4, *a*, *б*). Предположим, что усилительный каскад является промежуточным каскадом многокаскадного усилителя.

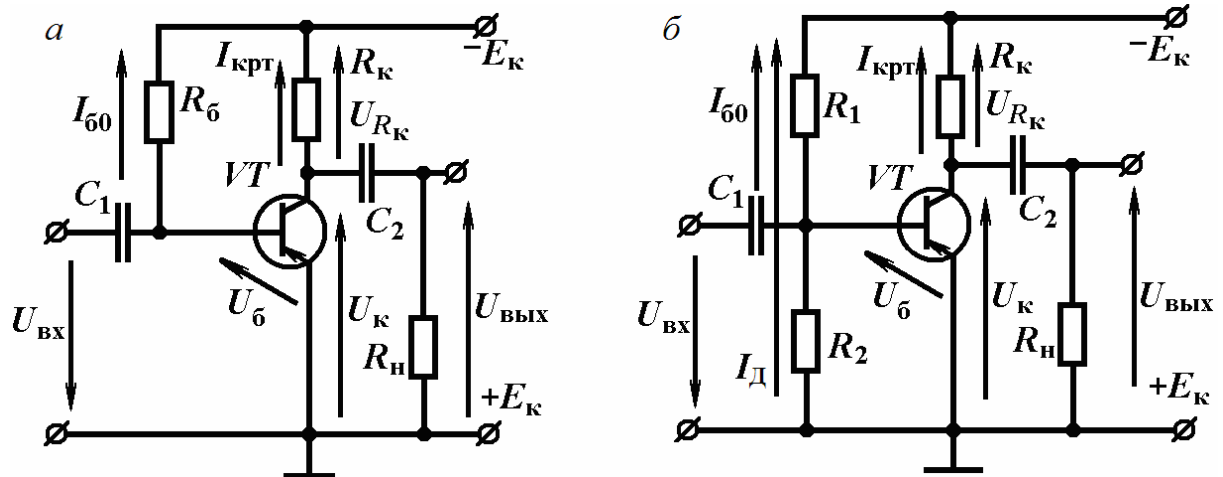


Рис. 2.4. Схемы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе:

а – схема с фиксированным током базы;
 б – схема с фиксированным напряжением базы

Резистор R_k является коллекторной нагрузкой транзистора. Он обеспечивает динамический режим работы транзистора – режим усиления.

Конденсатор C_2 (C_1) называется разделительным. Этот конденсатор отделяет по постоянной составляющей базу транзистора последующего каскада, имеющую низкий потенциал, от коллектора транзистора предыдущего каскада, имеющего высокий потенциал, и служит для передачи переменного напряжения с коллектора предыдущего транзистора на базу последующего. Резисторный усилитель напряжения работает в режиме класса A .

В простейшем резисторном усилителе напряжения на биполярном транзисторе напряжение смещения на базе транзистора U_{60} , задающее рабочую точку на середине прямолинейного участка динамической входной характеристики, создается с помощью дополнительного источника E_6 . Для упрощения и удешевления схемы смещение во входные цепи транзисторов целесообразно подавать от источника коллекторного питания, при этом усилитель будет иметь только один источник питания.

На рис. 2.4,а отрицательное смещение на базу транзистора подается через резистор R_6 , сопротивление которого во много раз больше сопротивления участка «база – эмиттер» постоянному току. При этом постоянный ток базы I_{60} , текущий через R_6 , приближенно равен E_k/R_6 и не меняется при изменении температуры, старении и замене транзистора; поэтому такой способ подачи смещения называется смещением фиксированным током базы. Напряжение смещения на базе

$$U_{60} = -E_k + I_{60}R_6.$$

На рис. 2.4,б смещение на базу подается от делителя напряжения, образуемого резисторами R_1 и R_2 и подключенного к источнику коллекторного питания. Если сопротивление делителя, равное по отношению к цепи базы параллельному соединению R_1 и R_2 , много меньше сопротивления участка «база – эмиттер» постоянному току, напряжение смещения U_{60} практически не будет меняться при изменении температуры, старении и замене транзистора. Этот способ смещения называют смещением фиксированным напряжением участка «база – эмиттер». Для устранения влияния тока базы I_{60} на напряжение U_{60} необходимо, чтобы ток делителя $I_D \gg I_{60}$. Тогда, как уже говорилось выше, ни изменение температуры, ни старение и замена транзистора не изменят напряжение U_{60} . Однако для выполнения неравенства $I_D \gg I_{60}$ приходится уменьшать сопротивление делителя R_1, R_2 , что приводит к снижению входного сопротивления схемы и увеличению потребления тока от источника питания. Напряжение смещения

$$U_{60} = -E_k + U_{R1} = -E_k + (I_D + I_{60})R_1.$$

Многие типы современных транзисторов имеют разброс статического коэффициента усиления по току $h_{21Э}$. Так как $I_{к,пт} \approx h_{21Э}I_{60}$, замена транзистора в каскаде со смещением фиксированным током базы может значительно изменить постоянный ток коллектора $I_{к,пт}$, что совершенно недопустимо. Изменение температуры при этом способе подачи смещения также приводит к изменению постоянного тока коллектора $I_{к,пт}$ в основном за счет изменения обратного тока коллекторного $p-n$ -перехода $I_{к0}$. Режим с фиксированным током базы оказывается недостаточно устойчивым. При смещении фиксированным напряжением участка «база – эмиттер» старение и замена транзистора, изменение температуры меньше влияют на постоянный ток коллектора $I_{к,пт}$; поэтому смещение фиксированным напряжением участка «эмиттер – база», несмотря на расход мощности источника питания в делителе, находит более широкое применение.

Графический анализ работы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе

Для графического анализа изобразим выход каскада усилителя (рис. 2.5).

Чтобы провести графический анализ работы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе, нужно иметь динамическую входную характеристику – зависимость $I_6 = f(U_6)$ и динамическую выходную характеристику – зависимость $I_k = f(U_k)$ в динамическом режиме, когда транзистор работает с нагрузкой в цепи коллектора.

Так как статические входные характеристики – зависимости $I_6 = f(U_6)$ при $U_k = \text{const}$ (в статическом режиме транзистор работает без нагрузки)

для различных напряжений U_k расположены очень близко друг к другу, то в справочнике приводится обычно одна статическая входная характеристика, например для $U_k = -5$ В. С этой характеристикой практически совпадает и динамическая входная характеристика (рис. 2.6).

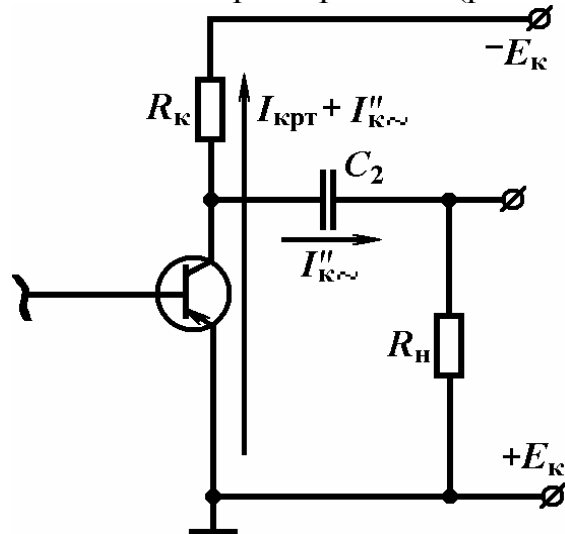


Рис. 2.5. Выход резисторного усилительного каскада

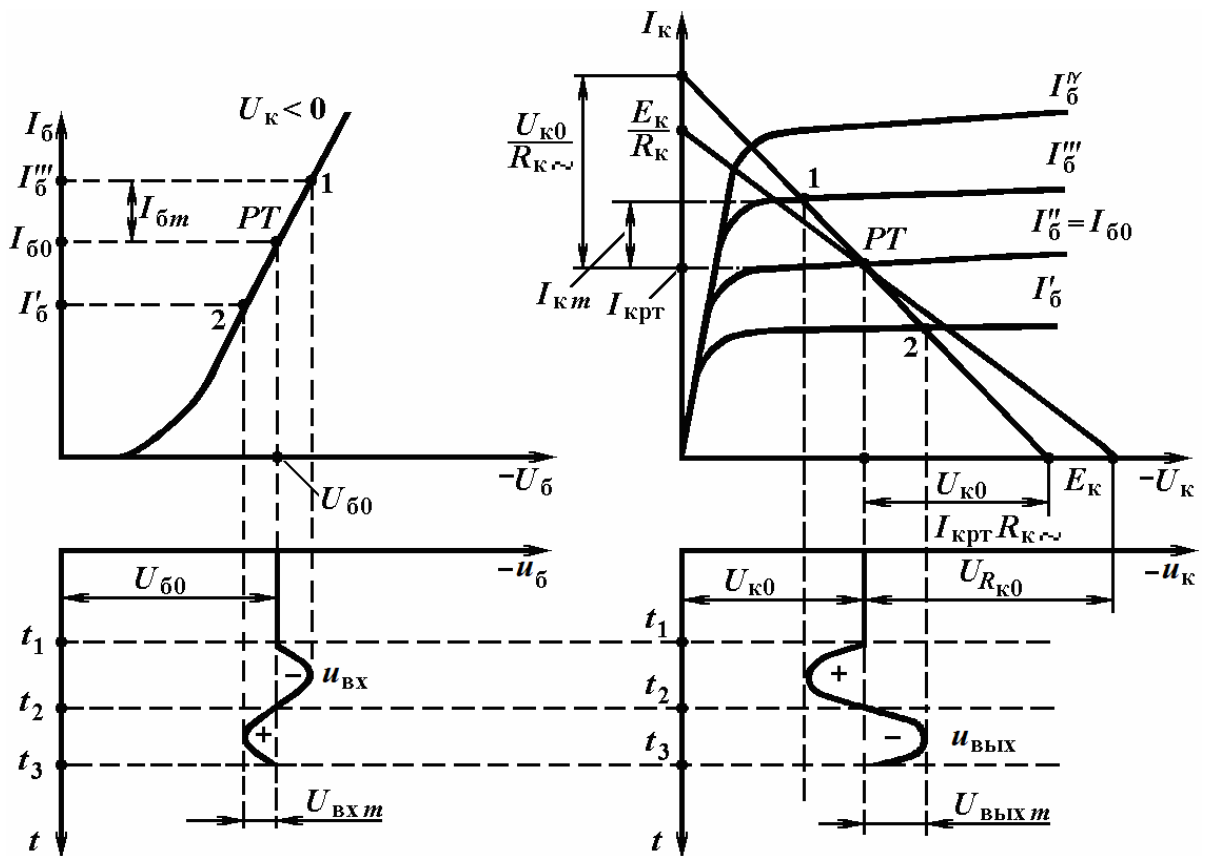


Рис. 2.6. Графический анализ работы резисторного усилителя напряжения

Динамические выходные характеристики для постоянного и переменного токов коллектора будут различными.

На семействе статических выходных характеристик (зависимости $I_k = f(U_k)$ при $I_b = \text{const}$) построим динамическую выходную характеристику для постоянного тока коллектора по двум точкам, воспользовавшись уравнением

$$I_k = \frac{E_k - U_k}{R_k}.$$

Если $I_k = 0$, то $U_k = E_k$, а задавая $U_k = 0$, получим $I_k = E_k/R_k$. Отложив величины E_k , E_k/R_k соответственно на оси абсцисс и оси ординат и соединив эти точки прямой линией, получим динамическую выходную характеристику по постоянному току (см. рис. 2.6).

Рабочую точку, определяющую режим постоянного тока, зададим для класса A на середине прямолинейного участка динамической входной характеристики. Рабочую точку зададим на динамической выходной характеристике для постоянного тока коллектора. Рабочая точка определяет следующие параметры режима постоянного тока: I_{b0} , U_{b0} , $I_{k,pt}$, U_{k0} , $U_{Rk0} = I_{k,pt} \cdot R_k$.

С учетом нагрузки (см. рис. 2.5) сопротивление коллекторной цепи транзистора для постоянного и переменного токов коллектора будет разным. Для постоянного тока коллектора оно равно R_k , а для переменного тока коллектора – сумме параллельно соединенных сопротивлений R_k и R_n , т.е. $R_{k\sim} = R_k R_n / (R_k + R_n)$ (считаем, что сопротивления источника E_k и конденсатора C_2 для переменного тока коллектора равны нулю).

Для определения переменного выходного напряжения необходимо построить динамическую выходную характеристику транзистора по переменному току. В режиме переменного тока ток коллектора и напряжение на коллекторе соответственно равны:

$$i_k = I_{k,pt} + I_{km}; u_k = U_{k0} - I_{km} R_{k\sim},$$

где I_{km} – амплитуда переменного тока коллектора.

Уравнения отражают зависимость $i_k = f(u_k)$ в режиме переменного тока. Эта зависимость, или динамическая выходная характеристика по переменному току, представляет собой прямую, проходящую через рабочую точку. Для построения этой характеристики достаточно найти точку ее пересечения с горизонтальной или вертикальной осью семейства статических выходных характеристик транзистора. На основании приведенных выше уравнений для этих точек получаем:

$$i_k = 0; I_{km} = -I_{k,pt}; u_k = U_{k0} + I_{k,pt} R_{k\sim};$$

$$u_k = 0; I_{km} R_{k\sim} = U_{k0}; I_{km} = \frac{U_{k0}}{R_{k\sim}}; i_k = I_{k,pt} + \frac{U_{k0}}{R_{k\sim}}.$$

Отложив по горизонтальной оси вправо от точки $U_{к0}$ отрезок $I_{к.рт}R_{к-}$ или на вертикальной оси вверх от точки $I_{к.рт}$ отрезок $U_{к0}/R_{к-}$, проводят через конец отложенного отрезка и рабочую точку прямую, являющуюся динамической выходной характеристикой по переменному току (см. рис. 2.6).

С приходом переменного сигнала рабочая точка усилителя будет перемещаться по динамической выходной характеристике по переменному току. Спроектировав траекторию рабочей точки усилителя на горизонтальную и вертикальную оси статических выходных характеристик транзистора, определим соответственно амплитуду переменного напряжения на коллекторе или выходного напряжения и амплитуду переменного тока коллектора. Временные графики напряжений и токов в схеме резисторного усилительного каскада показаны на рис. 2.7. Выходное напряжение изменяется в противофазе со входным напряжением. Пользуясь полученными данными, определяем коэффициент усиления по напряжению:

$$K = \frac{U_{км}}{U_{бm}} = \frac{U_{ввых m}}{U_{вх m}}$$

Входное синусоидальное напряжение складывается с постоянным напряжением $U_{б0}$. Изменения напряжения на базе вызывают изменения тока базы. При изменении тока базы изменяется ток коллектора и происходит перераспределение между собой напряжений – на коллекторной нагрузке и коллекторного. Переменная составляющая напряжения $u_{к}$ (выходное напряжение) через конденсатор C_2 поступает на выход усилителя. Под действием малого входного сигнала ток коллектора изменяется достаточно широко; поэтому перераспределение напряжения на коллекторной нагрузке и коллекторного напряжения оказывается значительным, и выходное напряжение по амплитуде гораздо больше входного.

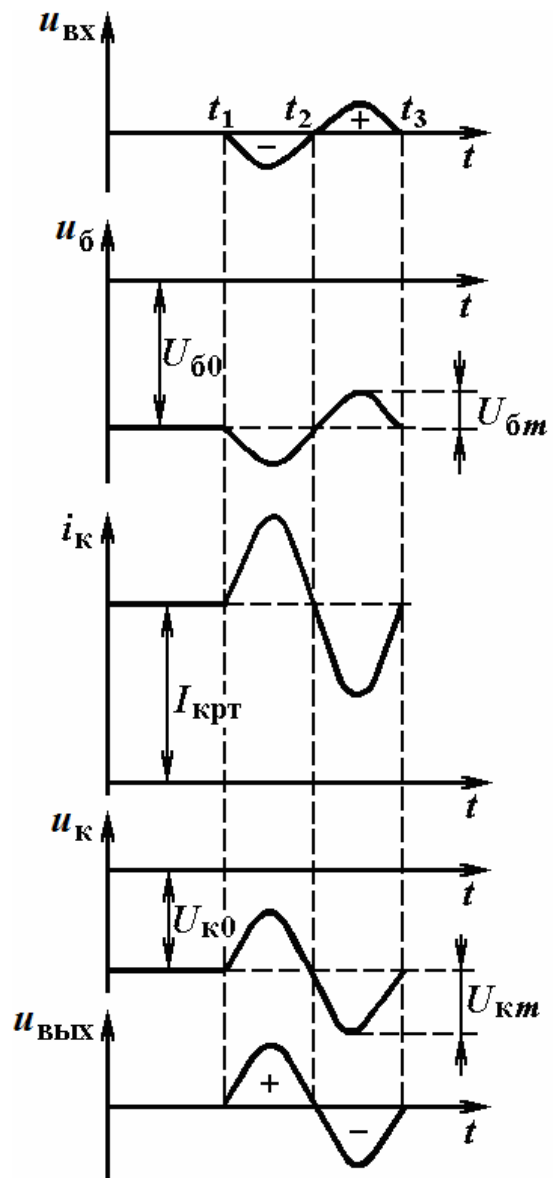


Рис. 2.7. Временные графики напряжений и тока для резисторного усилительного каскада

Особенности резисторного усилителя напряжения на полевом транзисторе

Принципиальная схема резисторного усилителя напряжения на полевом транзисторе с затвором в виде $p-n$ -перехода и каналом n -типа изображена на рис. 2.8.

Схема имеет элементы, аналогичные элементам схемы резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе.

Резистор R_c обеспечивает динамический режим работы полевого транзистора.

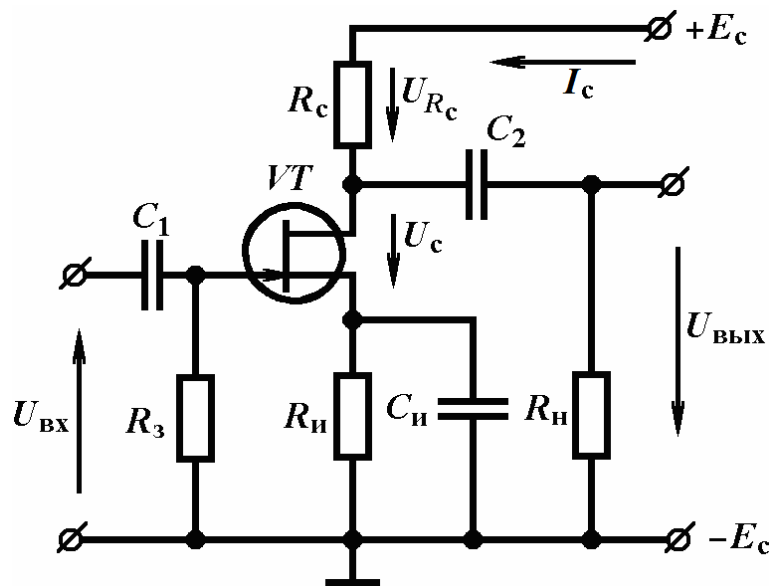


Рис. 2.8. Схема резисторного усилителя напряжения на полевом транзисторе

Конденсаторы C_1 , C_2 являются разделительными.

Цепочка $R_{И}C_{И}$ обеспечивает отрицательное напряжение смещения на затворе полевого транзистора U_{30} , при этом рабочая точка на динамических характеристиках полевого транзистора соответствует режиму класса A . Отрицательное напряжение смещения создается постоянным выходным током и равно:

$$U_{30} = I_{c0} \cdot R_{И}.$$

«Плюс» напряжения U_{30} приложен к истоку транзистора, а «минус» – к затвору транзистора, причем напряжение смещения подается через резистор R_3 . Для того чтобы положение рабочей точки не зависело от переменной составляющей выходного тока, резистор $R_{И}$ блокируют конденсатором $C_{И}$.

Графический анализ работы резисторного усилителя напряжения на полевом транзисторе

Графический анализ работы усилителя проведем аналогично графическому анализу работы резисторного усилителя на биполярном транзисторе (рис. 2.9).

Для выходной цепи справедливо следующее уравнение:

$$E_c = U_c + I_c \cdot R_c.$$

Из этого уравнения получим уравнение динамической выходной характеристики (линии нагрузки):

$$I_c = \frac{E_c - U_c}{R_c}.$$

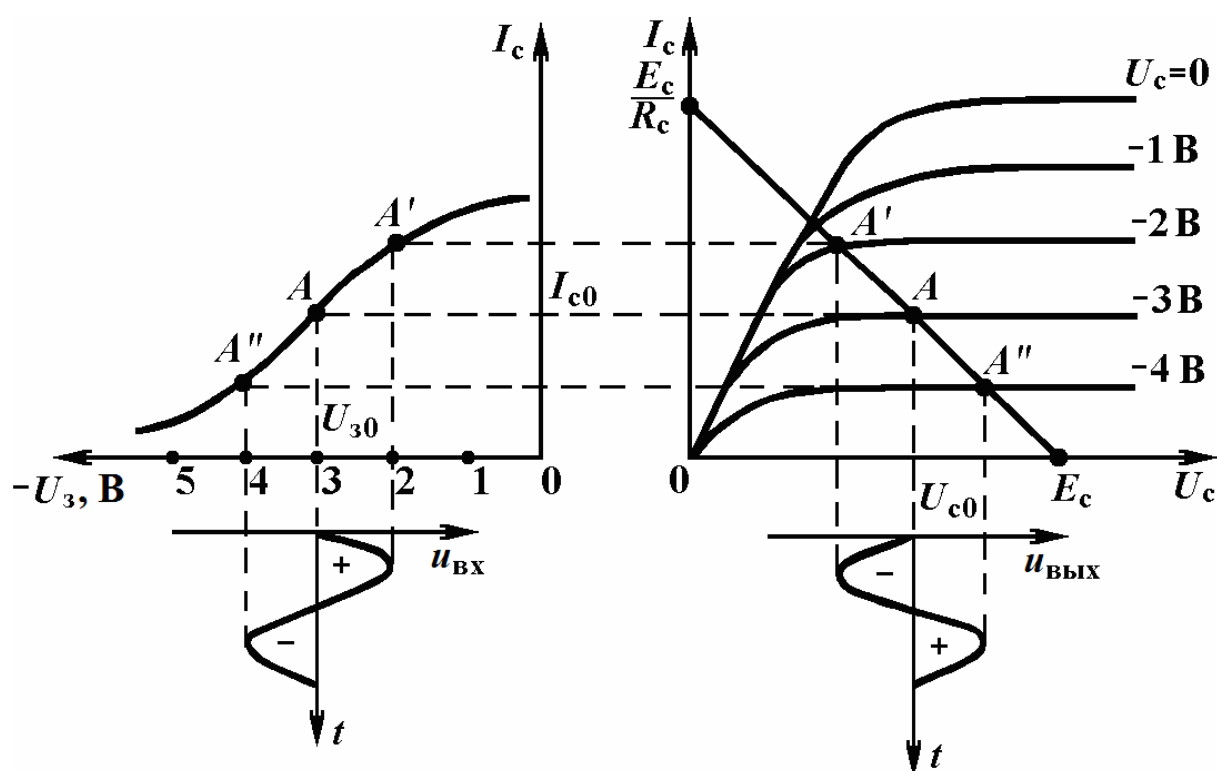


Рис. 2.9. Графический анализ работы резисторного усилительного каскада на полевом транзисторе

Для линии нагрузки определяем крайние две точки: $U_c = 0$ при $I_c = E_c / R_c$ и $U_c = E_c$ при $I_c = 0$. Линию нагрузки строим в тех же координатах, в которых изображены статические выходные характеристики полевого транзистора (см. рис. 2.9). По точкам пересечения линии нагрузки со статическими выходными характеристиками построим динамическую переходную характеристику, т.е. зависимость $I_c = f(U_3)$ для данного значения сопротивления резистора R_c . Рабочая точка A в режиме покоя соответствует середине прямолинейного участка динамической переходной характеристики, при этом нелинейные искажения усиленного напряжения минимальны. Рабочая

точка определяет на динамических характеристиках параметры транзистора в режиме покоя: $U_{з0}$, $I_{с0}$, $U_{с0}$. При подаче входного переменного сигнала рабочая точка будет перемещаться по динамическим характеристикам (рабочая точка не должна выходить за пределы линейного участка динамической переходной характеристики (точки A' и A'' на рис. 2.9). При этом появятся переменная составляющая тока стока и переменная составляющая напряжения стока, являющаяся выходным напряжением. Выходное напряжение легко построить во времени, спроецировав траекторию рабочей точки с динамической переходной характеристики на динамическую выходную характеристику (см. рис. 2.9). Коэффициент усиления по напряжению оказывается равным

$$K = \frac{U_{см}}{U_{зм}} = \frac{U_{выхм}}{U_{вхм}},$$

где $U_{см}$ и $U_{зм}$ – амплитуды переменных напряжений соответственно на стоке и затворе.

За интервал времени $t_1 - t_2$ (рис. 2.10) подается синусоидальное входное напряжение в виде положительной полуволны. Напряжение на затворе уменьшается по модулю, транзистор больше открывается, и ток стока увеличивается. При этом уменьшается напряжение на стоке u_c , т.е. в нем возникает переменная составляющая в виде отрицательной полуволны, которая выделяется на нагрузке.

Следует отметить, что для рассмотренного промежуточного усилительного каскада на полевом транзисторе не нужно строить динамической выходной характеристики по переменному току, ибо входное сопротивление следующего каскада $R_{н}$ велико ($R_{н} \gg R_c$) и динамические выходные характеристики по постоянному и переменному токам совпадают.

Анализ частотной характеристики резисторного усилителя напряжения

Для анализа частотной характеристики резисторного усилителя напряжения заменим активный элемент (биполярный транзистор, полевой транзистор) со стороны выхода эквивалентной схемой по переменному току, затем построим эквивалентную схему всего усилительного резисторного каскада со стороны выхода по переменному току, из которой найдем коэффициент усиления и частотную характеристику.

Для упрощения анализа сделаем следующие предположения:

- 1) ёмкость конденсатора $C_{н}$ (см. рис. 2.8) настолько велика, что его сопротивлением для переменного тока можно пренебречь и считать, что переменное напряжение на истоке полевого транзистора равно нулю;
- 2) сопротивление источника питания по переменному току равно нулю.

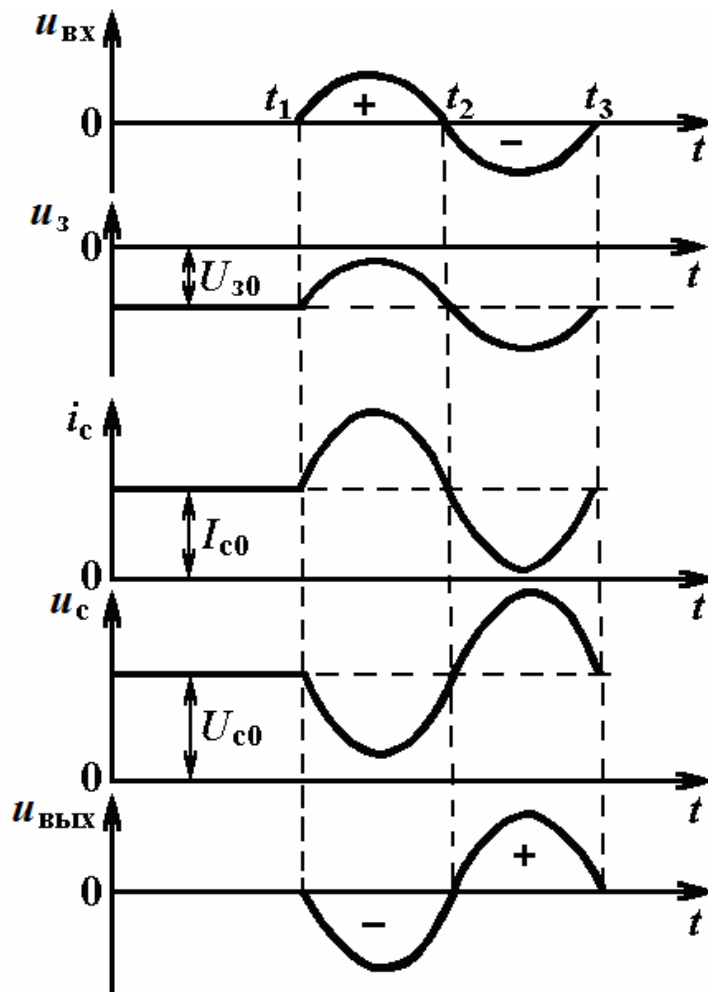


Рис. 2.10. Временные графики напряжений и тока для резисторного усилительного каскада на полевом транзисторе

Тогда, используя эквивалентную схему активного элемента по переменному току, заменяем принципиальные схемы резисторных усилительных каскадов, приведенные на рис. 2.4, *а*, *б*, 2.8, со стороны выхода по переменному току общей эквивалентной схемой (рис. 2.11, *а*). В этой эквивалентной схеме активный элемент заменен генератором тока \dot{I} с внутренним сопротивлением R_i , причем для биполярного транзистора $\dot{I} = h_{213} \dot{I}_6$, $R_i = 1/h_{223}$, а для полевого транзистора $\dot{I} = S \dot{U}_{BX}$. В эквивалентной схеме R соответствует R_K , R_C – нагрузкам биполярного и полевого транзисторов; C_2 – разделительный конденсатор; $C_{ВЫХ}$ – выходная емкость активного элемента; C_M – емкость монтажа; C_{BX} и R_H – соответственно входная емкость и активное входное сопротивление следующего усилительного каскада.

Поскольку емкость разделительного конденсатора C_2 всегда выбирают значительно больше емкостей $C_{ВЫХ}$, C_M и C_{BX} , общая эквивалентная схема резисторного усилительного каскада принимает вид, показанный на рис. 2.11, *б*, где $C_0 = C_{ВЫХ} + C_M + C_{BX}$, $R' = R_i R / (R_i + R)$, причем $C_2 \gg C_0$.

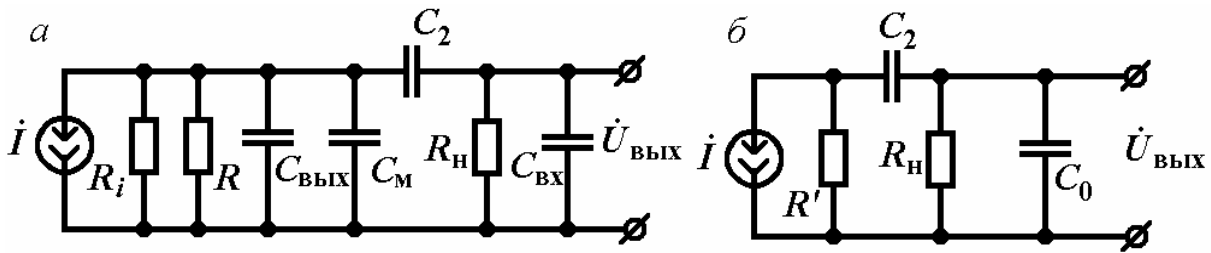


Рис. 2.11. Общие эквивалентные схемы по переменному току резисторного усилительного каскада:
a – полная; *б* – преобразованная

В целях упрощения анализа целесообразно весь частотный диапазон разбить на три характерные области: область низших частот, область средних частот и область высших частот и рассмотреть зависимость коэффициента усиления в пределах каждой ограниченной области.

1. *Область средних частот.* Под областью средних частот будем понимать такую область частот ω , в пределах которой сопротивление конденсатора C_2 уже очень малое и можно считать, что оно представляет собой короткое замыкание для переменного выходного напряжения, а сопротивление емкости C_0 еще очень большое и не оказывает шунтирующего действия на выходное сопротивление усилительного каскада.

Такая эквивалентная схема значительно упростится и примет вид, изображенный на рис. 2.12, *a*.

Здесь $R_0 = R'R_H / (R' + R_H)$, т.е. $1/R_0 = 1/R + 1/R_i + 1/R_H$.

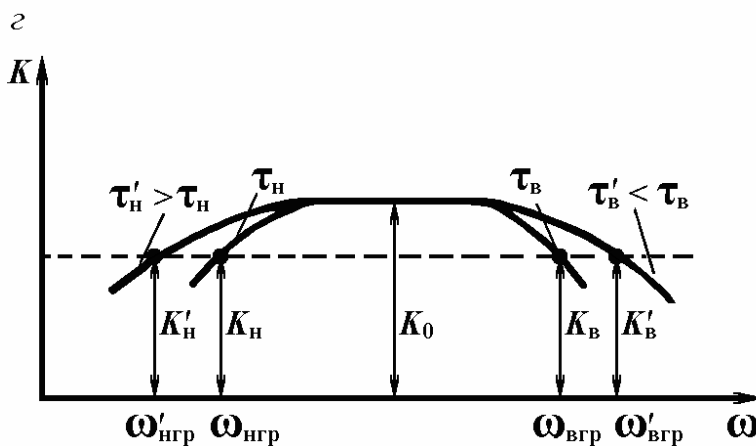
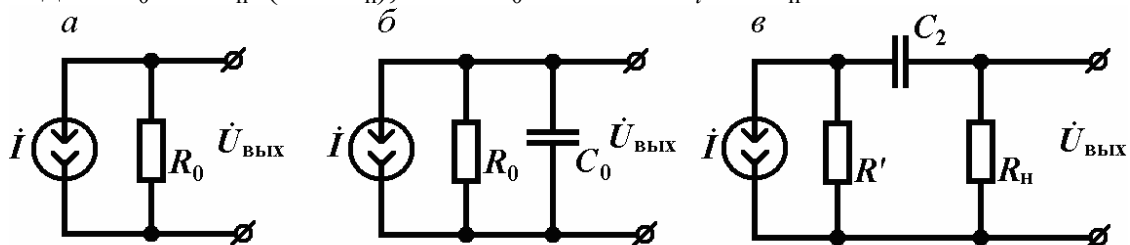


Рис. 2.12. Эквивалентные схемы:
a – для средних частот; *б* – для высших частот; *в* – для низших частот;
г – частотная характеристика резисторного усилительного каскада

Из этой эквивалентной схемы легко найти выходное напряжение $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$, а затем коэффициент усиления на средних частотах K_0 :

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = R_0 \cdot \dot{I}; \quad \dot{K}_0 = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{R_0 \dot{I}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}.$$

Для полевого транзистора $\dot{I} = S\dot{U}_{\text{ВХ}}$. Поэтому для усилительного каскада на полевом транзисторе

$$\dot{K}_0 = \frac{S\dot{U}_{\text{ВХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} R_0 = SR_0.$$

Для биполярного транзистора $\dot{I} = h_{21\beta} \dot{I}_\beta$, а $\dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{I}_\beta h_{11\beta}$. Поэтому для усилительного каскада на биполярном транзисторе

$$\dot{K}_0 = \frac{h_{21\beta} \dot{I}_\beta}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} R_0 = \frac{h_{21\beta} \dot{I}_\beta}{h_{11\beta} \dot{I}_\beta} R_0 = y_{21\beta} R_0 = SR_0.$$

Таким образом, коэффициент усиления каскада в области средних частот является действительной величиной и обозначается K_0 .

2. *Область высших частот.* Под областью высших частот будем понимать такую область значений частоты ω , для которой сопротивление емкости C_0 становится соизмеримым с выходным сопротивлением усилительного каскада. Если можно было пренебречь сопротивлением конденсатора C_2 в области средних частот, то тем более можно пренебречь им в области высших частот. Пренебречь же влиянием емкости C_0 здесь уже нельзя и следует сохранить ее в эквивалентной схеме (см. рис. 2.12, б). Емкость C_0 оказывает шунтирующее действие на выходное сопротивление усилительного каскада. Из эквивалентной схемы находим:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{I} \frac{\frac{R_0}{j\omega_B C_0}}{R_0 + \frac{1}{j\omega_B C_0}} = \frac{R_0 \dot{I}}{1 + j\omega_B C_0 R_0};$$

$$\dot{K}_B = \frac{R_0 \dot{I}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega_B C_0 R_0}.$$

Учитывая, что $R_0 \dot{I} / \dot{U}_{\text{ВХ}} = K_0$, и обозначая $C_0 R_0 = \tau_B$, где τ_B – постоянная времени нагрузочной цепи каскада, получим:

$$\dot{K}_B = \frac{K_0}{1 + j\omega_B \tau_B}.$$

Тогда модуль коэффициента усиления

$$K_B = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2}}.$$

Коэффициент частотных искажений

$$M_B = \frac{K_0}{K_B} = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2}.$$

Согласно ранее данному определению верхняя граничная частота ($\omega_{в.гр}$) определяется при $M_B = \sqrt{2}$, откуда

$$\omega_{в.гр} = \frac{1}{C_0 R_0}.$$

Увеличение частоты $\omega_{в.гр}$ возможно за счет уменьшения величины τ_B . Однако емкость C_0 не может быть значительно снижена, так как она ограничивается междуэлектродными емкостями двух смежных каскадов и емкостью монтажа. Уменьшения же сопротивления R_0 неизбежно сопровождается уменьшением коэффициента усиления K_0 .

3. *Область низших частот.* Если можно было пренебречь сопротивлением емкости C_0 в области средних частот, то тем более можно пренебречь ее влиянием в области низших частот, так как шунтирующее действие емкости ничтожно. Теперь необходимо учесть влияние конденсатора C_2 , так как его сопротивление становится сравнимым с сопротивлением R_H , и напряжение на выходе каскада будет уменьшаться из-за бесполезного падения напряжения на конденсаторе C_2 . С учетом вышесказанного для области низших частот эквивалентная схема примет вид, изображенный на рис. 2.12, в. Из этой схемы находим

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{I} \frac{R'(R_H + 1/j\omega_H C_2)}{R' + R_H + 1/j\omega_H C_2} \cdot \frac{R_H}{R_H + 1/j\omega_H C_2}.$$

Сокращая числитель и знаменатель на $(R_H + 1/j\omega_H C_2)$ и вынося в знаменателе за скобки $(R' + R_H)$, получим:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{I} \frac{R'R_H}{R' + R_H} \cdot \frac{1}{1 + 1/j\omega_H C_2(R' + R_H)}.$$

Учитывая, что $R'R_H / (R' + R_H) = R_0$, а $R_0 \dot{I} / \dot{U}_{\text{вх}} = K_0$, и обозначая $C_2(R' + R_H) = \tau_H$, где τ_H – постоянная времени переходной цепи усилительного каскада, окончательно получим:

$$\dot{K}_B = \frac{K_0}{1 + 1/j\omega_H \tau_H}.$$

Модуль коэффициента усиления

$$K_B = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (1 / \omega_H \tau_H)^2}}.$$

Коэффициент частотных искажений

$$M_H = \frac{K_0}{K_H} = \sqrt{1 + (\omega_B \tau_H)^2}.$$

Тогда нижняя граничная частота, определяемая при $M = \sqrt{2}$,

$$\omega_{H,гр.} = \frac{1}{C_2(R' + R_H)}.$$

Из приведенных выше соотношений, очевидно, что для улучшения частотных свойств усилителя в области низших частот желательно выбирать τ_H как можно большей величины. Однако необходимо учитывать наличие ряда факторов, ограничивающих максимальные величины емкости конденсатора C_2 и сопротивления $(R' + R_H)$. Например, чрезмерное увеличение емкости конденсатора C_2 приводит к увеличению габаритов конденсатора и емкости относительно корпуса. Эта емкость входит в C_0 и увеличивает искажения на высоких частотах.

На основании проведенного анализа, пользуясь приведенными выше выражениями для модуля коэффициента усиления в области средних, высших и низших частот, можно построить частотную характеристику резисторного каскада (см. рис. 2.12, з).

2.2.5. Широкополосный усилитель напряжения

Для улучшения частотной характеристики резисторного усилителя напряжения необходимо, как известно, уменьшать постоянную времени τ_B и увеличивать постоянную времени τ_H . Однако и то и другое встречает известные трудности. На практике улучшение частотной характеристики усилителя достигается введением *корректирующих цепей*. Такая коррекция крайне необходима в импульсных усилителях, которые должны быть обязательно широкополосными.

Низкочастотная коррекция. Наиболее распространена корректирующая цепочка, показанная на рис. 2.13, а и представляющая собой фильтр R_ϕ, C_ϕ , включенный в коллекторную цепь усилителя. Рассмотрим эквивалентную схему выходной цепи усилителя для низших частот (рис. 2.13, б). На средних и высоких частотах полосы пропускания усилителя конденсатор C_ϕ имеет малое сопротивление и шунтирует резистор R_ϕ , вследствие чего корректирующая цепь не влияет на выходное напряжение. С уменьшением частоты сопротивление конденсатора C_ϕ и результирующее сопро-

тивление $R_{\phi} \parallel \frac{1}{j\omega_{\text{в}} C_{\phi}}$ увеличиваются. Это приводит к росту коллекторной

нагрузки и напряжения на зажимах АБ (рис. 2.13, б), в результате чего выходное напряжение схемы $U_{\text{ВЫХ}}$ возрастает, компенсируя снижение напряжения, происходящее за счет увеличения сопротивления разделительного конденсатора C_2 при уменьшении частоты. Такая схема коррекции позволяет расширить полосу пропускания резисторного усилительного каскада в сторону низших частот.

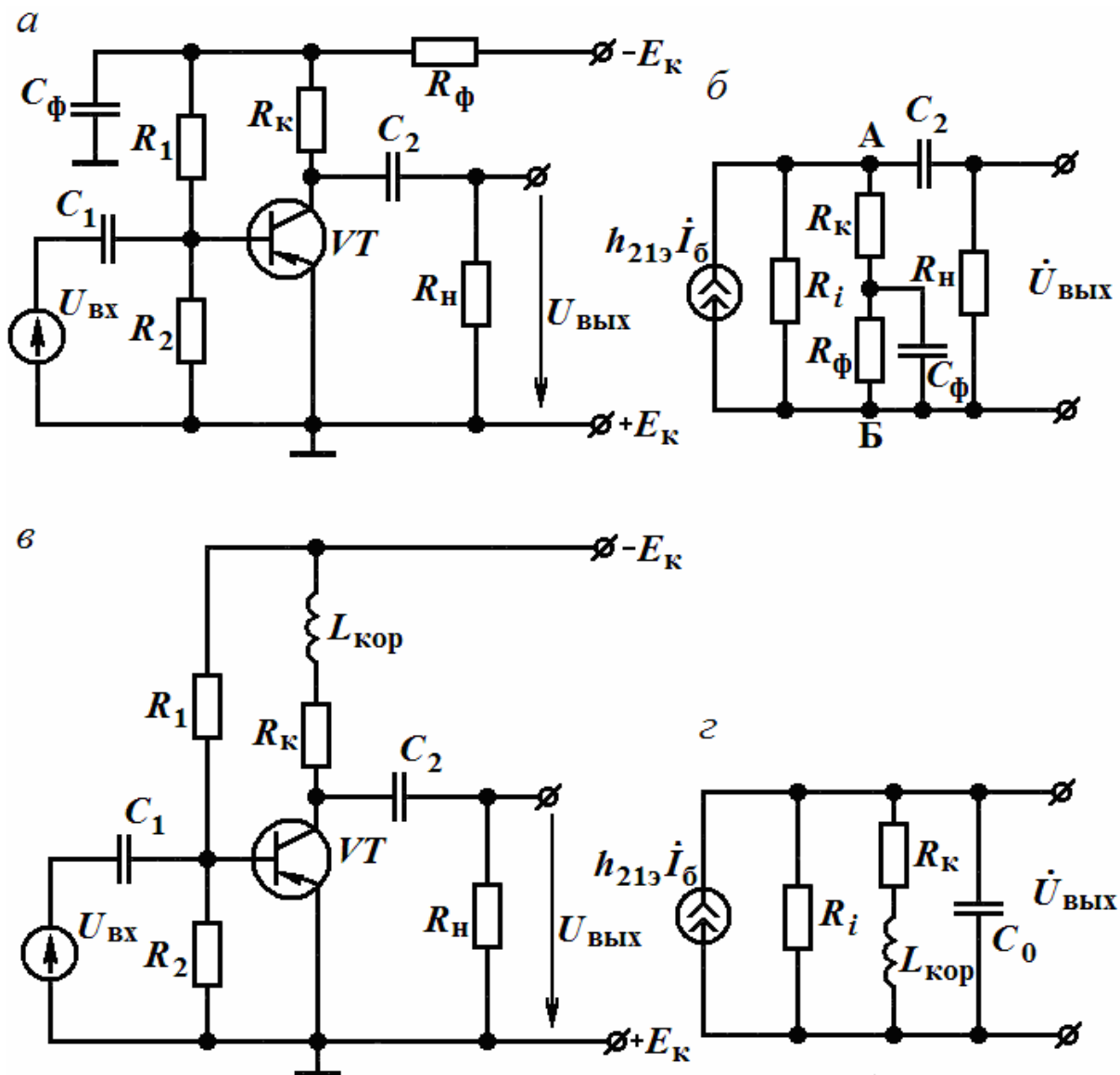


Рис. 2.13. Широкополосный усилитель напряжения:
 а, б – принципиальная и эквивалентная схемы усилителя с низкочастотной коррекцией; в, г – принципиальная и эквивалентная схемы усилителя с высокочастотной коррекцией

Высокочастотная коррекция. Простейший способ высокочастотной коррекции – включение последовательно с резистором $R_{\text{к}}$ корректирующей

индуктивности $L_{кор}$ (рис. 2.13, в), которая образует в эквивалентной схеме выходной цепи усилительного каскада для высоких частот параллельный колебательный контур с емкостью C_0 , нагружающей каскад (рис. 2.13, з). Если выбрать величину $L_{кор}$ такой, чтобы резонансная частота контура находилась вблизи f_B некорректированного усилителя, то в области высоких частот, вследствие высокого резонансного сопротивления контура, будет происходить увеличение сопротивления нагрузки выходной цепи и коэффициента усиления, что компенсирует спад, вызванный влиянием постоянной времени τ_B . Схема коррекции позволяет расширить полосу пропускания резисторного усилительного каскада в сторону высоких частот.

2.2.6. Усилители с обратной связью

Виды обратной связи.

Влияние обратной связи на характеристики усилителя

Обратной связью называют передачу энергии из выходной цепи усилителя во входную. Обычно связь входной и выходной цепей усилителя осуществляется через пассивные элементы. Структурная схема усилителя с обратной связью может быть представлена в виде, показанном на рис. 2.14, где стрелками обозначено направление сигнала. Пассивная цепь, соединяющая выход усилителя с его входом, называется цепью обратной связи. Цепь обратной связи вместе с усилителем, к которому она подключена, образует замкнутый контур, называемый петлей обратной связи.

Различают два вида обратной связи – положительную и отрицательную. На вход усилителя воздействует результирующий сигнал, создаваемый источником возбуждения и цепью обратной связи.

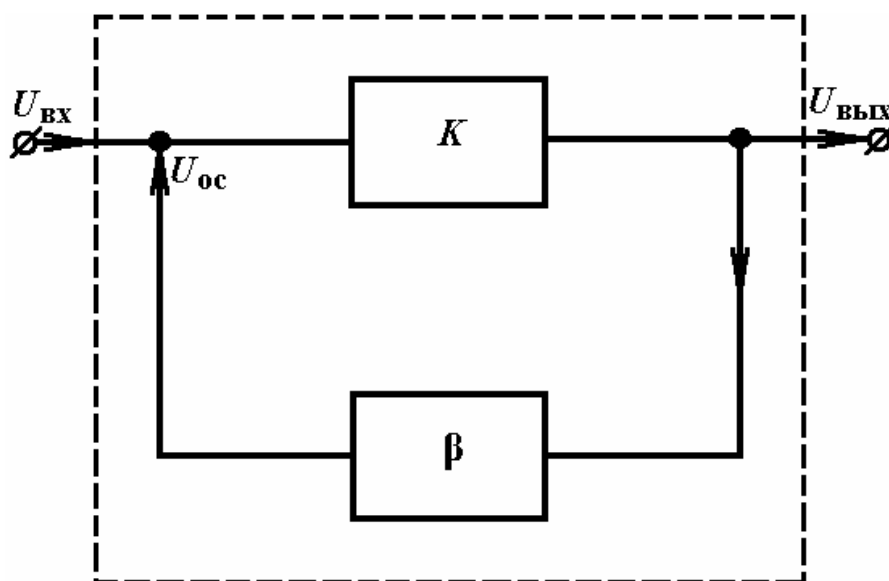


Рис. 2.14. Структурная схема усилителя с обратной связью

Если сигнал с выхода цепи обратной связи и сигнал источника возбуждения совпадают по фазе, связь будет *положительной*. Если рассматриваемые сигналы противофазны, обратная связь будет *отрицательной*. В общем случае, когда между сигналами источника возбуждения и цепи обратной связи существует разность фаз, отличная от 0° или 189° , обратную связь называют **комплексной**. В зависимости от схемы присоединения цепи обратной связи к выходу усилителя различают обратную связь по напряжению и по току, а ко входу – последовательную и параллельную обратную связь. Обратная связь по напряжению характеризуется тем, что выход усилителя, нагрузка и вход цепи обратной связи включены параллельно, а обратная связь по току – тем, что указанные выше элементы включены последовательно (рис. 2.15, *а, б*). В первом случае сигнал на выходе цепи обратной связи зависит от напряжения на нагрузке, во втором случае – от тока нагрузки. При последовательной обратной связи источник возбуждения и выход цепи обратной связи включены последовательно, а при параллельной обратной связи – параллельно (см. рис. 2.15, *в, г*).

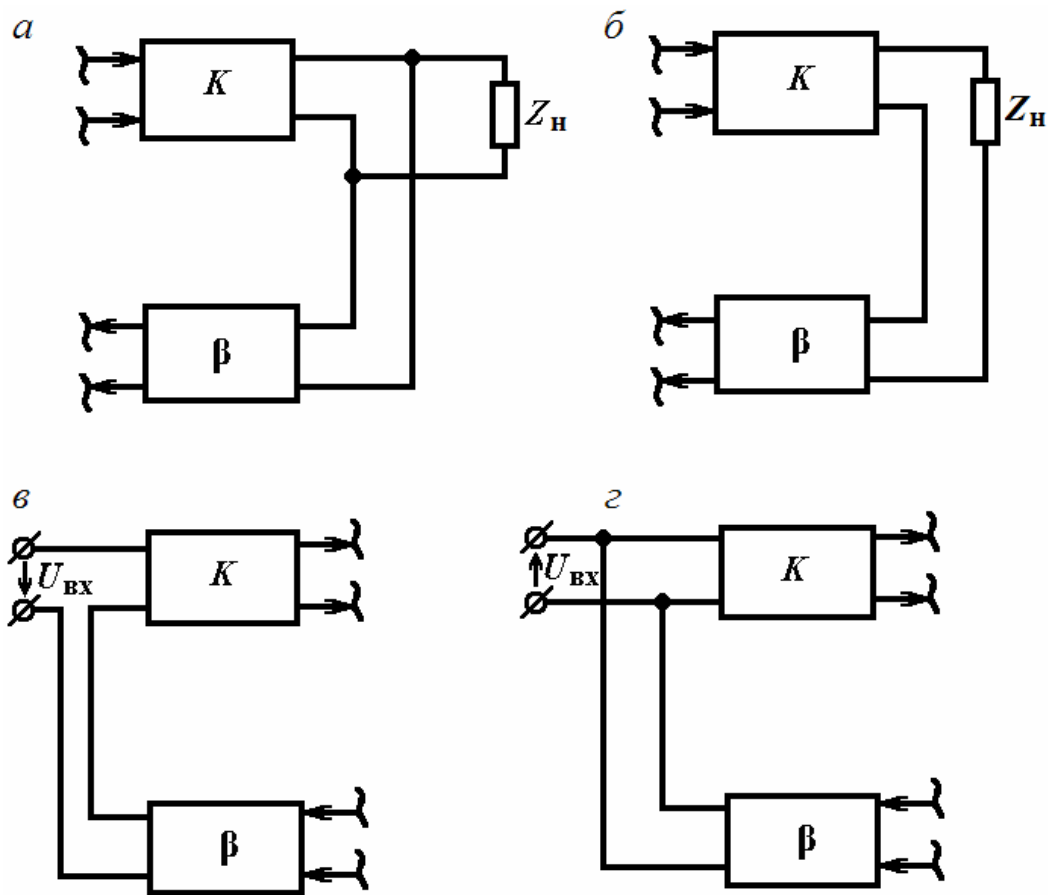


Рис. 2.15. Структурные схемы усилителей с обратной связью:
а – по напряжению; *б* – по току; *в* – последовательной; *г* – параллельной

Наряду со специально вводимыми обратными связями в усилителе могут существовать паразитные обратные связи, создаваемые за счет цепей питания, электростатических и электромагнитных взаимодействий между отдельными каскадами, элементами каскада и т.д. Такие обратные связи являются, как правило, вредными, и необходимо принять меры защиты от них.

Найдем выражение для коэффициента усиления усилителя при наличии обратной связи. Для этого воспользуемся схемой с последовательной обратной связью по напряжению (рис. 2.16).

Введем следующие обозначения: $\dot{U}_{\text{ВХ}}$ – напряжение на входе усилителя с обратной связью; $\dot{U}'_{\text{ВХ}}$ – напряжение на входе усилителя без обратной связи; $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ – напряжение на выходе усилителя; $\dot{U}_{\text{ОС}}$ – напряжение на выходе цепи обратной связи; $\dot{K} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{U}'_{\text{ВХ}}$ – коэффициент усиления усилителя без обратной связи; $\dot{\beta} = \dot{U}_{\text{ОС}} / \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ – коэффициент передачи цепи обратной связи; $\dot{K}_{\text{ОС}} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{U}_{\text{ВХ}}$ – коэффициент усиления усилителя с обратной связью. Напряжение на входе усилителя без обратной связи

$$\dot{U}'_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} + \dot{U}_{\text{ОС}},$$

а напряжения $\dot{U}_{\text{ВХ}}$, $\dot{U}'_{\text{ВХ}}$, $\dot{U}_{\text{ОС}}$ и $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ связаны соотношением

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{K} \dot{U}'_{\text{ВХ}} = \dot{K} (\dot{U}_{\text{ВХ}} + \dot{U}_{\text{ОС}}) = \dot{K} (\dot{U}_{\text{ВХ}} + \dot{\beta} \dot{U}_{\text{ВЫХ}}),$$

Откуда

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} (1 - \dot{K}\dot{\beta}) = \dot{K} \dot{U}_{\text{ВХ}}; \quad \dot{K}_{\text{ОС}} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{\beta}}.$$

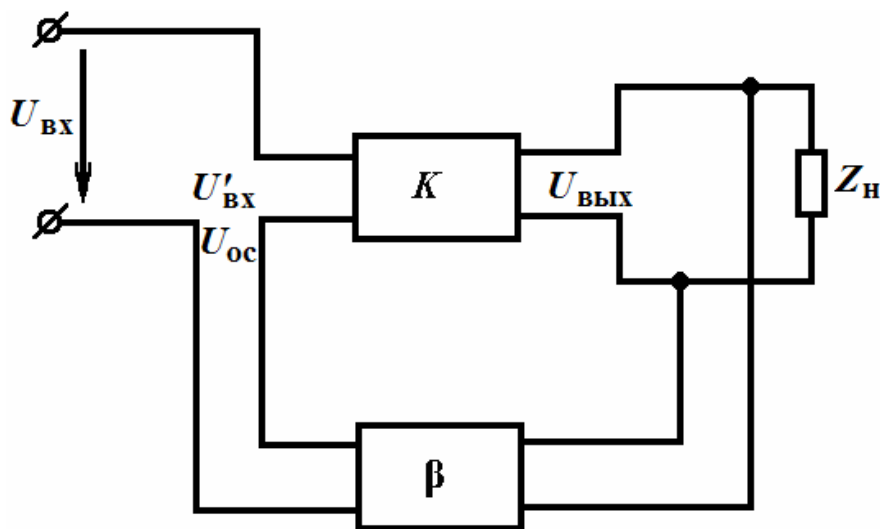


Рис. 2.16. Структурная схема усилителя с последовательной обратной связью по напряжению

Найдем условия, при которых обратная связь становится положительной или отрицательной. Обозначив фазовый сдвиг в усилителе φ_K , в цепи обратной связи φ_β и в петле обратной связи φ , получим $\beta\dot{K} = \beta K e^{j\varphi}$, где $\varphi = \varphi_K + \varphi_\beta$. Тогда выражение для коэффициента усиления имеет вид

$$\dot{K}_{oc} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta K (\cos \varphi + j \sin \varphi)}.$$

Для положительной обратной связи $\varphi = 0$ и коэффициент усиления

$$\dot{K}_{oc(+)} = \frac{\dot{K}}{1 - \beta K}.$$

Из формулы следует, что введение положительной обратной связи (при $K\beta < 1$) увеличивает коэффициент усиления усилителя. Однако при $K\beta = 1$ коэффициент усиления становится равным бесконечности, а при $K\beta > 1$ – даже отрицательным. Физически это означает, что при отсутствии напряжения на входе усилителя имеется некоторое напряжение на его выходе. Усилитель перестает быть усилителем и превращается в генератор. Как говорят, усилитель самовозбуждается. Явление самовозбуждения используется в генераторах, в усилителях необходимо предотвратить самовозбуждение.

Для отрицательной обратной связи $\varphi = 180^\circ$ и коэффициент усиления

$$\dot{K}_{oc(-)} = \frac{\dot{K}}{1 + \beta K}.$$

Из формулы следует, что в усилителе с отрицательной обратной связью коэффициент усиления уменьшается. Это является недостатком отрицательной обратной связи. Однако, несмотря на этот недостаток, наибольшее распространение в усилителях получила отрицательная обратная связь. Это объясняется тем, что в усилителе с отрицательной обратной связью оказывается возможным улучшить ряд качественных показателей и, прежде всего, повысить стабильность коэффициента усиления.

Считая коэффициент передачи β постоянным, а коэффициент усиления K меняющимся, найдем изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью, используя выражение

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

$$dK_{oc} = \frac{(1 + \beta K)dK - \beta K dK}{(1 + \beta K)^2}.$$

Поделив правую и левую части на K_{oc} и выполнив некоторые преобразования, получим:

$$\frac{dK_{oc}}{K_{oc}} = \frac{1}{1 + \beta K} \frac{dK}{K}.$$

Из последнего выражения следует, что относительная нестабильность коэффициента усиления с отрицательной обратной связью в $1 + \beta K$ раз меньше относительной нестабильности коэффициента усиления усилителя без обратной связи.

Изменение коэффициента усиления может быть вызвано следующими причинами:

а) изменением питающих напряжений, параметров транзисторов, что приводит к временной нестабильности;

б) изменением частоты усиливаемого сигнала, вызывающим частотные искажения в усилителе;

в) изменением амплитуды усиливаемого сигнала, создающим нелинейные искажения;

д) другими причинами.

Так как нестабильность коэффициента усиления в усилителе с отрицательной обратной связью уменьшается независимо от причин, ее вызывающих, то временная нестабильность такого усилителя, линейные и нелинейные искажения в нем будут меньше, чем в усилителе без обратной связи. Тогда динамический диапазон усилителя, определяемый по амплитудной характеристике, станет больше, а частотная характеристика – шире.

Обратная связь изменяет также входное и выходное сопротивления усилителя.

Термостабилизация рабочей точки усилителя на биполярном транзисторе

В ранее рассмотренных схемах резисторного усилителя напряжения на биполярном транзисторе (см. рис. 2.4, а, б) положение рабочей точки на динамической входной характеристике транзистора стабильно при изменении окружающей температуры, а на динамической выходной характеристике транзистора, напротив, нестабильно. При изменении температуры будет изменяться постоянный ток коллектора $I_{к.р.т.}$ и рабочая точка будет перемещаться по динамической выходной характеристике транзистора: при этом нормальная работа усилителя может нарушиться, в результате появляются нелинейные искажения, причем основным дестабилизирующим фактором для тока $I_{к.р.т.}$ является изменение обратного тока коллекторного перехода $I_{к0}$. Для количественной оценки нестабильности тока $I_{к.р.т.}$ от приращения тока $I_{к0}$, вызываемого изменением температуры, вводят коэффициент нестабильности

$$S = \frac{\partial I_{к.р.т.}}{\partial I_{к0}}$$

Для биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером,

$$I_{\text{к.р.т.}} = \beta I_{\text{б0}} + (\beta + 1) I_{\text{к0}}.$$

Тогда

$$S_3 = \beta + 1.$$

Чем меньше коэффициент нестабильности, тем устойчивее работает схема при изменении температуры. Для обеспечения нормальной работы усилителя на биполярном транзисторе необходимо предусмотреть меры стабилизации рабочей точки. В схеме с идеальной термостабилизацией коэффициент $S = 1$.

Простейшей схемой стабилизации является схема с коллекторной стабилизацией, изображенная на рис. 2.17, а, в которой стабилизация рабочей точки осуществляется параллельной отрицательной обратной связью по напряжению, снимаемой с коллектора транзистора. Эта схема отличается от схемы резисторного усилителя напряжения с фиксированным током базы (см. рис. 2.4, а) лишь тем, что резистор R_6 подключен не к источнику питания, а к коллектору транзистора. Постоянный ток базы в этой схеме $I_{\text{б0}} \approx U_{\text{к0}}/R_6$. При возрастании тока $I_{\text{к.р.т.}}$ вследствие повышения окружающей температуры увеличивается по модулю напряжение на резисторе R_6 и соответственно уменьшается по модулю напряжение $U_{\text{к0}}$, а следовательно, и ток базы $I_{\text{б0}}$. Это приводит к снижению тока $I_{\text{к.р.т.}}$. В результате ток $I_{\text{к.р.т.}}$ меняется незначительно. Чтобы переменная составляющая коллекторного напряжения не попадала в цепь базы, т.е. для исключения отрицательной обратной связи по переменному току, резистор R_6 делят на два и среднюю точку через блокирующий конденсатор соединяют с общим проводом. Такая схема изображена на рис. 2.17, б. Большим недостатком схемы является то, что степень стабилизации и положение рабочей точки определяются одним и тем же элементом схемы – резистором R_6 . Схема дает хорошие результаты при значительном сопротивлении резистора R_6 . Это условие часто не выполняется, и степень стабилизации оказывается невысокой.

Более высокую стабильность рабочей точки обеспечивает схема с эмиттерной стабилизацией (см. рис. 2.17, в). Эта схема отличается от схемы резисторного усилителя напряжения с фиксированным напряжением базы (см. рис. 2.4, б) тем, что в цепь эмиттера введена цепь R_3, C_3 . Здесь стабилизация осуществляется отрицательной обратной связью по постоянному току, снимаемой с резистора R_3 . Для устранения обратной связи по переменному току резистор R_3 шунтируют конденсатором C_3 большой емкости. Напряжение смещения $U_{\text{б0}}$ в схеме

$$U_{\text{б0}} = -U_{R_2} + U_{R_3} = -\frac{E_{\text{к}} R_2}{R_1 + R_2} + R_3 (I_{\text{к.р.т.}} + I_{\text{б0}}).$$

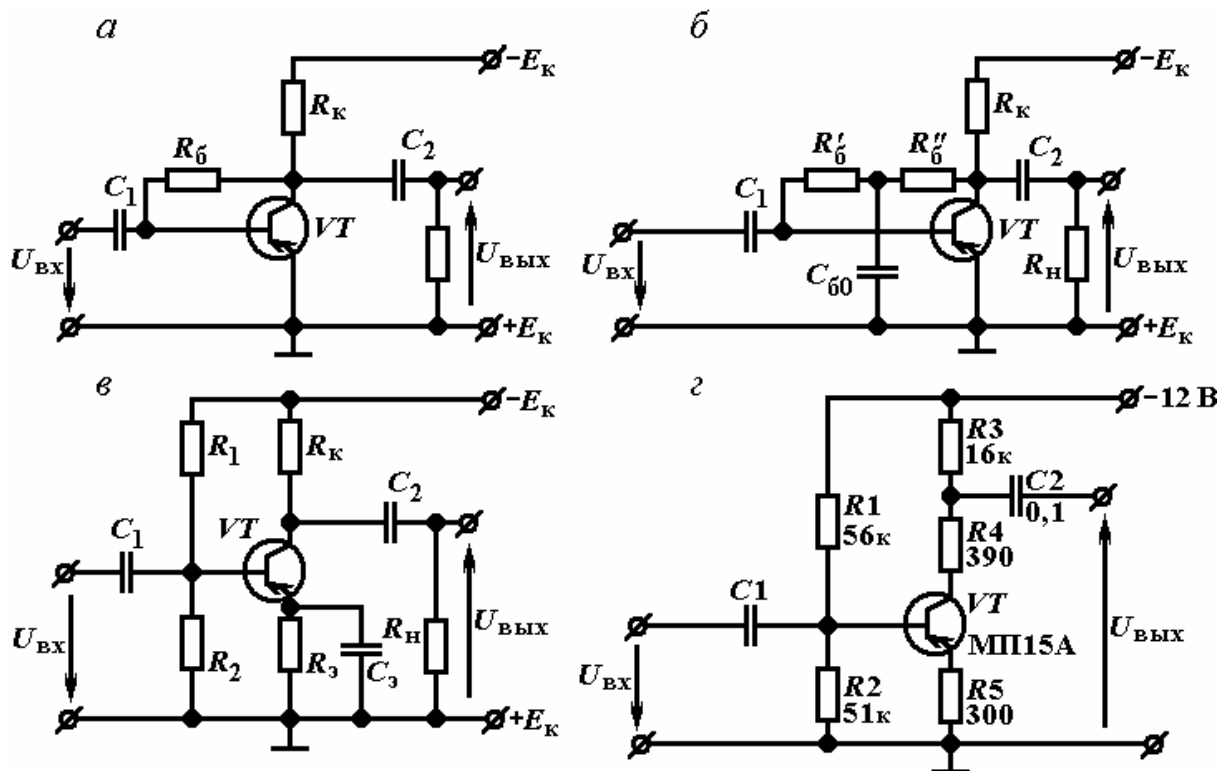


Рис. 2.17. Схемы резисторных усилителей с термостабилизацией рабочей точки: а, б – схемы с коллекторной стабилизацией; в – схема с эмиттерной стабилизацией; г – схема из радиоэлектронного изделия

При увеличении тока $I_{к.р.т}$ (из-за повышения температуры) возрастает напряжение на резисторе R_3 . Это вызывает уменьшение по модулю отрицательного напряжения смещения U_{60} , а следовательно, уменьшение тока $I_{к.р.т}$. Коэффициент нестабильности для этой схемы

$$S = \frac{\beta}{1 + \beta \frac{R_3}{R_3 + R_d}},$$

где $R_d = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

Обычно значением коэффициента S задаются в пределах от 2 до 5 для рассматриваемой схемы. К недостаткам схемы следует отнести уменьшение напряжения $U_{к0}$ за счет падения напряжения на резисторе R_3 , что особенно проявляется при большом сопротивлении резистора.

Резисторный усилитель напряжения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки находит широкое применение в автоматике и в информационных системах. На рис. 2.17,г изображена схема этого усилителя из электронного изделия. Схема идентична рассмотренной выше схеме усилителя. Только выходное напряжение снимается с части коллекторной нагрузки, и в цепи эмиттера действует последовательная отрицательная обратная связь по переменному току.

На рис. 2.18 показана схема резисторного усилителя напряжения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки, выполненная на интегральной микросхеме типа К2УБ241.

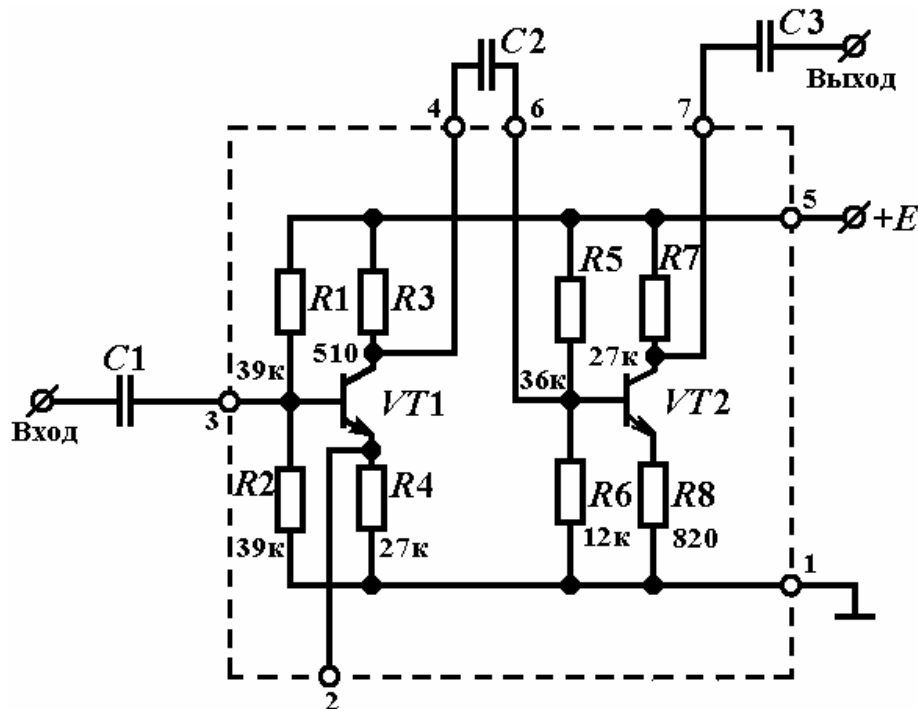


Рис. 2.18. Схема резисторного усилителя напряжения на интегральной микросхеме типа К2УБ241

Схема представляет собой двухкаскадный усилитель на транзисторах типа $n-p-n$. В схеме отсутствуют конденсаторы в цепях эмиттеров транзисторов, так как емкость их должна быть значительной, а получение таких конденсаторов в интегральных схемах затруднительно. Следовательно, в усилителе имеется отрицательная обратная связь по переменному току. По той же причине разделительные конденсаторы отсутствуют в микросхеме и подключаются к специально предусмотренным выводам.

2.2.7. Эмиттерный повторитель (усилитель мощности)

В эмиттерном повторителе в отличие от рассмотренных ранее усилительных каскадов нагрузка включается не в цепь коллектора, а в цепь эмиттера (резистора R_3 на рис. 2.19, а). С резистора R_3 снимается выходное напряжение. Эмиттерный повторитель работает в режиме класса А; напряжение смещения, определяющее рабочую точку, создается фиксированным напряжением на участке «база – эмиттер» (делитель R_1, R_2).

В дальнейшем будет показано, что в эмиттерном повторителе выходное напряжение совпадает по фазе с входным (относительно общего провода). Тогда, как видно из схемы, на участке «база – эмиттер» входное и выходное напряжения оказываются в противофазе ($U_6 = U_{вх} - U_{вых}$), т.е. в

схеме действует последовательная отрицательная обратная связь по напряжению, коэффициент передачи которой $\beta = U_{oc}/U_{вых} = 1$.

Рассмотрим основные параметры эмиттерного повторителя.

По аналогии с ранее рассмотренным материалом изобразим эквивалентную схему эмиттерного повторителя для выходной цепи применительно к области средних частот (см. рис. 2.19, б). Из эквивалентной схемы имеем

$$I_{\bar{6}} = \frac{U_{вх} - U_{вых}}{h_{11\bar{6}}}; U_{вых} = h_{21\bar{6}} I_{\bar{6}} \frac{R_i R'_3}{R_i + R'_3} \approx h_{21\bar{6}} \frac{U_{вх} - U_{вых}}{h_{11\bar{6}}} R'_3,$$

где

$$R'_3 = R_3 R_H / (R_3 + R_H),$$

откуда
$$U_{вых} = \frac{h_{21\bar{6}} R'_3}{h_{11\bar{6}} + h_{21\bar{6}} R'_3} U_{вх}; K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{h_{21\bar{6}} R'_3}{h_{11\bar{6}} + h_{21\bar{6}} R'_3}.$$

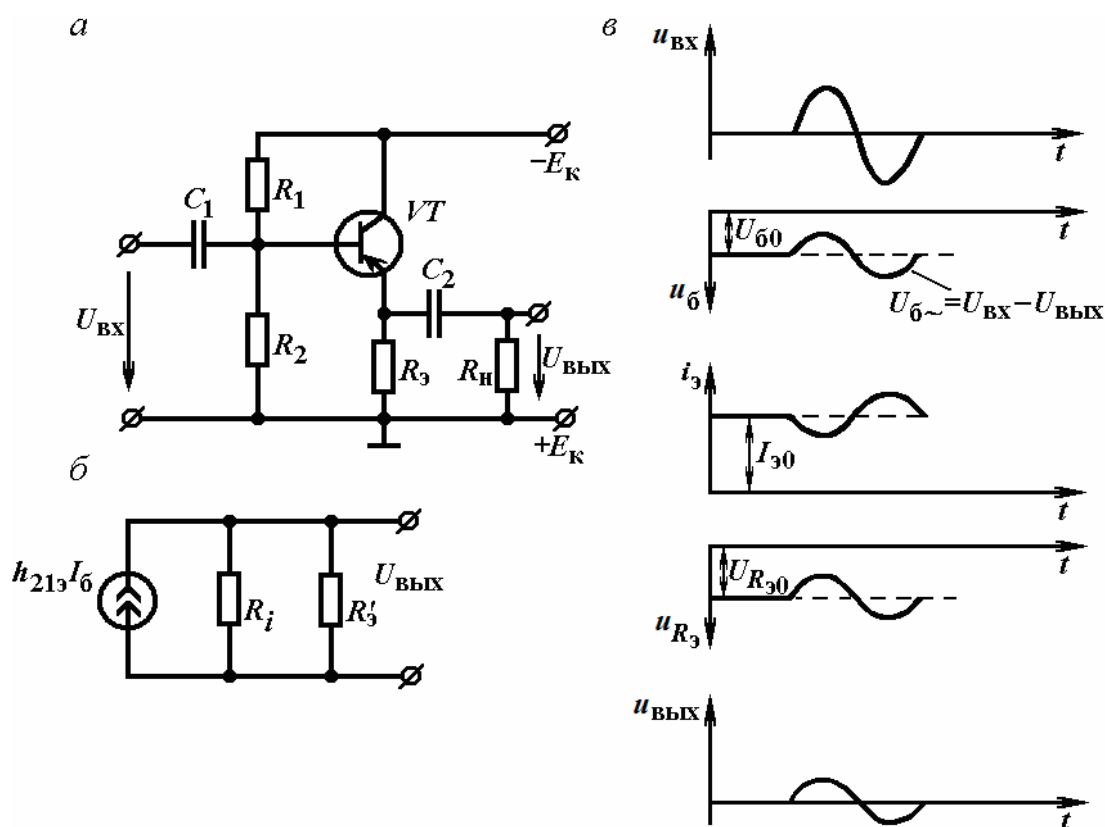


Рис. 2.19. Эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе: а – схема; б – эквивалентная схема в области средних частот; в – временные графики напряжений и тока

Как следует из формулы, коэффициент усиления по напряжению анализируемой схемы меньше единицы. Но он очень близок к единице, так как $h_{11\bar{6}} \ll h_{21\bar{6}} R'_3$, т.е. схема повторяет на выходе входное напряжение.

Можно показать, что коэффициент усиления по току в области средних частот $K_i = h_{21\bar{6}} + 1$. Следовательно, эмиттерный повторитель усиливает по

току и по мощности, так как коэффициент усиления по мощности значительно больше единицы.

$$K_p = K \cdot K_i \gg 1.$$

Анализ показывает, что на средних частотах входное (без учета делителя R_1, R_2) и выходное сопротивления эмиттерного повторителя соответственно равны:

$$R_{\text{вх}} \approx (h_{21э} + 1)R'_э; R_{\text{вых}} \approx r_э + \frac{r_э + R_{\text{и}}}{1 + h_{21э}},$$

где $r_э$ – сопротивление базы транзистора;

$R_э$ – сопротивление эмиттерного $p - n$ –перехода транзистора;

$R_{\text{и}}$ – внутреннее сопротивление источника входного сигнала.

С учетом делителя входное сопротивление

$$R'_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}R_{\text{д}}/(R_{\text{вх}} + R_{\text{д}}),$$

где $R_{\text{д}} = R_1R_2/(R_1 + R_2)$.

Эмиттерный повторитель имеет высокое входное сопротивление (единицы – десятки кОм) и малое выходное сопротивление (десятки Ом).

Следует подчеркнуть, что эмиттерный повторитель обладает всеми положительными свойствами усилителя с отрицательной обратной связью.

Рассмотрим принцип действия схемы (см. временные графики на рис. 2.19, в). При подаче положительного входного сигнала на базу транзистора последний прикрывается, ток эмиттера уменьшается, и падает по модулю напряжение на резисторе $R_э$, т.е. на выходе появляется положительное выходное напряжение. Следовательно, эмиттерный повторитель не поворачивает фазу выходного сигнала.

Все усилители, в том числе и эмиттерный повторитель, обеспечивают усиление мощности сигнала, но собственно усилителем мощности обычно называют усилитель, который должен отдать в нагрузку $R_{\text{н}}$ требуемую мощность.

Усилители мощности обычно используются в качестве выходного (оконечного) каскада усилительного устройства (например, оконечный каскад УНЧ в радиоприемнике). В этом случае сопротивление нагрузки усилителя мощности (например, омическое сопротивление катушки динамика) обычно мало. Известно, что усилитель отдает в нагрузку максимальную мощность при равенстве выходного сопротивления усилителя сопротивлению нагрузки, что легко выполняется при применении эмиттерного повторителя, обладающего малым выходным сопротивлением. Поэтому эмиттерный повторитель широко используется в устройствах в качестве выходного (оконечного) каскада – усилителя мощности при работе на низкоомную нагрузку.

Кроме того, эмиттерный повторитель применяется в качестве входного каскада, обладающего большим входным сопротивлением, и промежуточ-

ного каскада в случае необходимости согласования высокого выходного сопротивления с малым входным сопротивлением.

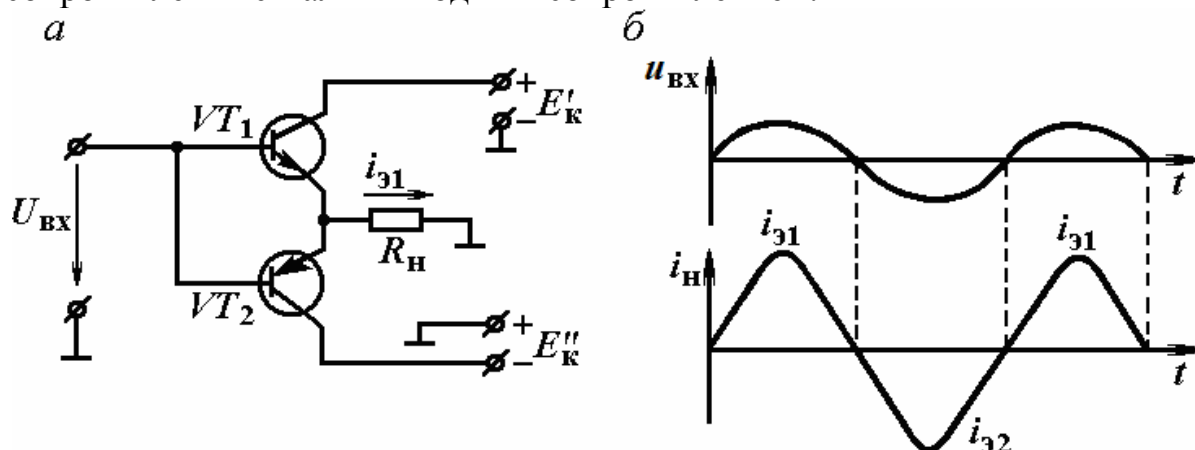


Рис. 2.20. Схема двухтактного усилителя мощности (а), временные графики (б)

На основе эмиттерного повторителя может быть собран двухтактный усилитель мощности, представляющий собой два эмиттерных повторителя (два однотактных усилителя), работающих на общую нагрузку (рис. 2.20, а). Транзисторы в этом усилителе разного типа проводимости и работают в режиме класса В, что позволяет резко увеличить к.п.д. усилителя. В схеме нагрузка R_H подключена непосредственно в цепь эмиттеров транзисторов. Когда входной сигнал отсутствует, оба транзистора закрыты. При подаче положительного входного сигнала $u_{вх}$ открывается транзистор VT_1 , и через R_H течет ток эмиттера $i_{э1}$ в направлении, указанном стрелкой. При подаче отрицательного сигнала $u_{вх}$ открывается транзистор VT_2 , и ток в нагрузке меняет свое направление (ток эмиттера $i_{э2}$). На рис. 2.20, б изображены временные графики для двухтактного усилителя.

2.2.8. Фазиинверсные усилители

Часто возникает необходимость получения двух равных и противофазных напряжений, которые используются для возбуждения двухтактных усилителей, для отклонения луча в электронно-лучевых трубках и во многих других случаях. Сравнительно легко получить равные и противофазные напряжения с помощью трансформатора. Однако применение трансформаторов в усилителях нежелательно, так как они увеличивают вес, габариты и ограничивают частотный диапазон усилителей.

Усилительные схемы, называемые фазиинверсными, обеспечивают возможность получения равных и противофазных напряжений без применения трансформаторов. Ниже рассматриваются наиболее часто встречающиеся схемы: каскад с разделенной нагрузкой и парафазный усилительный каскад.

Каскад с разделенной нагрузкой. В каскаде с разделенной нагрузкой (рис. 2.21) сопротивление нагрузки транзистора разделено на две части R_k и R_3 , одна из которых включается в коллектор транзистора, а другая – в эмиттер.

Выходные напряжения снимаются в схеме относительно земли с коллектора транзистора (коллекторный выход) и с эмиттера (эмиттерный выход). На эмиттерном выходе напряжение $U_{\text{ВЫХ2}}$ находится в фазе с входным сигналом, на коллекторном $U_{\text{ВЫХ1}}$ – в противофазе.

При коллекторном выходе фазоинверсный каскад аналогичен резисторному усилительному каскаду с эмиттерной стабилизацией рабочей точки и с дополнительной отрицательной обратной связью по переменному току.

При эмиттерном выходе фазоинверсный каскад практически аналогичен эмиттерному повторителю.

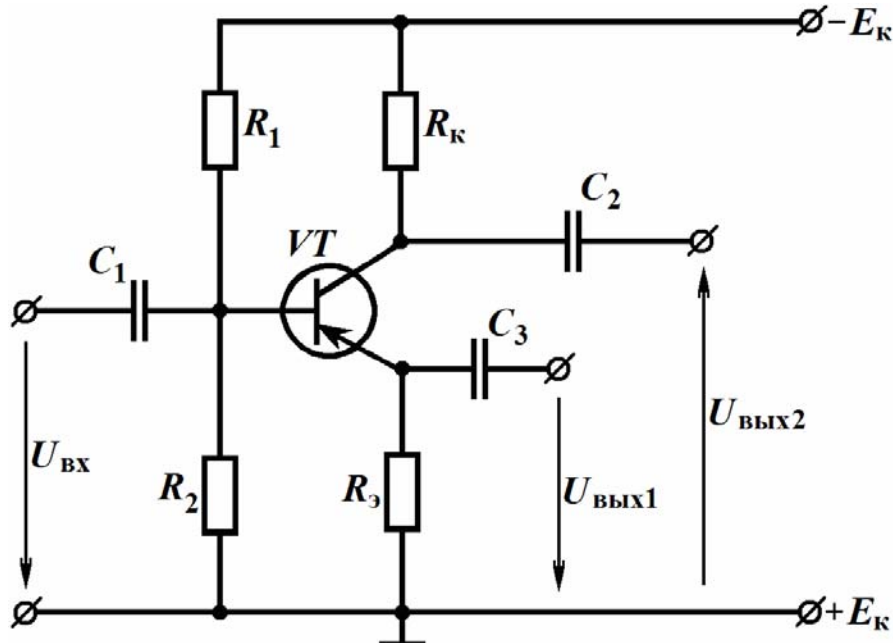


Рис. 2.21. Схема фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой

Коэффициенты усиления по напряжению на средних частотах соответственно по коллекторному и эмиттерному выходам равны:

$$K_1 = \frac{U_{\text{ВЫХ1}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{h_{21э} \cdot R_k}{R_{\text{и}} + (h_{11э} + R_3)(h_{21э} + 1) + r_6},$$

$$K_2 = \frac{U_{\text{ВЫХ2}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{(h_{21э} + 1) \cdot R_3}{R_{\text{и}} + (h_{11э} + R_3)(h_{21э} + 1) + r_6},$$

где $R_{\text{и}}$ – внутреннее сопротивление источника входного сигнала;

$h_{11э}$ – сопротивление эмиттерного $p-n$ -перехода транзистора;

r_6 – сопротивление базы транзистора;

$h_{21э}$ – статический коэффициент усиления по току.

Для обеспечения равенства K_1 и K_2 резисторы R_k и $R_э$ должны быть выбраны из условия $K_1 = K_2$ или $h_{21э}R_k = (h_{21э} + 1)R_э$. Если $h_{21э} \gg 1$, то $R_k = R_э$.

Из вышеприведенных соотношений видно, что коэффициент усиления по напряжению каскада с разделенной нагрузкой при $R_k = R_э$ для каждого выхода меньше единицы. Коэффициент усиления по току и мощности для каждого выхода каскада с разделенной нагрузкой значительно больше единицы.

Парафазный усилительный каскад. Парафазным усилительным каскадом называют фазоинверсный каскад с эмиттерной связью, на выходе которого создаются симметричные относительно земли напряжения. Рассмотрим парафазный усилительный каскад (рис. 2.22), в схеме которого используются два усилительных элемента.

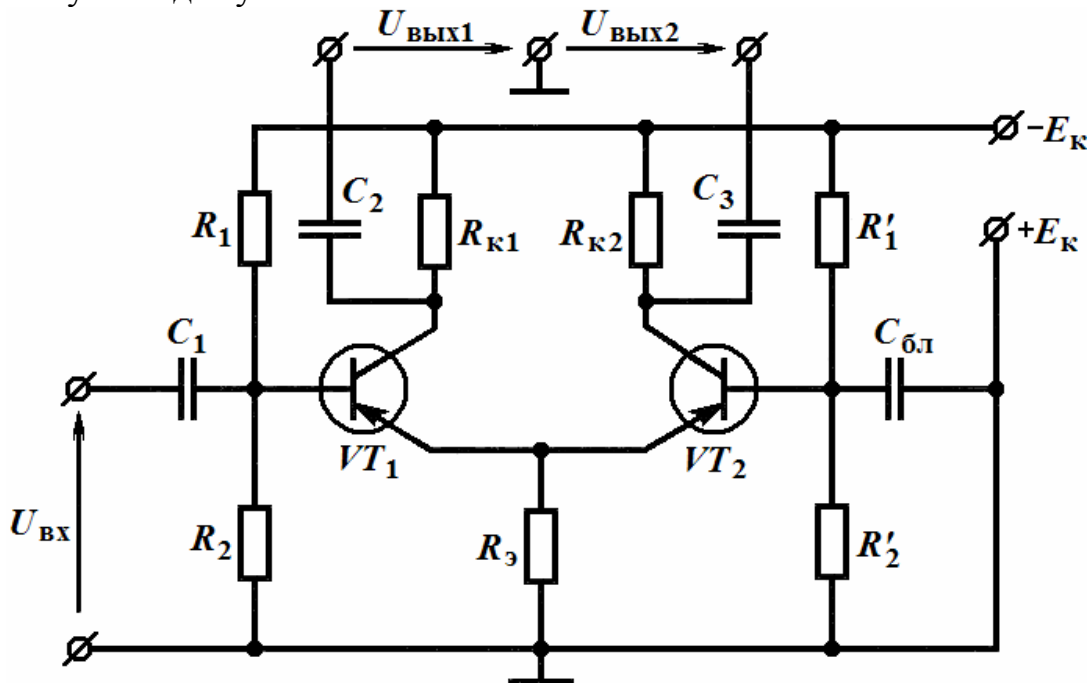


Рис. 2.22. Принципиальная схема парафазного усилительного каскада

Подлежащий усилению сигнал $U_{вх}$ действует между базой первого транзистора VT_1 , включенного по схеме с общим эмиттером, и землей. На транзисторе VT_1 собран резисторный усилитель напряжения с эмиттерной стабилизацией рабочей точки, в котором дополнительно имеется отрицательная обратная связь по переменному току, обусловленная эмиттерным резистором $R_э$. Это первое плечо парафазного каскада. Резистор $R_э$, общий для обоих плеч каскада, является элементом связи. Выделенное на нем переменное напряжение $U_{ос}$ действует между базой и эмиттером транзистора VT_2 (второе плечо) и является напряжением возбуждения второго резисторного усилителя напряжения. Транзистор VT_2 включен по схеме с об-

щей базой, так как его база соединена по переменному току с землей через блокировочный конденсатор $C_{бл}$. Легко убедиться, что напряжения возбуждения транзисторов, стоящих в разных плечах каскада, противофазны и поэтому выходные напряжения, снимаемые относительно земли с коллекторов транзисторов, также противофазны. При соответствующем подборе элементов схемы и ее режима можно обеспечить и равенство выходных напряжений $U_{вых1} = U_{вых2}$. В отличие от вышеприведенной схемы каскада с разделенной нагрузкой, в парафазном усилителе коэффициенты усиления по напряжению плеч усилителя значительно больше единицы.

2.2.9. Избирательные усилители

Основные свойства и применение избирательных усилителей

Избирательными называют усилители, усиливающие сигналы в относительно узкой полосе частот с целью отделения сигналов в нужной полосе частот от сигналов помех других частот. Их главным свойством является избирательность.

АЧХ подобных усилителей имеет резко выраженные спады с обеих сторон полосы пропускания.

Избирательные усилители можно разделить на три группы:

а) резонансные, использующие частотно-зависимую нагрузку; в качестве такой нагрузки обычно применяют параллельный контур, настроенный на частоту усиливаемого сигнала;

б) полосовые, нагрузкой которых служит полосовой фильтр;

в) усилители с частотно-зависимой отрицательной обратной связью, в которых используются избирательные RC -цепи для осуществления обратной связи.

Последние усилители используются сравнительно редко, главным образом, для усиления сигналов с частотами от единиц Гц до десятков кГц.

На наиболее высоких частотах порядка сотен кГц и выше применяются резонансные и полосовые усилители (усилители радиочастоты). Резонансные усилители предназначены для усиления напряжения модулированных колебаний высокой частоты (радиосигналов) и обеспечения необходимых избирательных свойств радиоприемного устройства, а также для усиления мощности высокочастотных колебаний в радиопередающем устройстве. Полосовые усилители применяются в основном для усиления напряжения промежуточной частоты в супергетеродинных приемниках.

Резонансные и полосовые усилители напряжения

Наиболее простые схемы резонансного усилителя напряжения приведены на рис. 2.23, а, б. В усилителе на биполярном транзисторе (см. рис. 2.23, а) в коллекторную цепь транзистора вместо резистора R_k включен параллель-

ный колебательный контур. Назначение остальных элементов схемы было рассмотрено ранее при анализе работы однокаскадного резисторного усилителя напряжения. АЧХ усилителя в основном будет определяться зависимостью сопротивления контура от частоты сигнала. Аналогичная схема резонансного усилителя напряжения на полевом транзисторе (см. рис. 2.23, б).

В соответствии с ранее принятой методикой можно заменить биполярный транзистор генератором тока $h_{213}I_{\delta}$ с внутренним сопротивлением $R_i = 1/h_{223}$ и изобразить эквивалентную схему по переменному току выходной цепи резонансного усилителя на биполярном транзисторе (см. рис. 2.23, в). Эквивалентная схема усилителя на полевом транзисторе аналогична и здесь не приведена. Поэтому можно ограничиться анализом частотной характеристики резонансного усилителя на биполярном транзисторе.

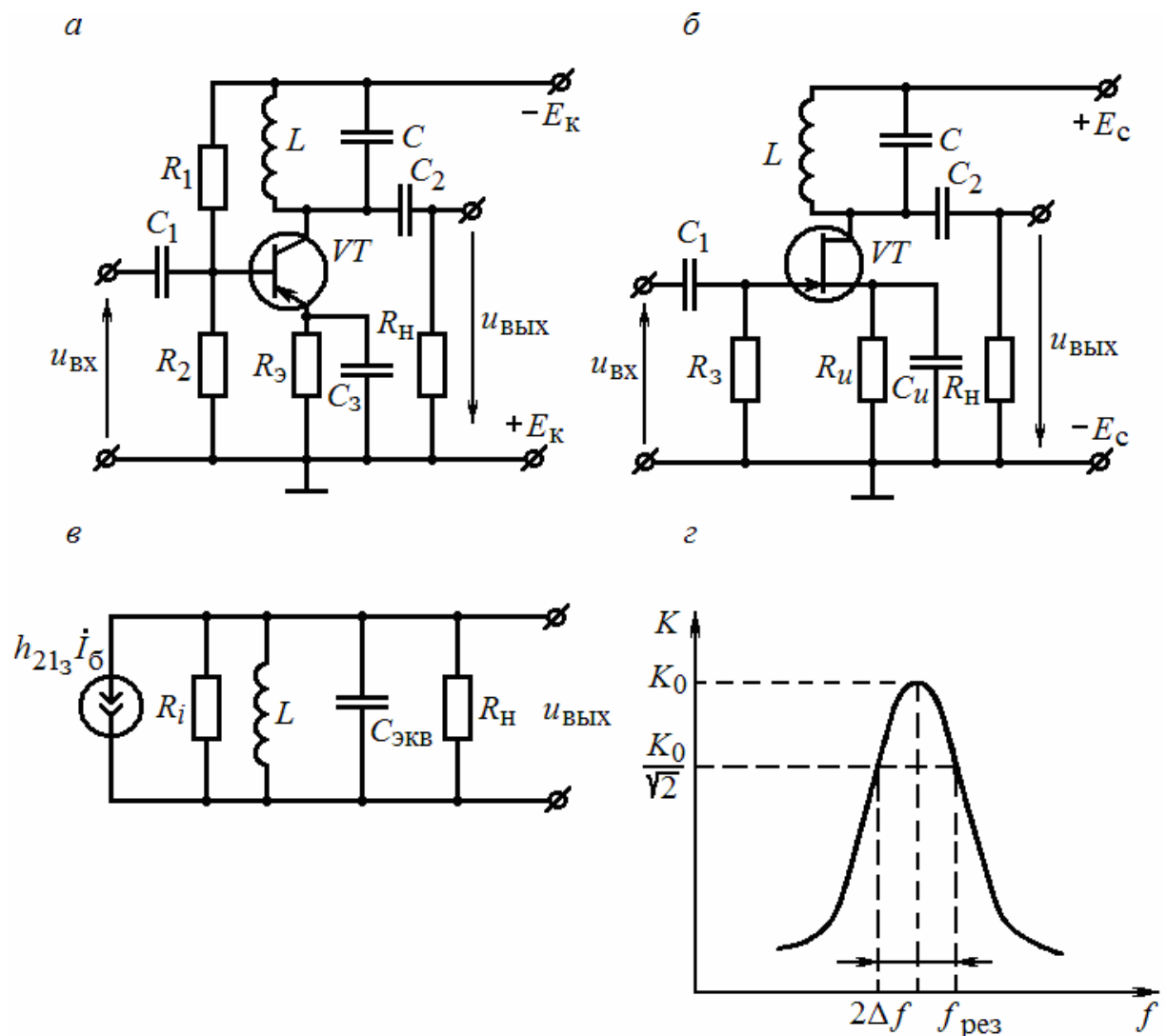


Рис. 2.23. Схемы резонансного усилителя напряжения: а – на биполярном транзисторе; б – на полевом транзисторе; эквивалентная схема резонансного усилителя напряжения на биполярном транзисторе (в); АЧХ резонансного усилителя напряжения (г)

В эквивалентной схеме не показаны сопротивление потерь R в контуре и внутренняя обратная связь из цепи коллектора транзистора в цепь базы, о влиянии которой будет показано ниже. В этой схеме емкость $C_{\text{ЭКВ}}$ представляет собой полную емкость контура и равна $C_{\text{ЭКВ}} = C + C_{\text{ВЫХ}} + C_{\text{М}} + C_{\text{Н}}$, где C – емкость конденсатора контура; $C_{\text{ВЫХ}}$ – выходная емкость транзистора, $C_{\text{М}}$ – емкость монтажа, $C_{\text{Н}}$ – емкость нагрузки.

Найдем полное выходное сопротивление усилителя $\dot{Z}_{\text{ВЫХ}}$. Обозначив

$$R'_i = R_i R_{\text{Н}} / (R_i + R_{\text{Н}}),$$

получим:

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} = R'_i \dot{Z}_{\text{К}} / (R'_i + \dot{Z}_{\text{К}}),$$

где $\dot{Z}_{\text{К}}$ – сопротивление контура. Можно показать, что сопротивление

$$\dot{Z}_{\text{К}} = R_{\text{к.рез}} / (1 + j2Q\xi),$$

где $R_{\text{к.рез}}$ – сопротивление контура при резонансе, $R_{\text{к.рез}} = Q^2 R$;

Q – добротность контура;

R – сопротивление потерь в контуре;

ξ – относительная расстройка контура, $\xi = (f - f_{\text{рез}}) / f_{\text{рез}} = \Delta f / f_{\text{рез}}$.

Тогда

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} = \frac{R'_i R_{\text{к.рез}}}{1 + j2Q\xi} / \left(R'_i + \frac{R_{\text{к.рез}}}{1 + j2Q\xi} \right) = \frac{R'_i R_{\text{к.рез}}}{R'_i + j2Q\xi R'_i + R_{\text{к.рез}}}.$$

Разделив числитель и знаменатель на $(R'_i + R_{\text{к.рез}})$, получим:

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1 + \frac{j2Q\xi R'_i}{R'_i + R_{\text{к.рез}}}} = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{1 + j2Q'\xi},$$

где сопротивление $R_{\text{ЭКВ}} = R'_i + R_{\text{к.рез}} / (R'_i + R_{\text{к.рез}})$; приведенная добротность $Q' = Q / (1 + R_{\text{к.рез}} / R'_i + R_{\text{к.рез}} / R_{\text{Н}})$.

Выходное напряжение схемы

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = h_{21э} \dot{I}_{\text{Б}} \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} = \frac{h_{21э} \dot{U}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_{\text{ВЫХ}}}{h_{11э}} = y_{21э} \dot{U}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_{\text{ВЫХ}}.$$

Коэффициент усиления резонансного усилителя

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = y_{21э} \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} = \frac{y_{21э} R_{\text{ЭКВ}}}{1 + j2Q'\xi} = \frac{K_0}{1 + j2Q'\xi}; \quad K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (2Q'\xi)^2}},$$

где $K_0 = y_{21э} R_{\text{ЭКВ}}$ – максимальный коэффициент усиления, когда $\xi = 0$.

На рис. 2.23,з приведена схема АЧХ резонансного усилителя. Легко получить, что полоса пропускания усилителя, определяемая на уровне $K = K_0 / \sqrt{2}$, равна $2\Delta f = f_{\text{рез}} / Q'$.

При малых величинах R_i и R_n добротность Q' уменьшается, полоса пропускания расширяется и избирательные свойства ухудшаются. Для уменьшения шунтирования контура сопротивлениями R_i и R_n применяют автотрансформаторное включение контура в усилитель и нагрузки в контур (контур II вида) (рис. 2.24, а), при этом увеличивается добротность Q' и сужается полоса пропускания.

Резонансные усилители могут работать неустойчиво и даже самовозбуждаться за счет внутренней обратной связи между входом и выходом активного усилительного элемента. Автотрансформаторное включение контура в усилитель ослабляет эту обратную связь и повышает устойчивость работы усилителя.

В качестве резонансного усилителя напряжения часто используют каскадную схему. Она включает в себя два усилительных элемента и представляет собой, в сущности, двухкаскадный усилитель; первый усилительный элемент, на который подается входной сигнал, включен в ней с общим эмиттером (истоком), а второй, с которого снимается усиленный сигнал, – с общей базой (затвором). По отношению к источнику питания усилительные элементы могут быть включены последовательно или параллельно; вариант с последовательным включением проще, а поэтому обычно и применяется (см. рис. 2.24, б).

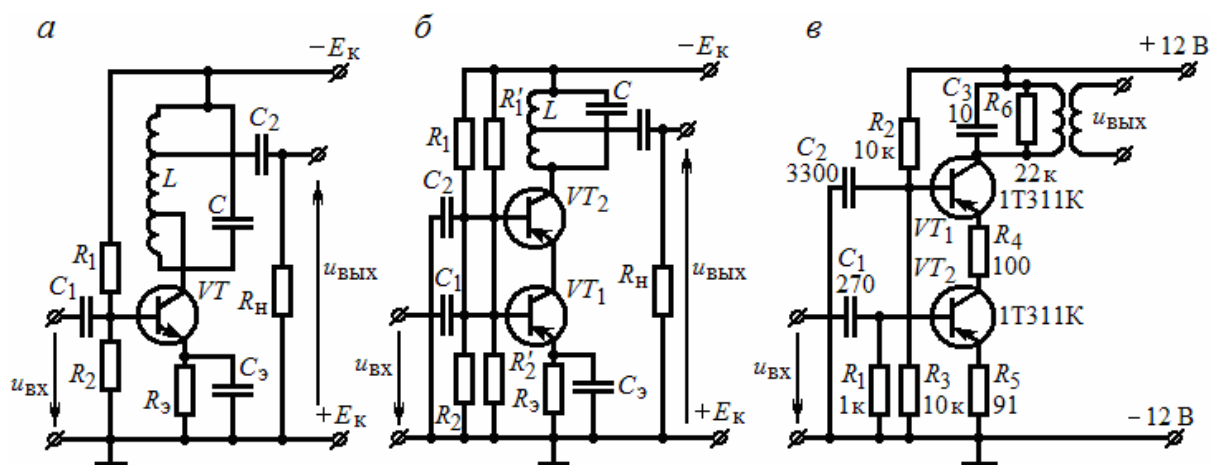


Рис. 2.24. Резонансные усилители напряжения:

а – усилитель с автотрансформаторным включением контура в усилитель и нагрузки в контур; б – каскодный усилитель; в – каскодный усилитель из радиоэлектронного изделия

На схеме с помощью делителей R_1, R_2 и R'_1, R'_2 создаются напряжения смещения на базах транзисторов VT_1 и VT_2 . В первом каскаде через конденсатор C_3 по переменному току заземлен эмиттер транзистора VT_1 (схема с общим эмиттером), во втором каскаде через конденсатор C_2 – база транзистора VT_2 (схема с общей базой). В цепь коллектора транзистора VT_2 в качестве нагрузки включен параллельный контур. Цепочка R_3, C_3 обеспе-

чивает температурную стабилизацию рабочей точки. При подаче входного сигнала изменяется напряжение $U_{к.э}$ транзистора VT_1 , т.е. появляется выходное напряжение первого каскада $U_{вых1}$, практически равное входному (коэффициент усиления первого каскада близок к единице). Малое изменение напряжения $U_{к.э1}$ резко ослабляет внутреннюю обратную связь в транзисторе VT_1 . Напряжение $U_{вых1}$ подается на вход транзистора второго каскада; при этом изменяется напряжение между коллектором и базой транзистора VT_2 , т.е. появляется выходное напряжение усилителя. Так как входное сопротивление транзистора R_i для схемы с общей базой больше, чем для схемы с общим эмиттером, то в каскодной схеме уменьшается шунтирование контура сопротивлением R_i . Кроме того, в схеме резко ослаблена внутритранзисторная обратная связь; усилитель работает устойчиво и имеет малые шумы. На рис. 2.24, в изображена аналогичная схема каскодного усилителя из радиоэлектронного изделия. Резисторы R_4, R_5 , помимо температурной стабилизации рабочей точки, обеспечивают в схеме отрицательную обратную связь. Резистор R_6 шунтирует контур для обеспечения необходимой полосы пропускания.

Рассмотрим полосовой усилитель напряжения. На рис. 2.25, а изображен полосовой усилитель напряжения, где в качестве коллекторной нагрузки транзистора используется полосовой фильтр – два индуктивно связанных контура. Для уменьшения шунтирования контуров соответственно сопротивлениями R_i, R_n применено автотрансформаторное включение первого контура в усилитель и нагрузки во второй контур. Так как АЧХ двух связанных контуров (при соответствующей связи) имеет плоскую вершину и крутые склоны, то форма АЧХ полосового усилителя оказывается лучше, чем у резонансного усилителя. Наиболее выгодной связью между контурами является связь критическая или несколько большая ее. На рис. 2.25, б показана АЧХ полосового усилителя при связи, несколько большей критической.

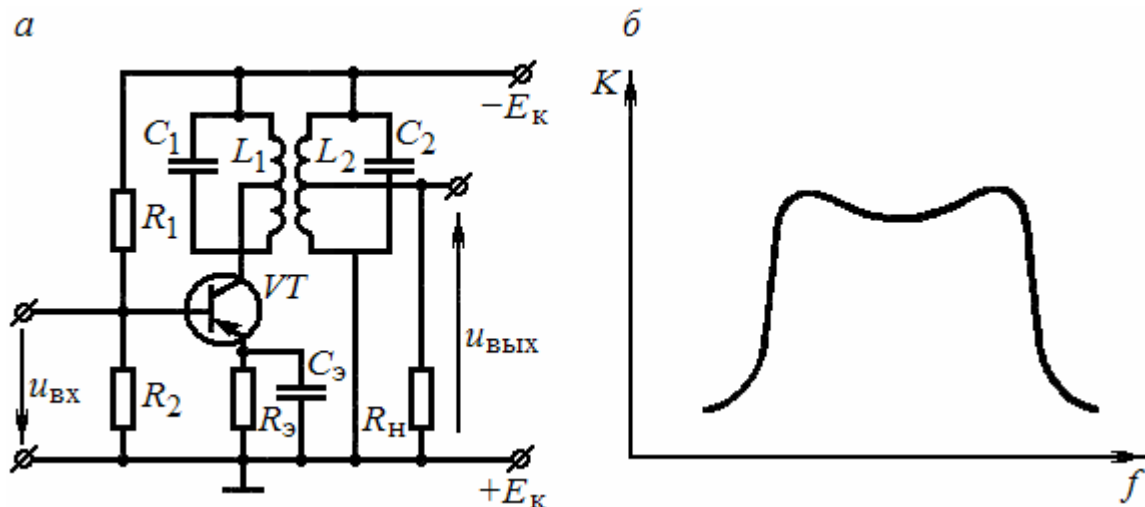


Рис. 2.25. Полосовой усилитель напряжения:
а – схема усилителя; б – АЧХ усилителя

2.2.10. Усилители постоянного тока

Усилителями постоянного тока (УПТ) называют усилители, усиливающие сколь угодно медленно изменяющиеся электрические сигналы. АЧХ усилителя постоянного тока показана на рис. 2.26. Низшая рабочая частота УПТ $f_H = 0$; высшая рабочая частота f_B усилителей постоянного тока, как и усилителей переменного тока, определяется назначением УПТ. УПТ широко используются в измерительной технике, в автоматике и информационных системах и т.д.

По принципу действия УПТ можно разделить на два типа:

- УПТ прямого усиления (или прямого действия);
- УПТ с преобразованием частоты сигнала (или – УПТ с преобразованием).

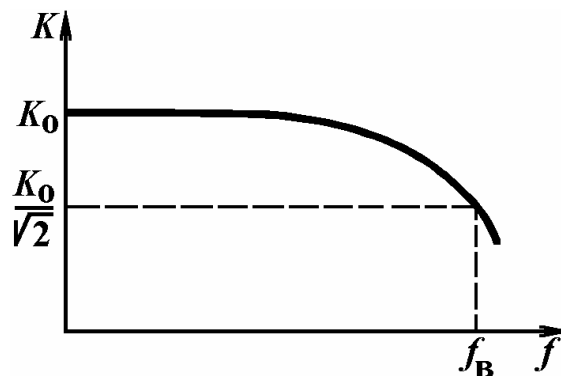


Рис. 2.26. АЧХ усилителя постоянного тока

Рассмотрим УПТ прямого усиления.

Так как УПТ должен усиливать как переменный, так и постоянный входной сигнал, в его цепях нельзя применять конденсаторы, трансформаторы. В УПТ используются резисторные усилительные каскады, не имеющие названных выше элементов, работающие в режиме класса А. В УПТ прямого усиления используется схема прямой (непосредственной) межкаскадной связи. В частности, в УПТ на биполярных транзисторах коллектор предыдущего каскада непосредственно соединяется с базой следующего (рис. 2.27, а). Для согласования потенциала коллектора предыдущего каскада с потенциалом базы последующего в эмиттерную цепь транзистора включен резистор R_3 . В этой схеме напряжение смещения U_{60} на базе первого транзистора создается с помощью делителя $R_{д1}$, $R_{д2}$. Напряжение смещения на базе каждого из остальных транзисторов является разностью напряжений на коллекторе предыдущего каскада и на эмиттере транзистора (относительно общего провода). Например, напряжение смещения на базе второго транзистора $U_{602} = -U_{к01} + U_{э02}$, где напряжение $U_{к01} = U_{кэ01} + U_{э01}$, а напряжение $U_{э02} = I_{э02} \cdot R_{э2}$ (напряжение $U_{э01} = I_{э01} \cdot R_{э1}$).

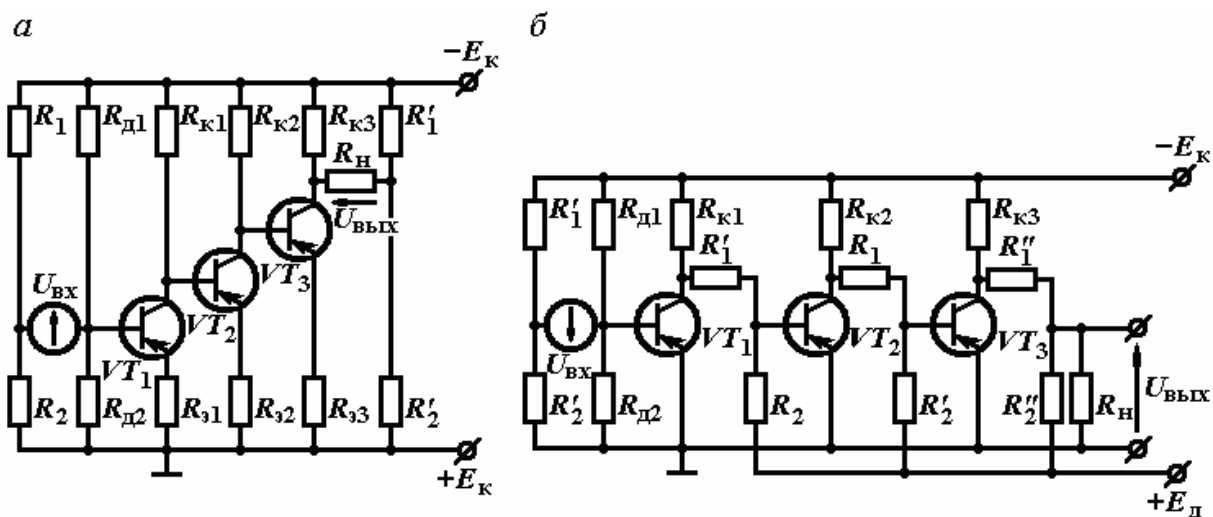


Рис. 2.27. Усилитель постоянного тока:
a – с непосредственной связью; *б* – с потенциметрической связью

Делитель напряжения R_1, R_2 компенсирует напряжение, поступающее на источник сигнала с резистора $R_{Д2}$, и сохраняет напряжение смещения на базе транзистора VT_1 неизменным при изменении внутреннего сопротивления источника сигнала. Делитель R'_1, R'_2 компенсирует постоянную составляющую напряжения, поступающую на нагрузку усилителя с коллектора транзистора VT_3 при отсутствии сигнала на входе. В схеме резисторы $R_{Э1}, R_{Э2}, R_{Э3}$ создают в каждом каскаде местную отрицательную обратную связь по току, снижающую усиление, и, кроме того, эти резисторы осуществляют температурную стабилизацию рабочих точек транзисторов.

Рассмотренный УПТ имеет существенный недостаток, заключающийся в том, что коэффициент усиления каждого последующего каскада оказывается меньше предыдущего. Действительно, так как напряжение смещения на базе транзистора мало, то $U_{к01} \approx U_{Э02}, U_{к02} \approx U_{Э03}$. С другой стороны, нужно, чтобы напряжения между коллекторами и эмиттерами транзисторов в отсутствие входного сигнала были равны, т.е. $U_{к.Э01} = U_{к.Э02} = U_{к.Э03}$. При выполнении обоих условий оказывается, что $R_{к1} > R_{к2} > R_{к3}, R_{Э1} < R_{Э2} < R_{Э3}$. Эти неравенства приводят к уменьшению коэффициента усиления последующих каскадов. Поэтому использование таких УПТ с числом каскадов более трех нецелесообразно.

При большем числе каскадов применяют УПТ с потенциметрической межкаскадной связью, где компенсация постоянного напряжения, поступающего с выхода предыдущего каскада на вход следующего, осуществляется дополнительным источником постоянного напряжения E_D через делители напряжения (потенциометры) из резисторов R_1 и R_2 . Наличие делителя в цепи межкаскадной связи приводит к уменьшению усиливаемого напряжения, что является недостатком такого УПТ (см. рис. 2.27, б).

Наконец, возможна связь между каскадами УПТ с помощью только дополнительного источника смещения в цепи базы транзистора. При такой

связи возможности транзисторов по усилению сигналов используются полностью. Однако в n -каскадном УПТ надо иметь $(n - 1)$ дополнительных источников.

Медленные процессы, связанные с колебаниями напряжения питания, изменениями сопротивления резисторов и параметров транзисторов, вызывают изменение напряжения на коллекторах транзисторов. В усилителях переменного тока эти медленные изменения не передаются на вход последующего каскада, так как межкаскадные связи содержат разделительные конденсаторы или трансформаторы. В УПТ любое медленное изменение напряжения на коллекторе будет передаваться на вход последующего каскада и усиливаться им. В результате при входном напряжении, равном нулю, выходное напряжение может отличаться от нуля и медленно изменяться во времени, создавая ложный выходной сигнал. Это явление получило название дрейфа нуля. Всем рассмотренным ранее схемам УПТ присущ этот существенный недостаток.

Для уменьшения дрейфа нуля используются балансные схемы УПТ, которые могут строиться по параллельной или последовательной схеме.

Рассмотрим работу параллельной балансной схемы УПТ. Такие усилители называют дифференциальными. В этом усилителе (рис. 2.28, а) используются два резисторных усилительных каскада. Резисторы $R_{к1}$ и $R_{к2}$ и транзисторы VT_1 , VT_2 образуют четыре плеча моста. К одной диагонали моста подключено напряжение источника питания, к другой – нагрузка. При полной симметрии (оба транзистора одинаковы, а $R_{к1} = R_{к2}$, $R'_1 = R'_2$, $R''_1 = R''_2$, когда $U_{вх} = 0$, коллекторные токи транзисторов одинаковы, потенциалы коллекторов равны и $U_{вых} = 0$. Любые изменения напряжения питания, окружающей температуры, старение элементов схемы приведут к одинаковым изменениям потенциалов коллекторов, и $U_{вых}$ остается равным нулю при идеальной полной симметрии схемы.

В реальных условиях параметры транзисторов с течением времени и при изменении температуры меняются неодинаково; поэтому дрейф нуля в схеме остается, но он значительно снижен.

Общий резистор каскадов R_3 оказывает стабилизирующее действие на схему. При возрастании, например, э.д.с. E_k увеличиваются постоянные токи транзисторов $I_{э01}$ и $I_{э02}$, что приводит к увеличению падения напряжения на резисторе R_3 и к прикрыванию транзисторов. Токи транзисторов уменьшаются, приближаясь к величине, при которой схема была сбалансирована. Резистор R_3 обеспечивает отрицательную обратную связь по току, увеличивая стабильность исходного режима и снижая дрейф нуля.

Рассмотрим принцип действия дифференциального усилителя. Транзисторы работают в режиме класса А. Входное напряжение приложено между базами транзисторов и делится на два входных напряжения ($u_{вх1}$, $u_{вх2}$), действующих на входе соответственно транзистора VT_1 и транзистора VT_2 .

Как видно из рис. 2.28, а, если напряжение $u_{\text{вх1}}$ приложено плюсом к базе, то напряжение $u_{\text{вх2}}$ – минусом к базе. Следовательно, $u_{\text{вх1}}$ и $u_{\text{вх2}}$ равны по величине и противоположны по фазе. Такие входные сигналы называют дифференциальными. Под действием положительного напряжения $u_{\text{вх1}}$ транзистор VT_1 прикрывается и напряжение на его коллекторе $u_{\text{к1}}$ увеличивается по модулю. Тогда под действием отрицательного напряжения $u_{\text{к2}}$ транзистор VT_2 больше открывается и напряжение на его коллекторе $u_{\text{к1}}$ уменьшается по модулю. На нагрузке $R_{\text{н}}$ появляется выходное напряжение, равное разности коллекторных напряжений, т.е. $u_{\text{вых}} = u_{\text{к1}} - u_{\text{к2}}$ (см. рис. 2.28, б).

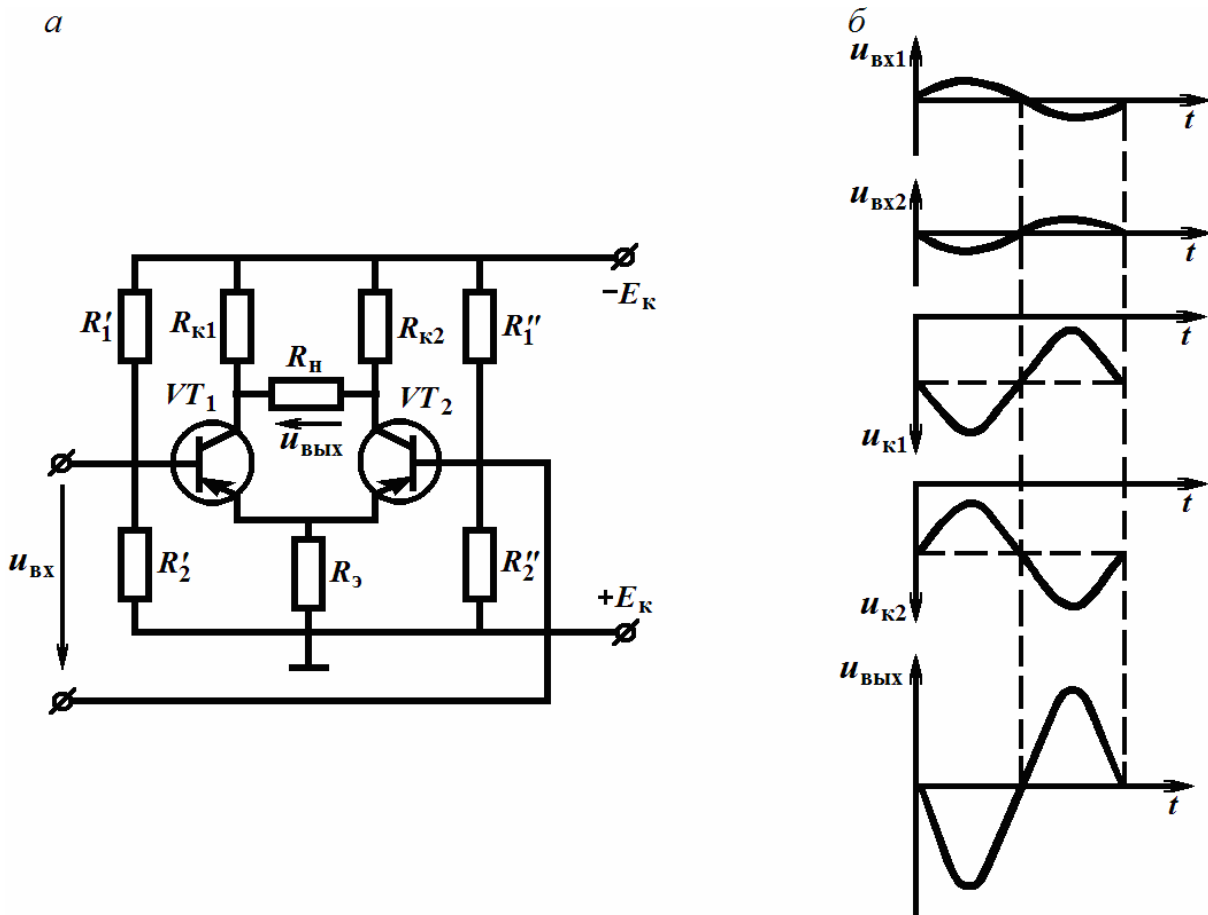


Рис. 2.28. Дифференциальный усилитель (а) и временные графики напряжений (б)

Отрицательная обратная связь на резисторе R_3 по усиливаемому сигналу отсутствует, т.к. приращения эмиттерных токов транзисторов равны по величине и противоположны по направлению.

Была рассмотрена схема дифференциального усилителя с симметричным подключением нагрузки, где $u_{\text{вых}}$ снимается между коллекторами транзисторов. Выходное напряжение может сниматься с коллектора любого из транзисторов относительно корпуса (несимметричное подключение нагрузки). В таком случае для компенсации постоянного коллекторного

напряжения используется делитель напряжения и дополнительный источник питания аналогично схеме УПТ, изображенной на рис. 2.27, б. Кроме того, напряжение $u_{\text{вх}1}$ может подаваться на базу первого транзистора относительно корпуса, а напряжение $u_{\text{вх}2}$ – на базу второго транзистора относительно корпуса.

На рис.2.29, а изображена схема дифференциального усилителя с дополнительным источником питания E_2 . За счет источников E_1 , E_2 текут коллекторные токи транзисторов, а за счет источника E_2 – базовые токи. Напряжение смещения $U_{\text{б}0}$ на базе каждого транзистора определяется отрицательной э.д.с. E_2 за вычетом напряжения на резисторе R_3 , создаваемого эмиттерными токами транзисторов, и напряжения на резисторе $R_{\text{б}1}(R_{\text{б}2})$, создаваемого током базы. Ясно, что если напряжения $u_{\text{вх}1}$ и $u_{\text{вх}2}$ равны по величине и однофазны (синфазны), то напряжения $u_{\text{к}1}$ и $u_{\text{к}2}$ будут изменяться одинаково и в одной фазе, а выходное напряжение для симметричного выхода будет равно нулю. Следовательно, дифференциальный усилитель усиливает дифференциальные сигналы $u_{\text{вх}1}$ и $u_{\text{вх}2}$, которые равны по величине и противофазны, и подавляет синфазные сигналы $u_{\text{вх}1}$ и $u_{\text{вх}2}$, равные по величине и однофазные.

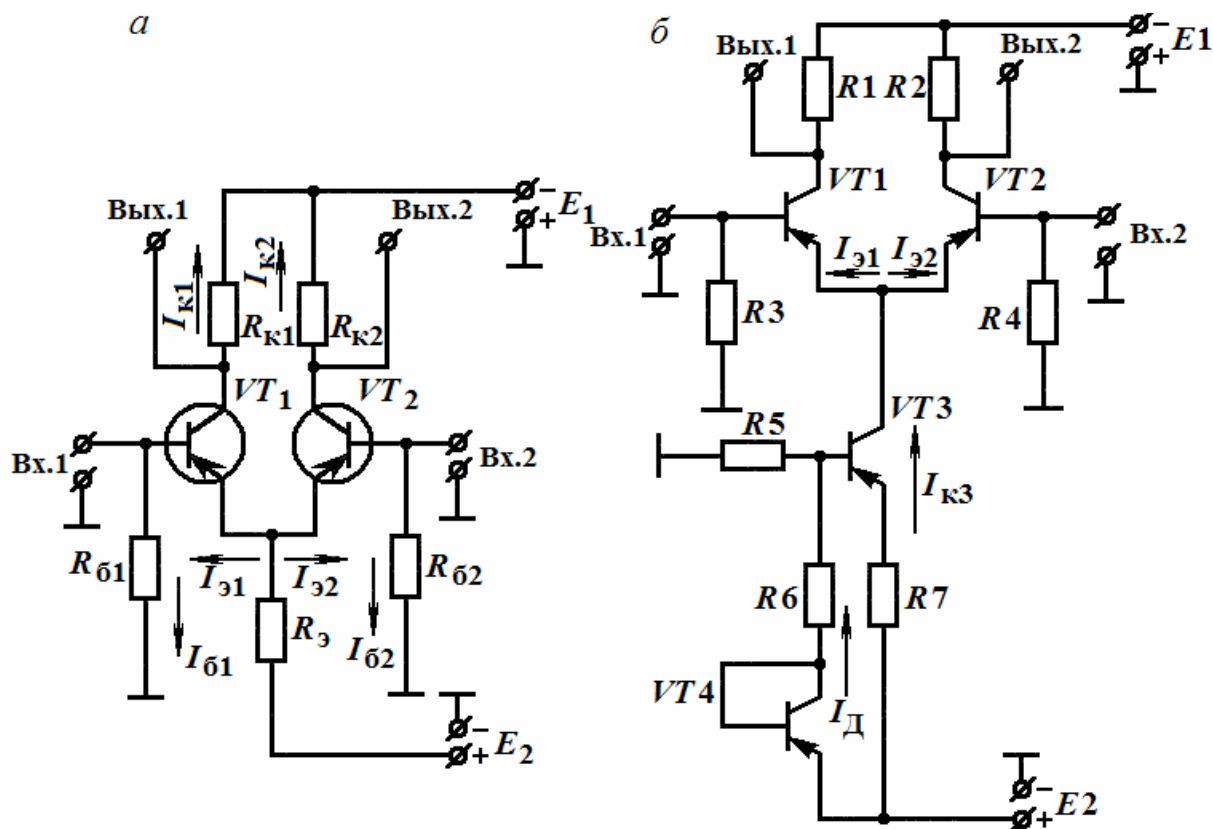


Рис. 2.29. Дифференциальный усилитель с дополнительным источником питания (а) на интегральной микросхеме (б)

Коэффициент усиления дифференциального усилителя с симметричным выходом

$$K = 2SR_{\text{экв}},$$

где

$$S = y_{21э};$$

$$R_{\text{экв}} = \frac{R_{к1} \frac{R_{\text{н}}}{2}}{R_{к1} + \frac{R_{\text{н}}}{2}} = \frac{R_{к2} \frac{R_{\text{н}}}{2}}{R_{к2} + \frac{R_{\text{н}}}{2}}.$$

Чем больше сопротивление резистора $R_э$, тем лучше дифференциальный усилитель, так как за счет более глубокой отрицательной обратной связи сильнее подавляются синфазные сигналы (помехи) и дрейф нуля. Однако простое увеличение величины сопротивления $R_э$ невыгодно, так как возрастает напряжение на этом резисторе, что ведет к необходимости увеличения э.д.с. E_1 .

В современных дифференциальных УПТ интегрального исполнения (например, серия К118) вместо резистора $R_э$ используется транзистор $VT3$ (см. рис. 2.29, б). Напряжение смещения транзистора $VT3$ $U_{б03}$ зависит от базового делителя напряжения, состоящего из резистора $R5$, транзистора $VT4$ в диодном включении и резистора $R6$. Делитель питает источник $E2$. Напряжение $U_{б03}$ выбирают так, чтобы коллекторный ток резистора $VT3$ был равен сумме эмиттерных токов транзисторов $VT1$ и $VT2$. Напряжение на коллекторе транзистора $VT3$ невелико, так как выходное сопротивление транзистора постоянному току сравнительно мало (единицы – кОм). В то же время выходное сопротивление транзистора переменному току R_i велико (сотни кОм), что позволяет еще более уменьшить дрейф нуля и подавить действие синфазных сигналов. Выходное сопротивление R_i транзистора $VT3$ еще больше увеличивается за счет использования резистора $R7$, обеспечивающего отрицательную обратную связь по току, которая способствует температурной стабилизации коллекторного тока $I_{к3}$ транзистора $VT3$. Температурной стабилизации тока $I_{к3}$ способствует также транзистор $VT4$ в диодном включении. Действительно, при повышении температуры увеличиваются токи транзистора $VT3$, в том числе его ток коллектора. Но с повышением температуры также увеличивается ток базового делителя транзистора $VT3$ – ток, проходящий через транзистор $VT4$. В результате этого напряжение $U_{б03}$ уменьшается по модулю, транзистор $VT3$ прикрывается, и его коллекторный ток снижается до исходного уровня.

Использование дифференциального усилителя позволяет снизить напряжение дрейфа, приведенное ко входу УПТ, до нескольких сотен, в лучшем случае десятков микровольт в час. Поэтому для усиления сигналов с

напряжением ниже сотен микровольт дифференциальные усилители не применяются, и для этой цели приходится использовать усилители постоянного тока с преобразованием частоты усиливаемых сигналов, устройство и принцип действия которых поясняются на рис. 2.30, а, б.

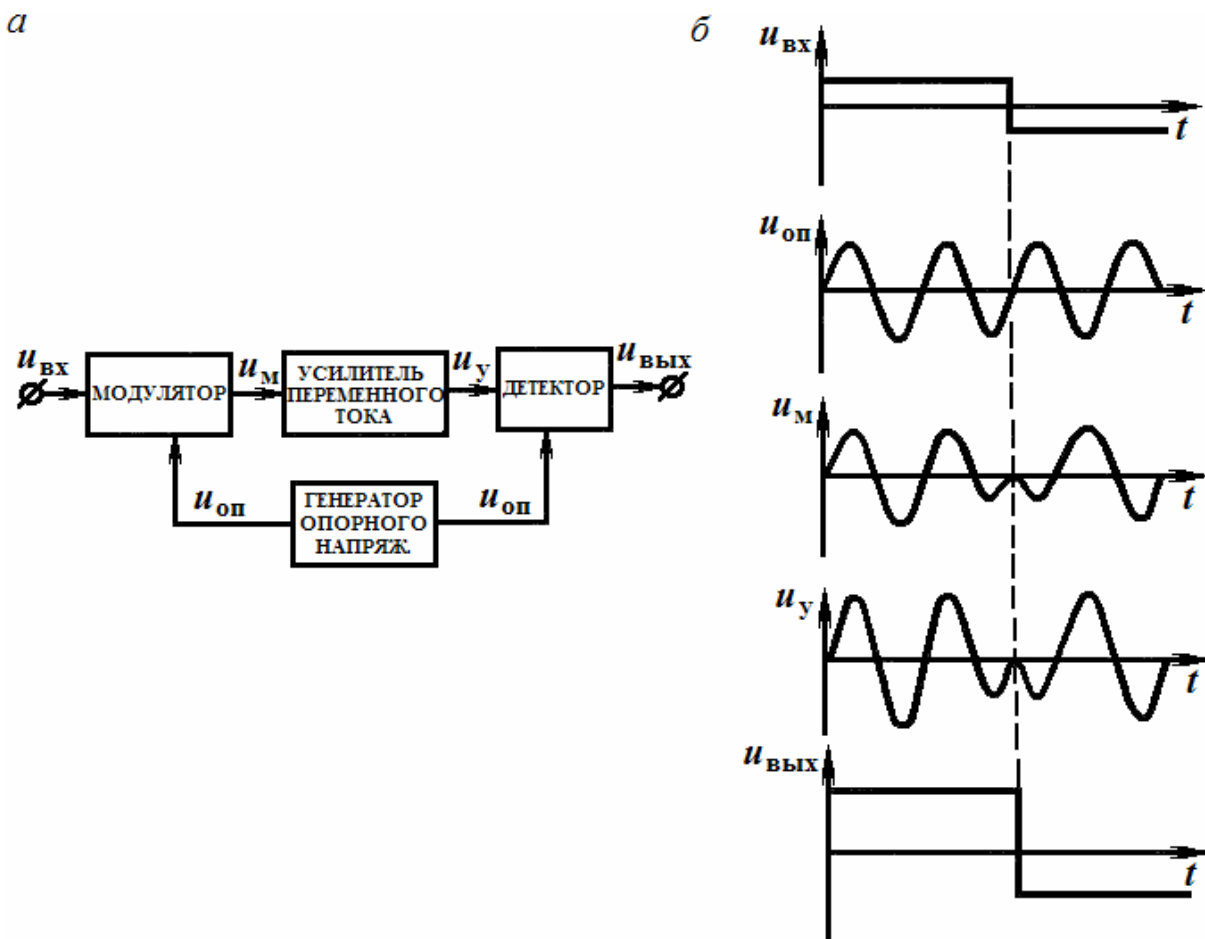


Рис. 2.30. Усилитель постоянного тока с преобразованием:
а – структурная схема; б – временные графики напряжений, действующих на элементах схемы

В УПТ с преобразованием напряжение усиливаемых сигналов, имеющих спектр частот от 0 до Ω_B , с помощью амплитудного модулятора модулирует по амплитуде напряжение генератора опорного напряжения несущей частоты ω , в результате чего на выходе модулятора получают амплитудно-модулированный сигнал. АМ сигнал подают на вход усилителя переменного тока; усиленный АМ сигнал детектируется амплитудным детектором, преобразующим АМ сигнал в усиленный сигнал первоначальной формы (см. рис. 2.30, б). Для неискаженного усиления несущая частота ω должна по крайней мере в 5...10 раз превышать частоту Ω_B .

Известно, что в усилителях переменного тока дрейф нуля не сказывается. Поэтому дрейф нуля УПТ с преобразованием намного меньше, чем дрейф нуля дифференциального УПТ.

Очень важным обстоятельством является то, что амплитудный модулятор и амплитудный детектор в УПТ должны быть фазочувствительными. Дело в том, что при смене полярности входного напряжения должна соответственно измениться и полярность выходного напряжения.

Фазочувствительный модулятор преобразует постоянное напряжение в переменное так, что при изменении величины постоянного напряжения меняется амплитуда переменного напряжения, а при изменении полярности постоянного напряжения меняется фаза переменного напряжения на 180° .

Фазочувствительный детектор преобразует переменное напряжение в постоянное так, что при изменении амплитуды переменного напряжения меняется величина постоянного напряжения, а при изменении фазы переменного напряжения на 180° меняется полярность постоянного напряжения на обратную (см. рис. 2.30, б).

2.2.11. Операционный усилитель

Операционный усилитель предназначен для выполнения определенных математических операций над входными сигналами: сложения, вычитания, интегрирования, дифференцирования и др.

В настоящее время широко используются операционные усилители, выполняемые на интегральных микросхемах. Поэтому рассмотрим построение интегрального операционного усилителя. Он представляет собой многокаскадный УПТ с симметричным (дифференциальным) входом (для дифференциальных сигналов) и несимметричным выходом, имеет весьма высокие значения коэффициента усиления и входного сопротивления и малое значение выходного сопротивления.

Независимо от сложности принципиальной схемы интегральный операционный усилитель обычно содержит следующие элементы: входной дифференциальный усилитель, усилитель напряжения и выходной каскад – усилитель мощности (рис. 2.31, а).

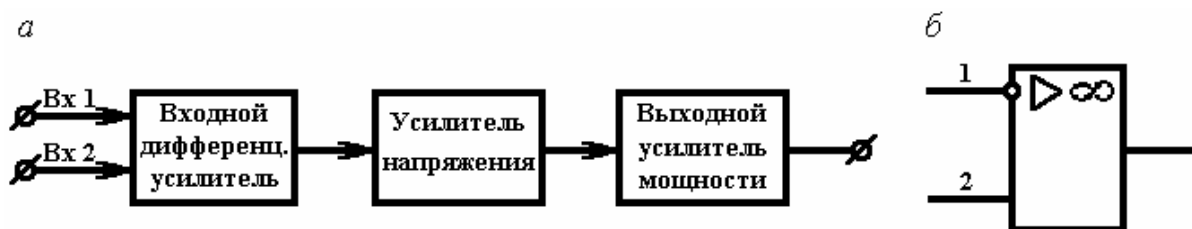


Рис. 2.31. Структурная схема интегрального операционного усилителя (а); условное обозначение операционного усилителя (б)

Входной дифференциальный усилитель имеет симметричный (дифференциальный) вход и симметричный выход. Он обладает высокой симмет-

рией плеч, что позволяет значительно снизить дрейф нуля и уменьшить чувствительность к синфазным помехам.

Усилитель напряжения предназначен для обеспечения требуемого коэффициента усиления операционного усилителя и перехода от симметричного выхода входного дифференциального усилителя к несимметричному. Он представляет собой дифференциальный усилитель с несимметричным выходом.

Выходной усилитель мощности служит для согласования выходного сопротивления операционного усилителя с низкоомной нагрузкой, т.е. обеспечивает малое выходное сопротивление операционного усилителя. Как правило, он выполняется в виде эмиттерного повторителя.

Следует отметить, что наличие дифференциального входа не означает необходимость подачи на входы только дифференциальных сигналов. Как и во всех дифференциальных усилителях, один из входов операционного усилителя можно заземлить, и подавать сигнал на второй вход.

На рис. 2.31, б приводится условное обозначение операционного усилителя. Вход 1, обозначенный кружком, называется инвертирующим или инверсным, так как для него входной и выходной сигналы находятся в противофазе. Вход 2 называется неинвертирующим или прямым, так как для него входной и выходной сигналы находятся в одной фазе.

Рассмотрим типовую схему включения операционного усилителя. Такой схемой является схема с глубокой отрицательной обратной связью по напряжению (рис. 2.32, а). Внешние элементы цепи отрицательной обратной связи – сопротивления Z_1 и Z_2 – подключаются к инвертирующему входу (при подключении цепи обратной связи к прямому входу обратная связь будет положительной и операционный усилитель можно превратить в тот или иной тип генератора; в ряде случаев это используется).

Для схемы, изображенной на рис. 2.32, а найдем зависимость $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ от $\dot{U}_{\text{ВХ}}$ и параметров усилителя.

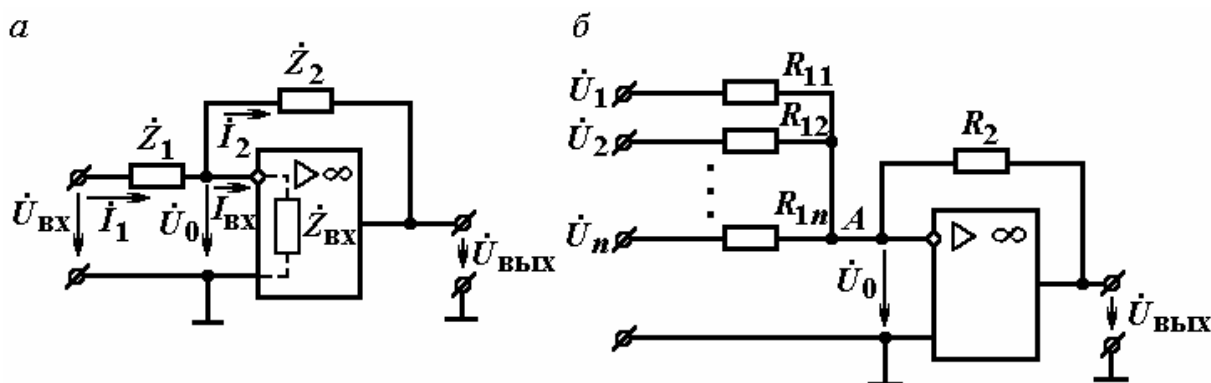


Рис. 2.32. Типовая схема включения операционного усилителя (а); суммирующий усилитель (б)

Согласно первому закону Кирхгофа для входной цепи:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{\text{ВХ}} + \dot{I}_2,$$

где

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_{\text{ВХ}} - \dot{U}_0}{\dot{Z}_1}; \dot{I}_{\text{ВХ}} = \frac{\dot{U}_0}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}}; \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_0 - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{Z}_2}.$$

так как

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} = \dot{U}_{z_1} + \dot{U}_0; \dot{U}_0 = \dot{U}_{z_2} + \dot{U}_{\text{ВЫХ}}.$$

Подставляя значения токов в первое уравнение, можно получить:

$$\frac{\dot{U}_{\text{ВХ}} - \dot{U}_0}{\dot{Z}_1} = \frac{\dot{U}_0}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}} + \frac{\dot{U}_0 - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{Z}_2} = \frac{\dot{U}_0 \dot{Z}_2 + \dot{U}_0 \dot{Z}_{\text{ВХ}} - \dot{U}_{\text{ВЫХ}} \dot{Z}_{\text{ВХ}}}{\dot{Z}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_2}.$$

Отсюда

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_2 - \dot{U}_0 \dot{Z}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_2 = \dot{U}_0 \dot{Z}_2 \dot{Z}_1 + \dot{U}_0 \dot{Z}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_1 - \dot{U}_{\text{ВЫХ}} \dot{Z}_{\text{ВХ}} \dot{Z}_1;$$

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \dot{U}_{\text{ВХ}} + \dot{U}_0 \left(1 + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}}\right).$$

Используя формулу $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -K \dot{U}_0$, где K – коэффициент усиления операционного усилителя без обратной связи, а знак минус указывает на противофазность напряжений \dot{U}_0 и $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$, получим следующее выражение:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \dot{U}_{\text{ВХ}} - \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{K} \left(1 + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}}\right).$$

Из последнего выражения определим:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -\frac{\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \dot{U}_{\text{ВХ}}}{1 + \frac{1}{K} \left(1 + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}}\right)}.$$

Знак минус указывает на противофазность $\dot{U}_{\text{ВХ}}$ и $\dot{U}_{\text{ВЫХ}}$. Используя выражение $\dot{U}_{\text{ВХ}} = -\dot{K}_{\text{ос}} \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$, получим формулу для коэффициента усиления операционного усилителя с отрицательной обратной связью:

$$\dot{K}_{\text{ос}} = \frac{\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1}}{1 + \frac{1}{K} \left(1 + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_{\text{ВХ}}}\right)}.$$

Из последнего выражения видно, что целесообразно увеличивать параметры \dot{K} и $\dot{Z}_{\text{вх}}$, так как при этом уменьшается погрешность операционного усилителя (в виде второго члена в знаменателе), связанная с влиянием температуры, нестабильности источников питания, параметров транзисторов и т.д.

Для идеального операционного усилителя, у которого $K = \infty$ и $\dot{Z}_{\text{вх}} = \infty$, имеем

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \dot{U}_{\text{вх}}; \dot{K}_{\text{ос}} = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1}.$$

Таким образом, операционный усилитель выполняет математическую операцию умножение входного сигнала на отношение сопротивлений цепи обратной связи. Используя различные сочетания величин и характеров сопротивлений \dot{Z}_1 и \dot{Z}_2 , с помощью операционного усилителя можно осуществлять различные математические операции.

Рассмотрим суммирующий усилитель. В нем цепи обратной связи реализуются на резисторах. В общем случае на вход суммирующего усилителя может быть подано n суммируемых сигналов (см. рис. 2.32, б). Выходное напряжение суммирующего усилителя зависит от каждого входного напряжения, поэтому для идеального операционного усилителя, у которого

$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_0} = \infty$, выходное напряжение

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\left(\frac{R_2}{R_{11}} \dot{U}_1 + \frac{R_2}{R_{12}} \dot{U}_2 + \dots + \frac{R_2}{R_{1n}} \dot{U}_n\right) = -\sum_{i=1}^{i=n} \frac{R_2}{R_{1i}} \dot{U}_i = -M_i \dot{U}_i,$$

где

$$M_i = \sum_{i=1}^{i=n} \frac{R_2}{R_{1i}}$$

есть масштабный коэффициент по i -му входу. Таким образом, суммирующий усилитель выполняет операцию сложения входных сигналов с учетом их «веса». Главным достоинством суммирующего усилителя является то, что суммирование производится без взаимных помех источников входных сигналов, так как эти сигналы суммируются в точке A с почти нулевым потенциалом. Действительно, для идеального операционного усилителя $\dot{K} = \infty$ и $U_0 = 0$.

Если на вход суммирующего усилителя подается только один сигнал ($n = 1$), то в этом случае осуществляются перемена знака и умножение на постоянную величину. Такой усилитель называется масштабным усилителем.

$$\dot{U}_{\text{вых}} = -\frac{R_2}{R_1} \dot{U}_{\text{вх}}; \dot{K} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Рассмотрим дифференцирующий усилитель. Он осуществляет дифференцирование входного сигнала по времени. Для этого во входную цепь в качестве элемента цепи обратной связи включается конденсатор, а вторым элементом цепи обратной связи является резистор (рис. 2.33, а).

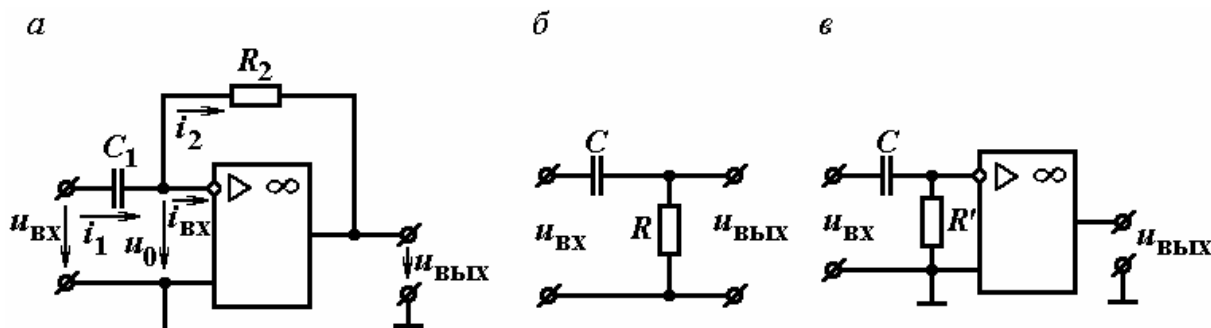


Рис. 2.33. Дифференцирующий усилитель (а); дифференцирующая цепь RC (б); эквивалентная схема дифференцирующего усилителя (в)

Будем считать, что операционный усилитель является идеальным. Тогда коэффициент усиления $K = U_{\text{ВЫХ}}/U_0 = \infty$ и входное сопротивление $Z_{\text{ВХ}} = \infty$. Поэтому $u_0 = 0$, $i_{\text{ВХ}} = 0$. Для идеального операционного усилителя имеем следующие выражения:

$$i_2 = i_1; \quad i_1 = i_C = C_1 \frac{du_{C_1}}{dt} = C_1 \frac{d(u_{\text{ВХ}} - u_0)}{dt} = C_1 \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt};$$

$$u_{R_2} + u_{\text{ВЫХ}} = 0; \quad u_{\text{ВЫХ}} = -u_{R_2} = -i_2 R_2 = -R_2 C_1 \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt} = -\tau \frac{du_{\text{ВХ}}}{dt},$$

где $\tau = R_2 C_1$ – постоянная времени цепи обратной связи.

Таким образом, напряжение на выходе дифференциального усилителя пропорционально производной по времени от входного напряжения.

Операцию дифференцирования может осуществлять цепь RC, состоящая из последовательно включенных резистора и конденсатора (см. рис. 2.33, б). Можно показать, что реальный дифференцирующий усилитель, обладающий конечным коэффициентом усиления K , эквивалентен цепи RC с конденсатором C и резистором $R' = R/K$, напряжение с которого усиливается в K раз (см. рис. 2.33, в).

Рассмотрим интегрирующий усилитель. Он осуществляет интегрирование входного сигнала во времени. Для этого между входом и выходом в качестве элемента цепи обратной связи включается конденсатор, а вторым элементом цепи обратной связи является резистор (рис. 2.34, а).

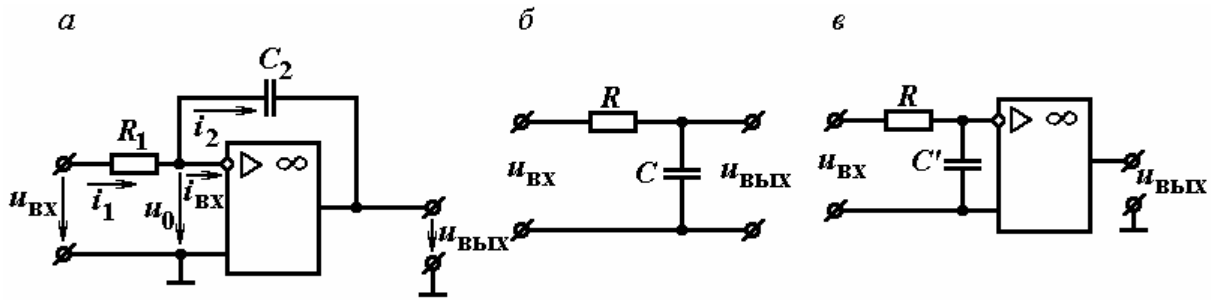


Рис. 2.34. Интегрирующий усилитель (а); интегрирующая цепь RC (б); эквивалентная схема интегрирующего усилителя (в)

Будем считать, что операционный усилитель является идеальным. Тогда

$$K = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_0} = \infty; \quad Z_{\text{ВХ}} = \infty; \quad u_0 = 0; \quad i_{\text{ВХ}} = 0.$$

Для идеального операционного усилителя имеем следующие выражения:

$$i_1 = i_2 = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_1};$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = -u_{C_2} = -\frac{1}{C_2} \int_0^t i_2 dt = -\frac{1}{C_2} \int_0^t \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_1} dt = -\frac{1}{R_1 C_2} \int_0^t u_{\text{ВХ}} dt = -\frac{1}{\tau} \int_0^t u_{\text{ВХ}} dt,$$

где $\tau = R_2 C_1$.

Таким образом, напряжение на выходе интегрирующего усилителя пропорционально интегралу по времени от входного напряжения.

Операцию интегрирования может осуществлять цепь RC , состоящая из последовательно включенных резистора и конденсатора (см. рис. 2.34, б). Можно показать, что реальный интегрирующий усилитель, обладающий конечным коэффициентом усиления K , эквивалентен цепи RC с резистором R и конденсатором с емкостью $C' = KC$, напряжение с которого усиливается в K раз (см. рис. 2.34, в).

На основе операционного усилителя может выполняться избирательный усилитель. Для построения избирательного усилителя в цепь обратной связи включается специальный фильтр, например T -образный RC -фильтр (рис. 2.35, а). Параметры этого фильтра выбираются из следующих условий:

$$R_{21} = R_{22} = 2R_{23} = R; \quad C_{21} = C_{22} = \frac{C_{23}}{2} = C.$$

Тогда резонансная частота такого избирательного усилителя

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi RC}.$$

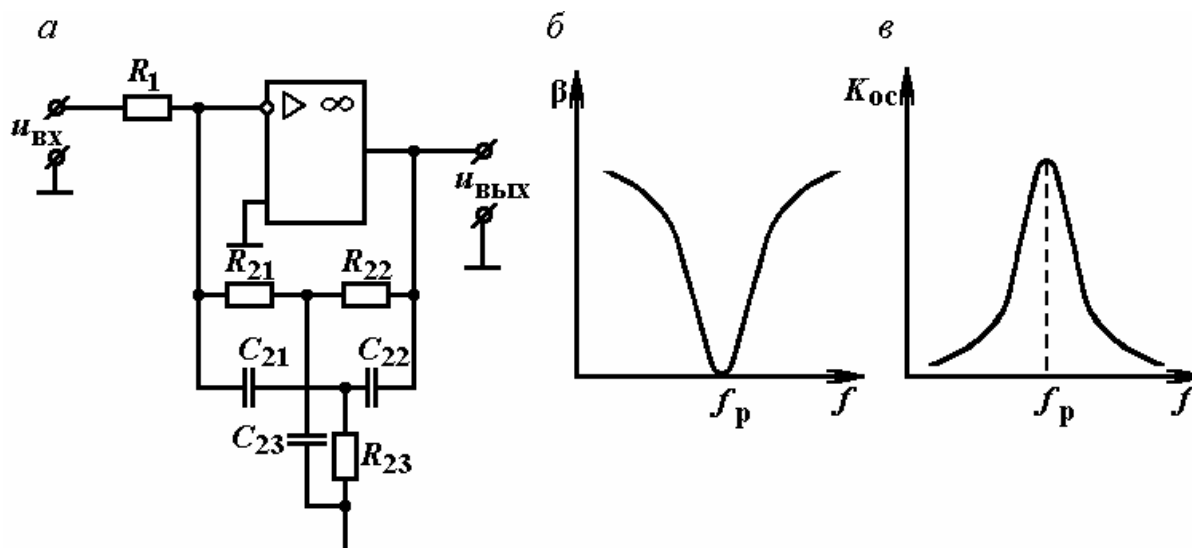


Рис. 2.35. Избирательный усилитель с T -образным RC -фильтром (а); зависимость коэффициента передачи T -образного RC -фильтра (б) и коэффициента усиления избирательного усилителя (в) от частоты

Избирательные свойства усилителя объясняются тем, что на резонансной частоте сопротивление T -образного RC -фильтра максимально и, следовательно, напряжение обратной связи $u_{\text{ос}}$, действующее на резисторе R_1 , минимально. При этом $u_{\text{вых}}$ максимально. При частотной расстройке сопротивление T -образного RC -фильтра уменьшается, вследствие чего возрастает напряжение обратной связи и уменьшается $u_{\text{вых}}$. Зависимости коэффициента передачи T -образного RC -фильтра $\beta = U_{\text{ос}}/U_{\text{вх}}$ и коэффициента усиления $K_{\text{ос}} = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ избирательного усилителя от частоты входного сигнала приведены на рис. 2.35, б, в.

2.3. Аналоговые интегральные микросхемы в системах управления производственными процессами

2.3.1. Микросхемы серии К101

Микросхемы серии К101 предназначены преимущественно для коммутации слабых сигналов постоянного и переменного тока. В качестве прерывателей они применяются в разрядных ключах, преобразователях код-аналог и аналог-код.

Параметры интегральных прерывателей приведены в табл. 2.3.

Таблица 2.3

Параметры интегральных прерывателей

Микросхема	$V_{эз\text{ ост,}}$ [мкВ]	$I_{эзу,}$ [мА]	$R_{эз,}$ [Ом]	$U_{кб\text{ обр,}}$ [В]	$U_{эб\text{ обр,}}$ [В]	Тип транзистора
K1KT011A	100	40	120	3,5	6,5	<i>n-p-n</i>
K1KT011Б	300	40	120 <td 3,5	6,5	<i>n-p-n</i>	
K1KT011B	100	40	120	3,5	3,5	<i>n-p-n</i>
K1KT011Г	300	40	120	3,5	3,5	<i>n-p-n</i>

Каждая микросхема представляет собой два идентичных транзистора *n-p-n*, объединенных в последовательной структурно-компенсированный ключ (рис. 2.36).

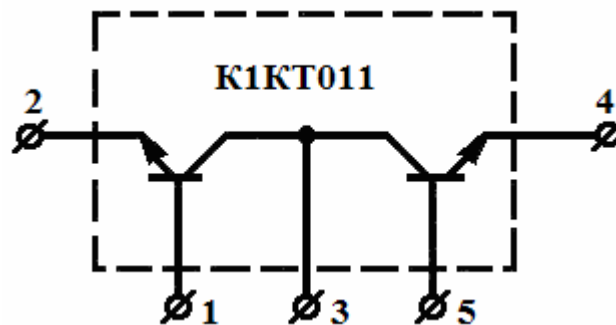


Рис. 2.36. Микросхема K1KT011

Рассмотрим работу микросхемы K1KT011 в качестве ключа (прерывателя) рис. 2.37.

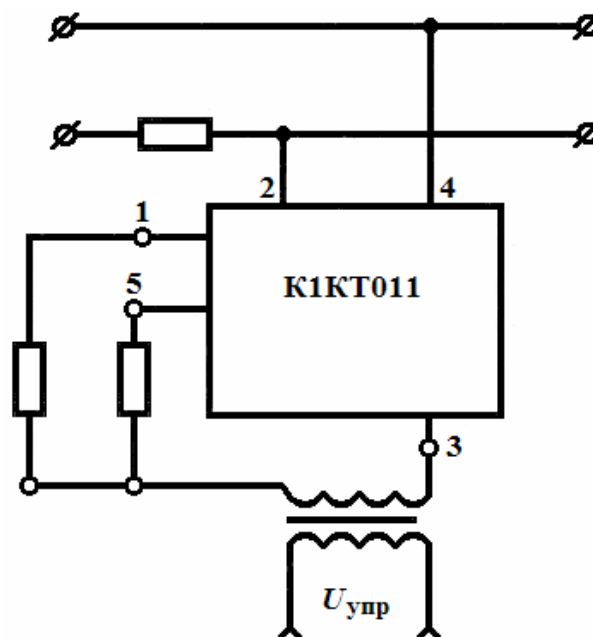


Рис. 2.37. Включение микросхемы K1KT011 в качестве прерывателя (ключа)

Коммутируемая цепь подключается к эмиттерным выводам транзисторов (выводы 2 и 4), а управляющий сигнал подается между коллекторами и базами обоих транзисторов (вывод 3 и соединенные между собой выводы 1 и 5).

Пусть на вход схемы (вывод 2) подается периодический сигнал с периодом T_c (рис. 2.38, а).

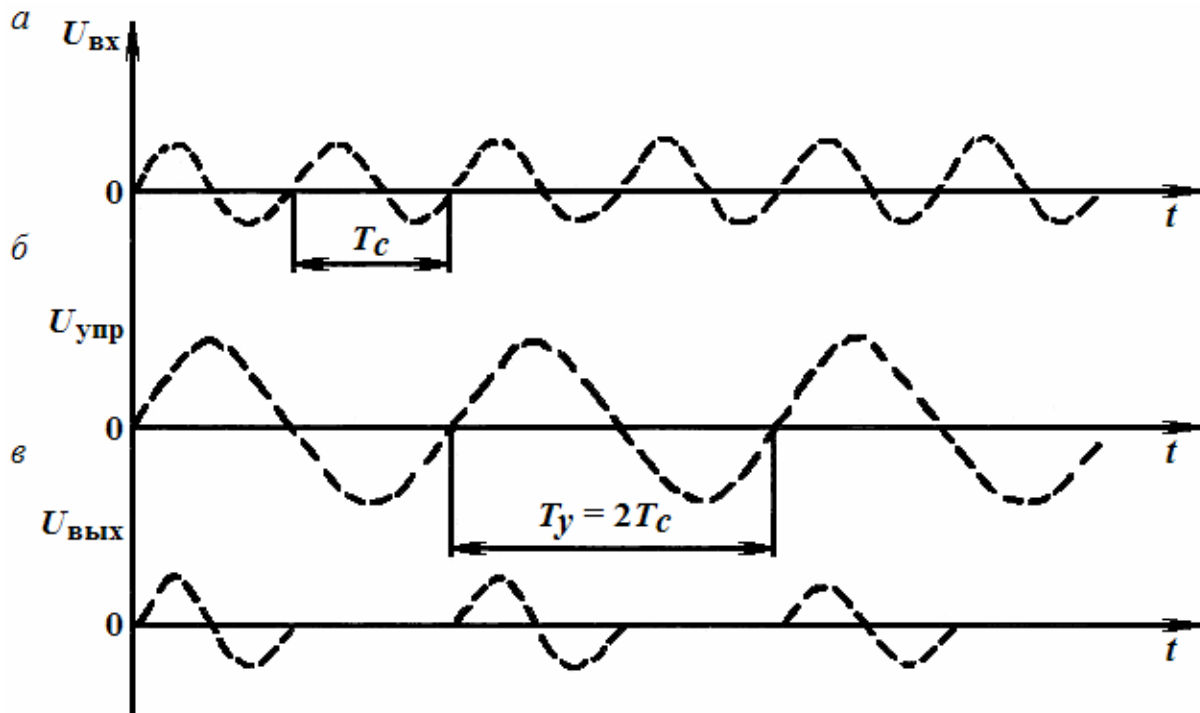


Рис. 2.38. Временные графики, поясняющие работу преобразователя:
 а – входной сигнал; б – управляющий сигнал; в – выходной сигнал

В качестве управляющего сигнала используется также периодический сигнал с периодом $T_y = 2 \cdot T_c$ (рис. 2.38, б). Причем амплитуда управляющего сигнала больше амплитуды входного сигнала. Тогда на выходе преобразователя (вывод 4) будет прерывистый сигнал (рис. 2.38, в).

В большинстве практических случаев необходимо, чтобы транзисторный ключ имел возможно меньшую величину остаточного напряжения. В микросхемах серии К1КТ011 это достигается, во-первых, за счет того, что выполненные в едином технологическом цикле транзисторы обладают идентичными параметрами, а во-вторых, – за счет инверсного включения транзисторов. Остаточные напряжения обоих транзисторов направлены встречно, компенсируя влияние, друг друга, что позволяет коммутировать весьма слабые сигналы.

Дополнительная регулировка остаточного напряжения возможна с помощью переменного резистора, который включается в коллекторную цепь. Такая схема может найти применение даже в высококачественных ключах

эталонных напряжений. При этом необходимо учитывать, что чем больше регулировочное сопротивление, тем уже диапазон переключаемых токов.

Микросхемы серии К1КТ011 находят широкое применение и в других электронных устройствах, применяемых в системах управления производственными процессами (рис. 2.39).

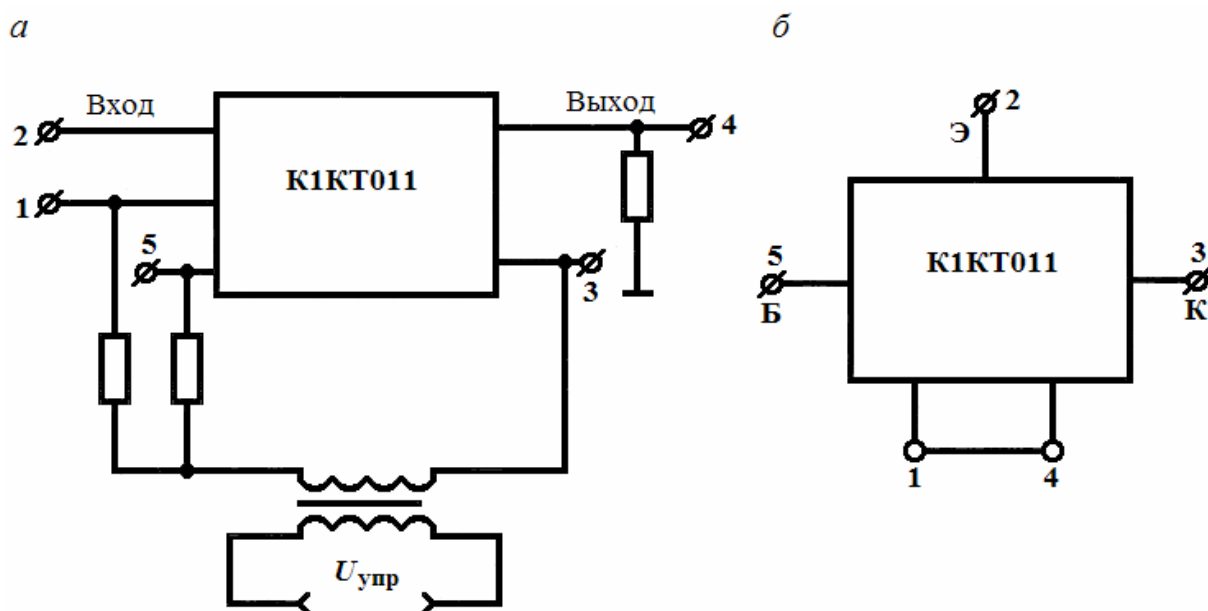


Рис. 2.39. Варианты включения микросхемы:
 а – включение К1КТ011 в качестве модулятора;
 б – включение К1КТ011 в качестве составного транзистора

2.3.2. Микросхемы серии К122

Серия К122 объединяет четыре вида усилителей, предназначенных для использования в линейных устройствах различного назначения:

- К1УБ221 (А, Б, В, Г) – видеоусилители (рис. 2.40);
- К1УС221 (А, Б, В, Г, Д) – двухкаскадные усилители переменного тока (рис. 2.41);
- К1УС222 (А, Б, В) – каскадные усилители (рис. 2.42);
- К1УТ221 (А, Б, В) – однокаскадные дифференциальные усилители (рис. 2.43).

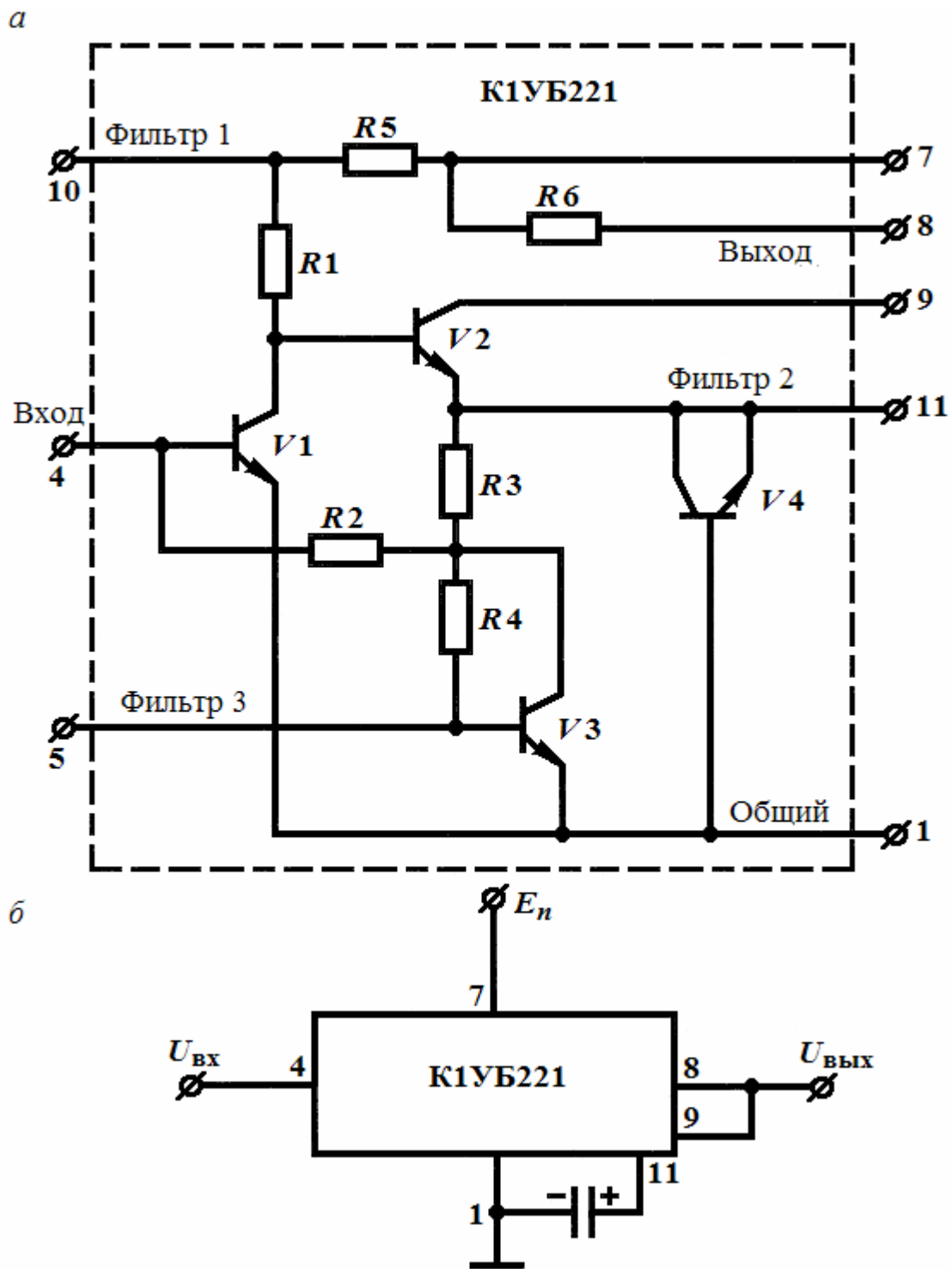
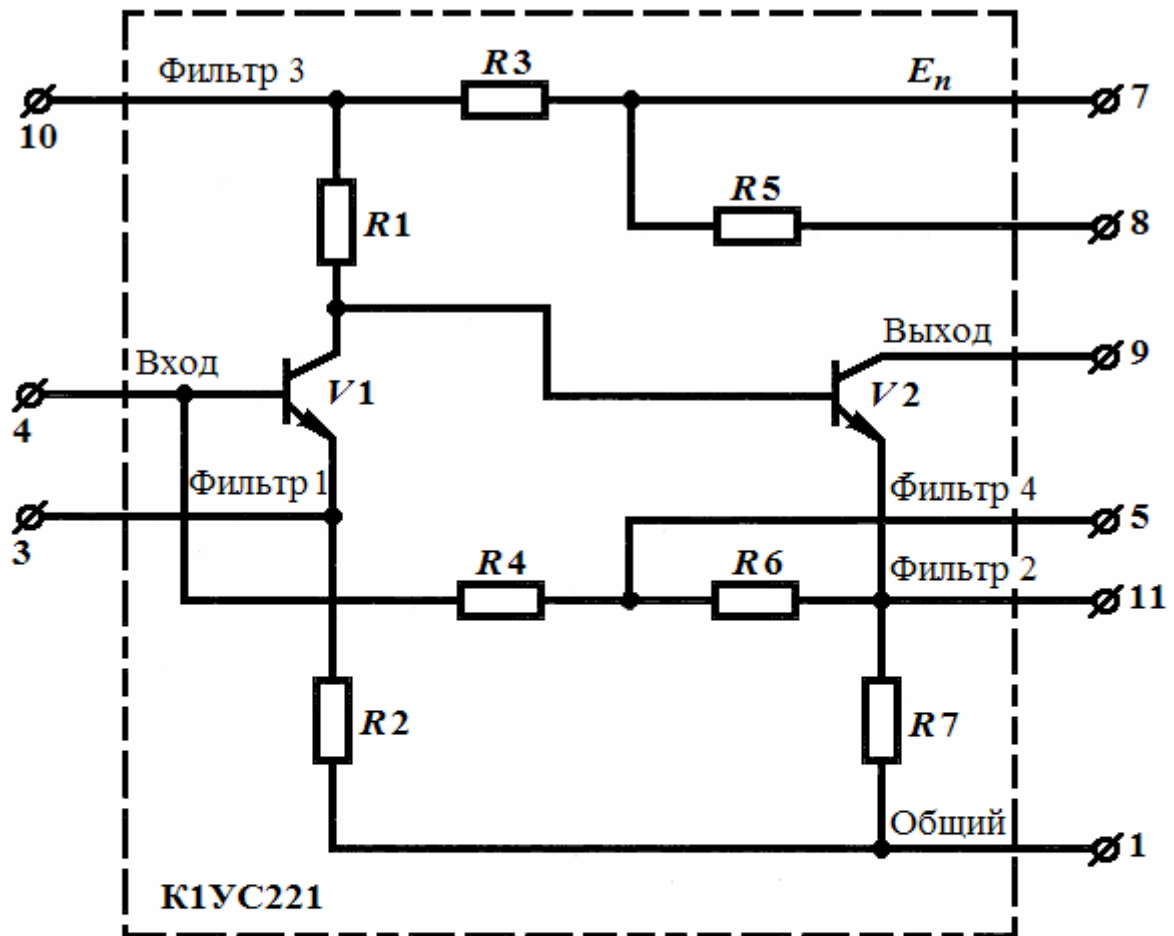


Рис. 2.40. Видеоусилитель К1УБ221:
 а – принципиальная схема; б – схема включения

а



б

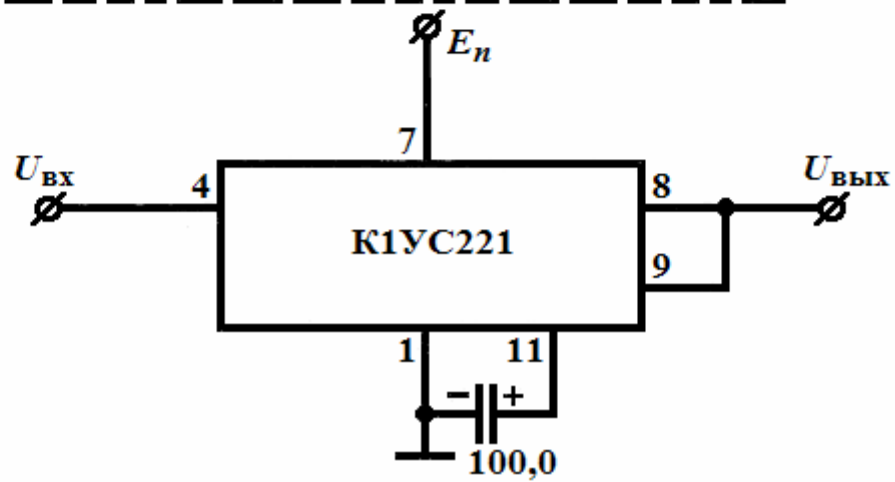


Рис. 2.41. Усилитель переменного тока К1УС221:
а – принципиальная схема; б – схема включения

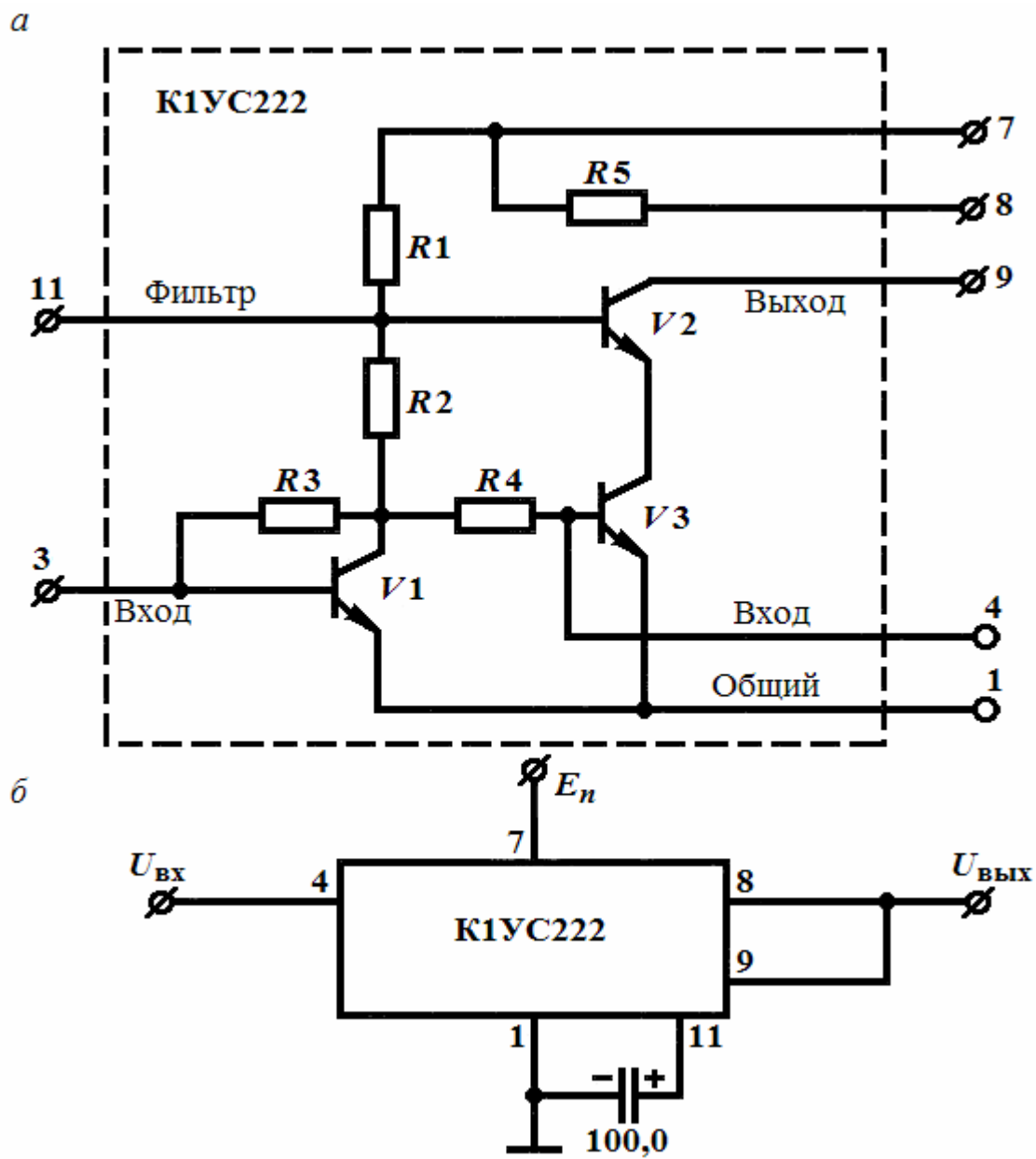


Рис. 2.42. Каскодный усилитель К1УС222:
 а – принципиальная схема; б – схема включения

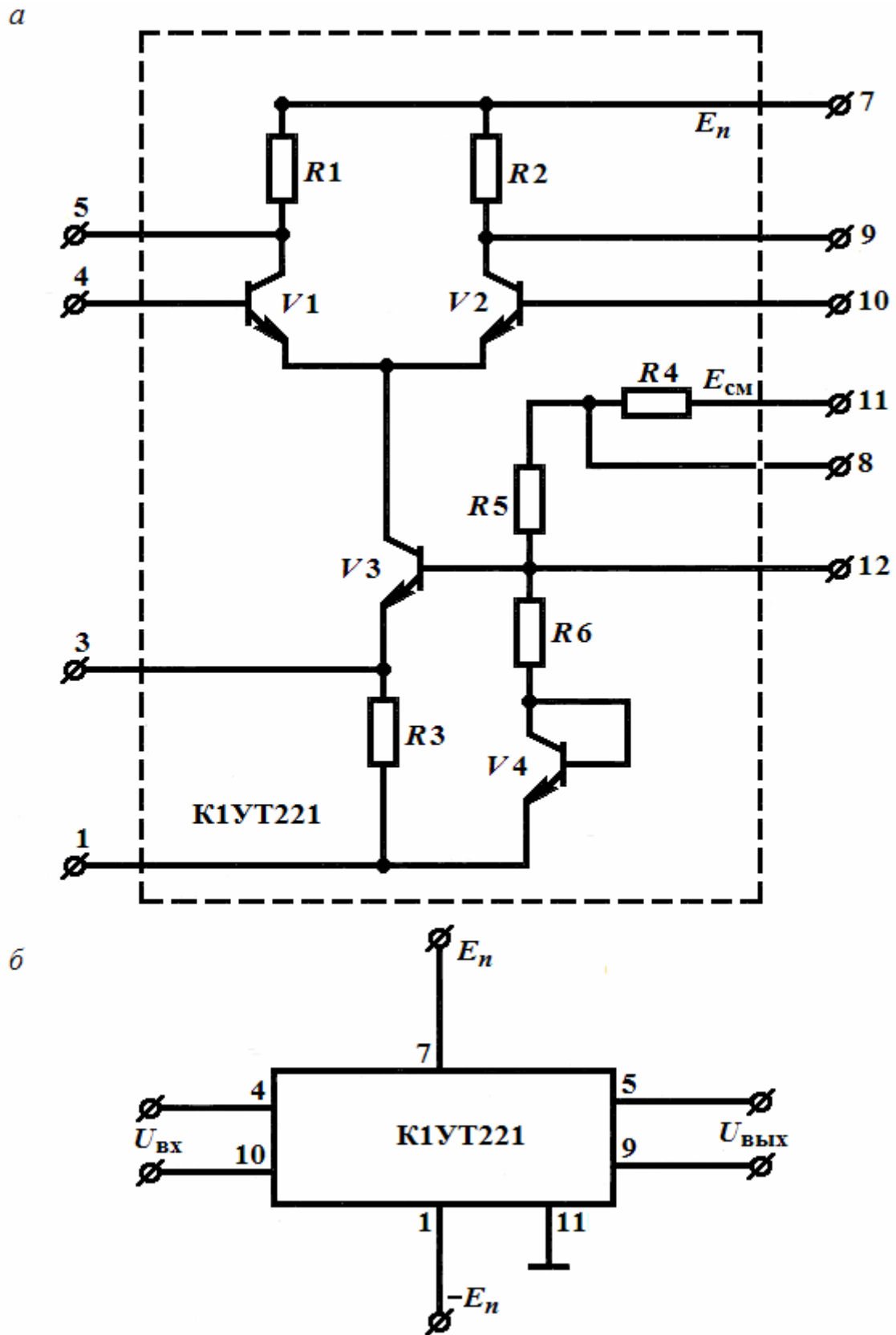


Рис. 2.43. Однокаскадный дифференциальный усилитель К1УТ221:
 а – принципиальная схема; б – схема включения

Рассмотрим в качестве примера микросхему К1УС221 (рис. 2.41). Она представляет собой двухкаскадный усилитель переменного тока и выпускается в пяти модификациях, различающихся напряжением питания, минимальным коэффициентом усиления, постоянным напряжением на выходе. Электрические параметры микросхем К1УС221 приведены в табл. 2.4.

Т а б л и ц а 2 . 4

Электрические параметры микросхем серии К1УС221

Тип микро- схемы	Напряжение питания, [В] $\pm 10\%$	Коэффици- ент усиления на $f = 12$ кГц, не менее	Входное сопротивле- ние [кОм], не менее	Постоянное напряжение на выходе, [В], не более
К1УС221 А	+ 6,3	250	2	2,8
К1УС221 Б	+ 6,3	400	2	2,8
К1УС221 В	+ 12,6	350	2	9,6
К1УС221 Г	+ 12,6	500	2	9,6
К1УС221 Д	+ 12,6	800	2	9,6

Каскад на транзисторе $V1$ выполнен по схеме с общим эмиттером. Транзистор $V2$ может использоваться как в схеме с общим эмиттером, так и в схеме с общим коллектором. Через резисторы $R4$ и $R6$ транзисторы охвачены отрицательной обратной связью, глубину которой можно регулировать с помощью подключаемого к выводу 5 переменного резистора. Для устранения обратной связи по переменному току достаточно подключить конденсатор большой емкости к выводам 3 и 11. Выводы 3 и 11 используются для соединения микросхемы с резистивными или емкостными элементами, меняющими или полностью устраняющими последовательную обратную связь по току в каждом каскаде, позволяющими регулировать режим работы транзисторов по постоянному току и т.д. Вывод 10 предусмотрен для подключения фильтрующих или корректирующих конденсаторов.

В зависимости от схемы включения транзистора $V2$ роль нагрузки могут выполнять $R7$ (в схеме с общим коллектором) или $R5$ (в схеме с общим эмиттером), а также внешние элементы, включаемые между выводами 8 и 9.

2.3.3. Микросхемы серии К722

Серии К722 и К122 одинаковы по составу и различаются по конструктивному оформлению микросхем. Рассмотрим схематические особенности серии К722 на примере микросхемы серии К7УТ221 (рис. 2.44).

Микросхема серии К7УТ221 является однокаскадным дифференциальным усилителем постоянного тока. Основу усилителя составляют транзисторы $V1$ и $V2$ с идентичными параметрами. Вместе с равными резистора-

ми $R1$ и $R2$ эти транзисторы образуют сбалансированную мостовую схему. В идеальном случае напряжение на диагонали моста между выводами 5 и 9 при отсутствии входного сигнала должно быть равно нулю.

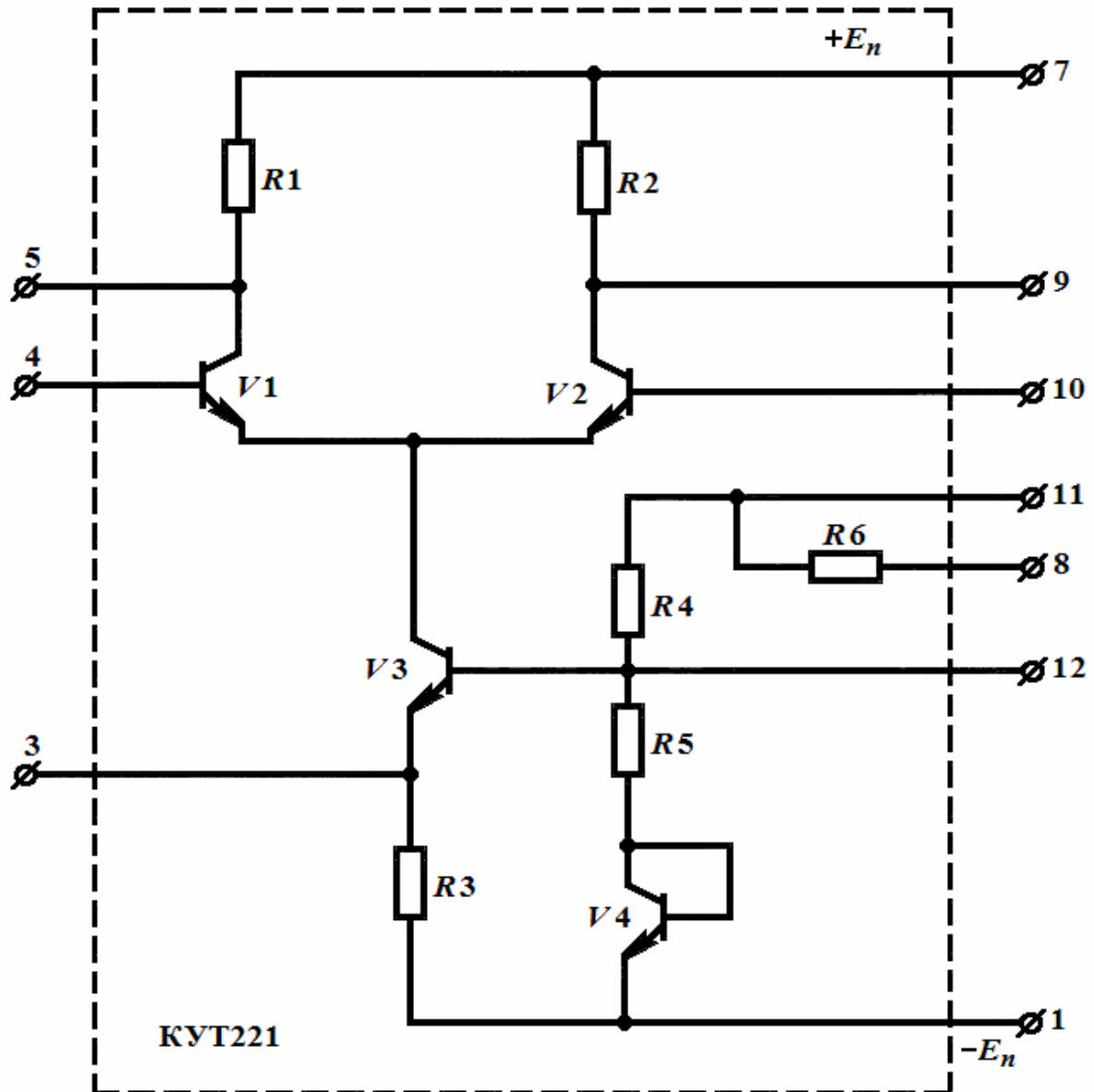


Рис. 2.44. Дифференциальный усилитель К7УТ221

Одно из важнейших достоинств дифференциальных усилителей заключается в том, что балансировка моста не нарушается и в случае синфазного воздействия на выводы 4 и 10. Обычно появление синфазного сигнала объясняется наличием наводок или других помех. Они вызывают одинаковые по амплитуде и фазе изменения напряжений на входах обоих транзисторов, а следовательно, и идентичные изменения токов через них. В результате напряжение между выводами 5 и 9 не претерпевает изменений, что свидетельствует о подавлении синфазной помехи.

Полезный сигнал обычно подается на дифференциальный вход между базовыми выводами транзисторов $V1$ и $V2$. В этом случае входные сигналы обоих транзисторов равны по амплитуде и противоположны по фазе. Изменение тока коллектора одного из транзисторов сопровождается противофазным изменением тока второго транзистора. Как следствие, появляется и меняется в соответствии с сигналом разность напряжений между коллекторами транзисторов дифференциальной пары (выводы 5 и 9).

Кроме работы на симметричный выход микросхема К7УТ221 может использоваться с несимметричным выходом. В этом случае несколько возрастает емкость обратной связи и ухудшается подавление синфазной помехи.

Важным элементом большинства интегральных дифференциальных усилителей является токостабилизирующий двухполюсник (генератор тока), подобный тому, который выполнен в рассматриваемой микросхеме на транзисторе $V3$ между эмиттерами транзисторов $V1$ и $V2$, с одной стороны, и выводом 1, с другой стороны. Эта транзисторная схема заменяет высокоомный резистор, создание которого в полупроводниковых микросхемах вызывает ряд затруднений.

При воздействии синфазной помехи, протекающие через токостабилизирующий двухполюсник токи транзисторов дифференциальной пары, вызывают увеличение напряжения обратной связи и уменьшение коэффициента усиления.

При воздействии полезного противофазного сигнала изменение тока одного из транзисторов компенсируется противоположным изменением тока второго транзистора. Напряжение на двухполюснике остается неизменным, а значит, не меняется коэффициент усиления сигнала. Чем больше сопротивление токостабилизирующего элемента, тем выше отношение коэффициентов усиления полезного сигнала и помехи.

Режим транзистора $V3$ определяется резистором $R3$ и делителем базового смещения, образованным резисторами $R6$, $R4$ и $R5$, а также транзистором $V4$. Транзистор $V4$ используется в диодном включении для стабилизации режима работы генератора тока при изменении температуры. Хорошая температурная компенсация обеспечивается идентичностью параметров транзисторов $V3$ и $V4$.

Изменением потенциала на базе транзистора $V3$ (для этого можно использовать выводы 8, 11 или 12) достигают изменения динамического диапазона усилителя, а также входного сопротивления. Электрические параметры микросхем серии К7УТ221 приведены в табл. 2.5.

Таблица 2.5

Электрические параметры микросхем серии К7УТ221

Тип микросхемы	Напряжение питания, [В] $\pm 10\%$	Коэффициент усиления на $f = 12$ кГц, не менее	Входное сопротивление [кОм], не менее	Входной ток [мкА]
К7УТ221 А	4	15	6	10
К7УТ221 Б	6,3	22	3	20
К7УТ221 В	6,6	22	3	20

2.3.4. Микросхемы серии К140

Большое применение в системах управления производственными процессами находят операционные усилители. Анализ схемотехнических и функциональных особенностей операционных усилителей приведем на примере микросхем серии К140. Серия состоит из двух микросхем, выполненных по полупроводниковой технологии и оформленных в круглых металлокерамических корпусах с 12 выводами. Параметры операционных усилителей серии К140 приведены в табл. 2.6.

Таблица 2.6

Параметры	К1УТ401		К1УТ402	
	А	Б	А	Б
Коэффициент усиления: минимальный	400	1300	$2 \cdot 10^4$	$3 \cdot 10^3$
максимальный	4500	$12 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^5$	$35 \cdot 10^3$
Входное напряжение, не менее, [В]	$\pm 2,8$	$\pm 5,7$	± 10	± 3
Напряжение смещения нуля, не более, [мВ]	± 10	± 10	± 10	± 10
Разность входных токов, не более, [мкА]	3	3	0,5	0,5
Входной ток, не более, [мкА]	8	12	1,5	1,5
Входное сопротивление, не менее, [МОм]	$4 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	0,15	0,15
Напряжение питания, [В]	$\pm 6,5 \pm 5\%$	$\pm 12,6 \pm 5\%$	$\pm 12,6 \pm 5\%$	$\pm 6,5 \pm 5\%$
Ток потребления, не более, [мА]	4,2	8	12	7

Микросхема К1УТ401 представляет собой широкополосный операционный усилитель, принципиальная схема которого приведена на рис. 2.45.

Усилитель состоит из входного и промежуточного дифференциальных усилительных каскадов, транслятора уровня и выходного каскада. Он име-

ет два входа (инвертирующий – вывод 9 и не инвертирующий – вывод 10) и один несимметричный выход (вывод 5). Напряжение питания подается на выводы 1 и 7 (соответственно – E_{n2} и E_{n1}). Вывод 4 – общий, а остальные используются для контроля режима или подключения внешних элементов в зависимости от конкретного применения микросхемы.

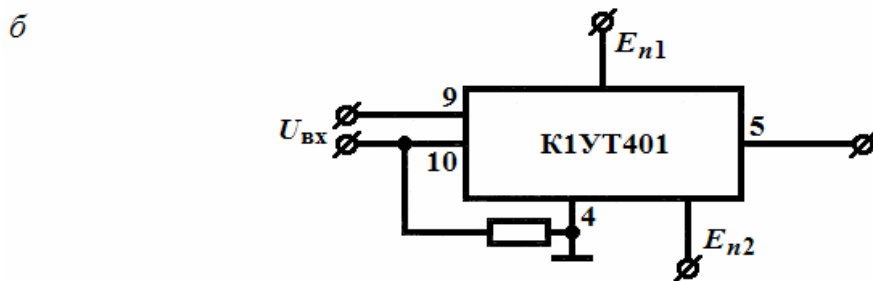
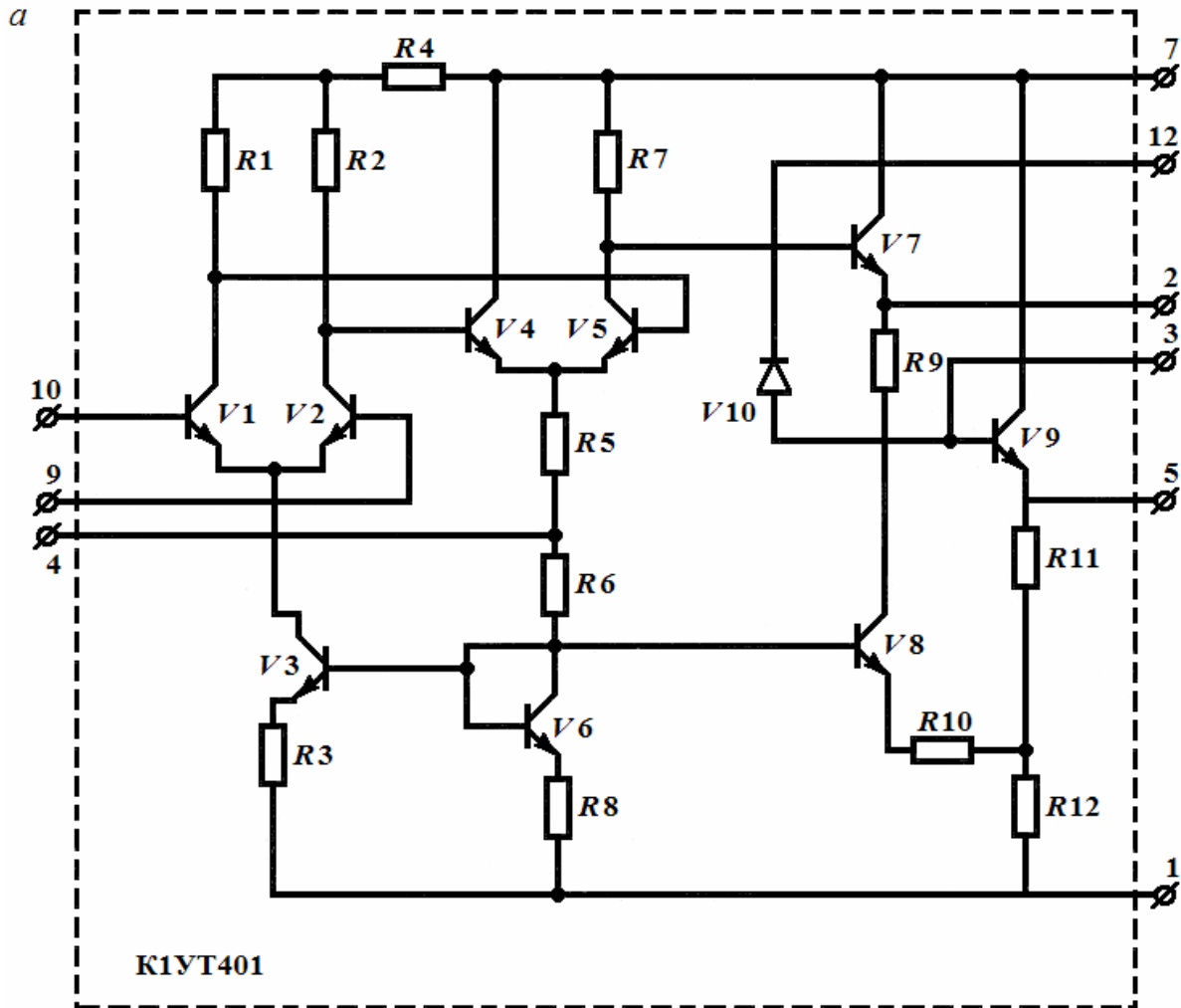


Рис. 2.45. Операционный усилитель К1УТ401:
a – принципиальная схема; *б* – схема включения

Входной каскад выполнен на дифференциальной паре транзисторов $V1$ и $V2$, в общую эмиттерную цепь которых включен токостабилизирующий двухполюсник с большим внутренним сопротивлением на транзисторе $V3$ с термокомпенсирующим диодом (транзистор $V6$ в диодном включении) в цепи базы. Работа подобной схемы рассмотрена на примере дифференциального усилителя К1УТ221. Основное назначение входного каскада операционного усилителя – большое усиление дифференциального сигнала при максимально возможном подавлении синфазной помехи.

Выходной сигнал первого дифференциального каскада микросхемы снимается с дифференциального выхода (резисторы $R1$ и $R2$) и подается на второй дифференциальный каскад на транзисторах $V4$ и $V5$. Так как требования по подавлению синфазной помехи в этом каскаде ниже, чем в первом, вместо токостабилизирующего элемента в эмиттерной цепи используется резистор. Различие дифференциальных каскадов заключается также в отсутствии резистивной нагрузки в цепи коллектора транзистора $V4$. Этим обеспечивается переход от симметричного входа к несимметричному выходу, в чем и заключается основное назначение второго каскада. Усиление его незначительно. Так как выходное напряжение второго дифференциального каскада снимается с коллектора транзистора $V5$ относительно «земли», на его выходе имеется постоянное напряжение. Отсутствие разделительных конденсаторов в схеме операционного усилителя приводит к тому, что без принятия соответствующих мер, постоянная составляющая может наблюдаться на выходе усилителя. Чтобы этого не произошло, перед выходным каскадом помещен транслятор на транзисторах $V7$ и $V8$. Благодаря включению резистора $R9$ между эмиттером транзистора $V7$ и коллектором транзистора $V8$, снижение потенциала не сопровождается заметным уменьшением усиления. Так как резистор $R9$ и сопротивление коллекторного перехода транзистора $V8$ образуют делитель с большим сопротивлением нижнего (транзисторного) плеча, сигнал почти без затухания поступает на базу транзистора $V9$ выходного каскада. Компенсация температурного дрейфа напряжения эмиттер – база транзистора $V8$ обеспечивается транзистором $V6$.

Выходной каскад операционного усилителя на транзисторе $V9$ выполнен по схеме эмиттерного повторителя. Он предназначен для усиления сигнала по мощности. Повышению усиления способствует положительная обратная связь за счет передачи части выходного напряжения с делителя $R10$, $R12$ на эмиттер транзистора $V8$. Часть сигнала синфазной помехи, которая просачивается на выход усилителя, по цепи обратной связи воздействует на базу транзистора $V3$, ослабляя действие помехи. Включенный

между базами транзисторов $V7$ и $V9$ диод $V10$ предназначен для дополнительного отбора тока при коротком замыкании на выходе усилителя.

Устойчивость работы усилителя обеспечивается подключением корректирующей цепи между выводами 1 и 12. На низких частотах в качестве корректирующей цепи целесообразно подключить к выводу 3 конденсатор емкостью 0,01 мкф.

Микросхема К1УТ402 (рис. 2.46) представляет собой более сложный вариант операционного усилителя, чем микросхема К1УТ401.

Входной каскад состоит из двух дифференциально включенных схем на транзисторах $V1$, $V2$ и $V3$, $V4$ и токостабилизирующей схемы на транзисторе $V6$. Включение транзисторов по данной схеме обеспечивает высокое входное сопротивление, возможность работы в режиме микротоков, малую разность входных токов, незначительный температурный дрейф токов.

Транзистор $V5$ в диодном включении служит для температурной стабилизации напряжений между эмиттером и базой транзисторов $V2$ и $V3$. Транзистор $V13$ используется как термостабилизирующий диод в цепи базы транзистора $V6$. Резисторы $R2$ и $R3$ являются коллекторной нагрузкой основной дифференциальной пары входного каскада.

Второй дифференциальный каскад микросхемы подобно первому состоит из двух дифференциальных схем на транзисторах $V8$, $V9$ и $V10$, $V11$. Такая схема позволяет существенно ослабить влияние второго дифференциального каскада на первый за счет большого входного сопротивления двойного эмиттерного повторителя. Во втором каскаде токостабилизирующий двухполюсник заменен резистором. Остальные элементы этого каскада по выполняемым функциям не отличаются от элементов входного каскада. Третий каскад на транзисторах $V14$ – $V19$ позволяет перейти от каскада с изолированной нагрузкой к заземленному каскаду, снижает уровень постоянного напряжения за счет сопротивлений резисторов $R15$ и $R16$, а также обеспечивает управление выходным каскадом. Подключенные к базовым выводам транзисторов $V14$ и $V16$ диоды $V25$, $V26$ предохраняют эмиттерные переходы этих транзисторов от перегрузок. Транзистор $V15$ используется для термокомпенсации напряжения эмиттер – база транзистора $V17$, с которого сигнал поступает на транзистор $V18$, включенный по схеме с общим эмиттером. С транзисторов $V18$ и $V19$ напряжение подается на двухтактный выходной каскад. Транзистор $V24$ обеспечивает температурную стабилизацию транзистора $V19$.

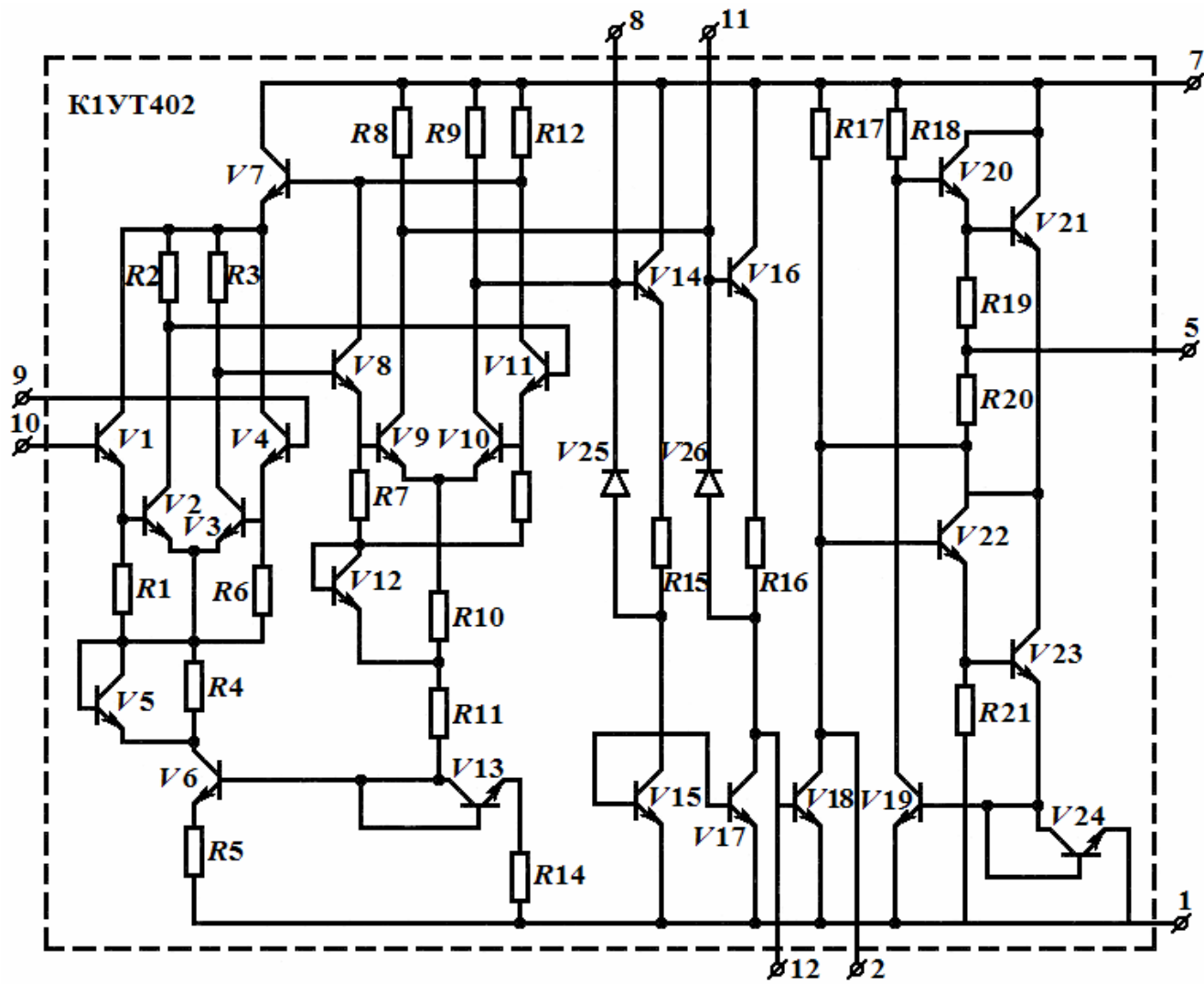


Рис. 2.46. Принципиальная схема усилителя постоянного тока К1УТ402

Выходной каскад выполнен по двухтактной схеме на двух парах транзисторов (V_{20} , V_{21} и V_{22} , V_{23}). Такая схема обеспечивает высокий коэффициент использования напряжения источников питания. Выходные напряжения операционного усилителя К1УТ402 при одинаковом напряжении питания заметно больше, чем в усилителе К1УТ401 (см. табл. 6). Применение сдвоенных эмиттерных повторителей в выходном каскаде позволило также примерно в 5 раз снизить выходное сопротивление микросхемы. При применении микросхемы К1УТ402 сложной задачей является коррекция амплитудно-частотной характеристики операционного усилителя. Это связано с большим коэффициентом усиления разомкнутого усилителя и с тем, что суммарный фазовый сдвиг всегда больше 2π . Обычно применяются до пяти корректирующих элементов, большинство из которых составляют конденсаторы. Наличие корректирующих цепей с большими постоянными времени ограничивает частотный диапазон усилителя.

2.3.5. Микросхемы серии К226

Серия К226 содержит пять микросхем усилителей низкой частоты (рис. 2.47–2.51).

Каждая микросхема выпускается в трех модификациях. Усилители выполнены на полевом транзисторе 2П201 и биполярных транзисторах типа 2Т332 и 2Т307.

Основные электрические параметры микросхем серии К226 приведены в табл. 2.7.

Т а б л и ц а 2 . 7

Вид микросхем	Источник питания, [В]	Коэффициент усиления	Выходное сопротивление, [МОм]	Выходное сопротивление, [Ом]	Входная емкость, [пФ]	Уровень шумов на $f = 20$ Гц – 20кГц, [мкВ]
К2УС261 (А, Б, В)	12,6 6,3	250 – 350	10	100	20	5
К2УС262 (А, Б, В)	12,6 6,3	27,6	10	100	20	5
К2УС263 (А, Б, В)	6 9	270 – 330	10	100	20	5
К2УС264 (А, Б, В)	6	9 – 11	10	100	20	12
К2УС265	12,6 6,3	80 – 120	10	100	20	12

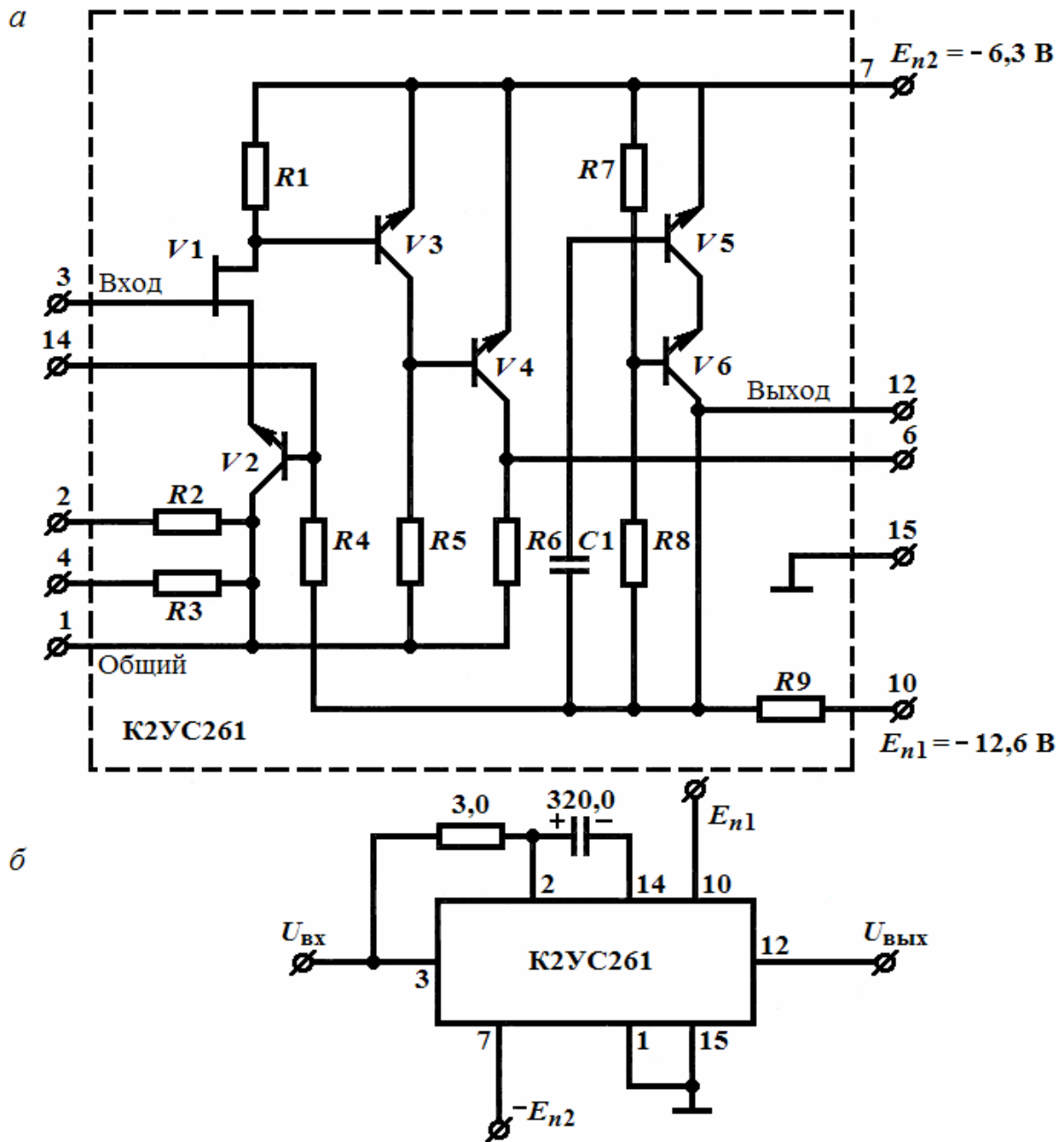


Рис. 2.47. Усилитель низкой частоты K2UC261:
 а – принципиальная схема; б – схема включения

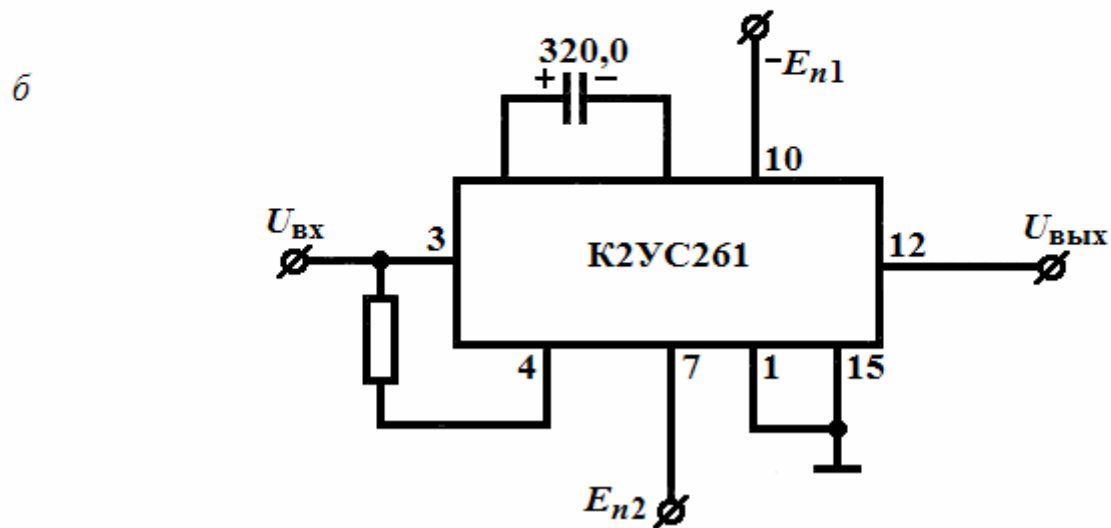
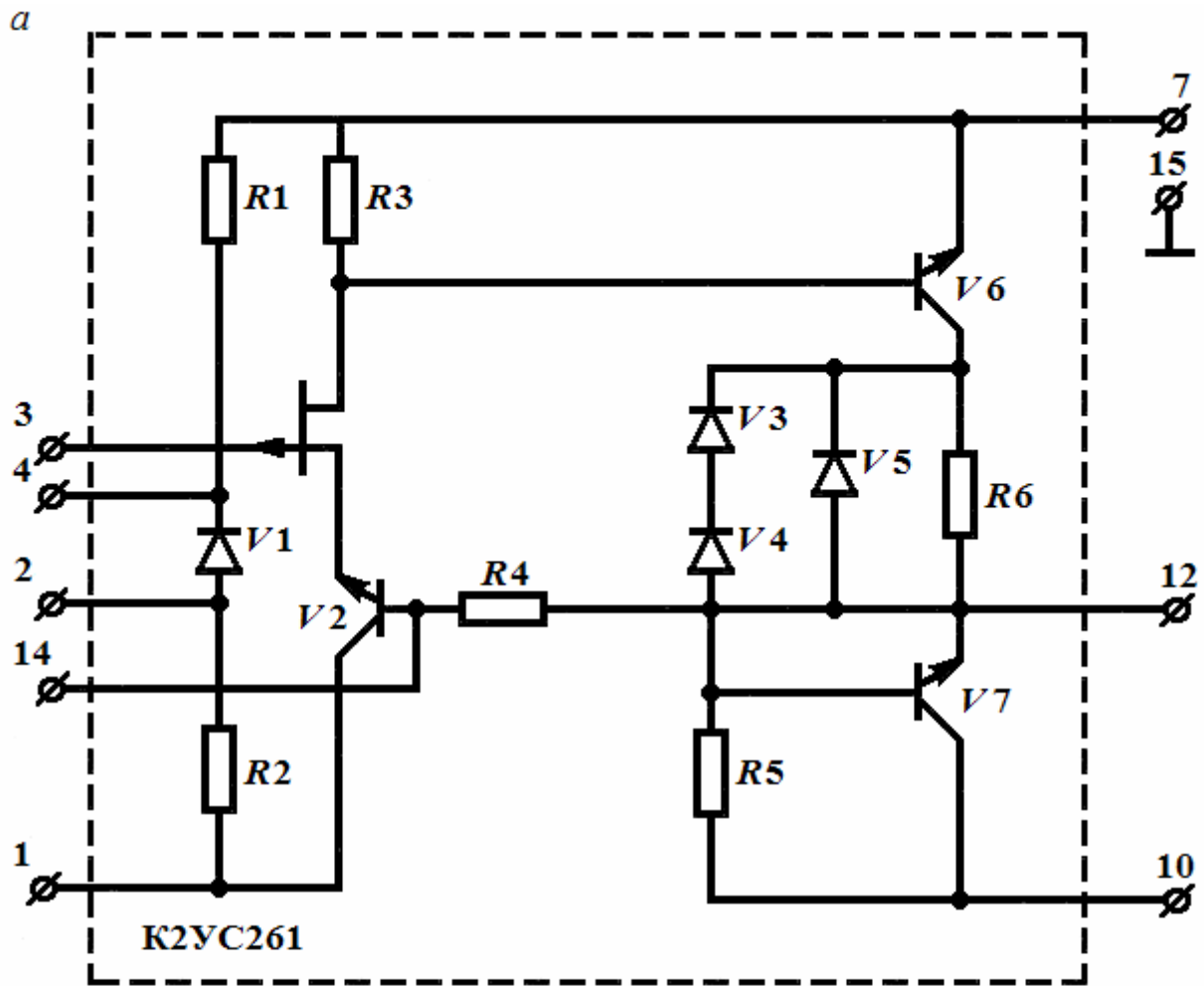


Рис. 2.48. Усилитель низкой частоты К2УС261:
 а – принципиальная схема; б – схема включения

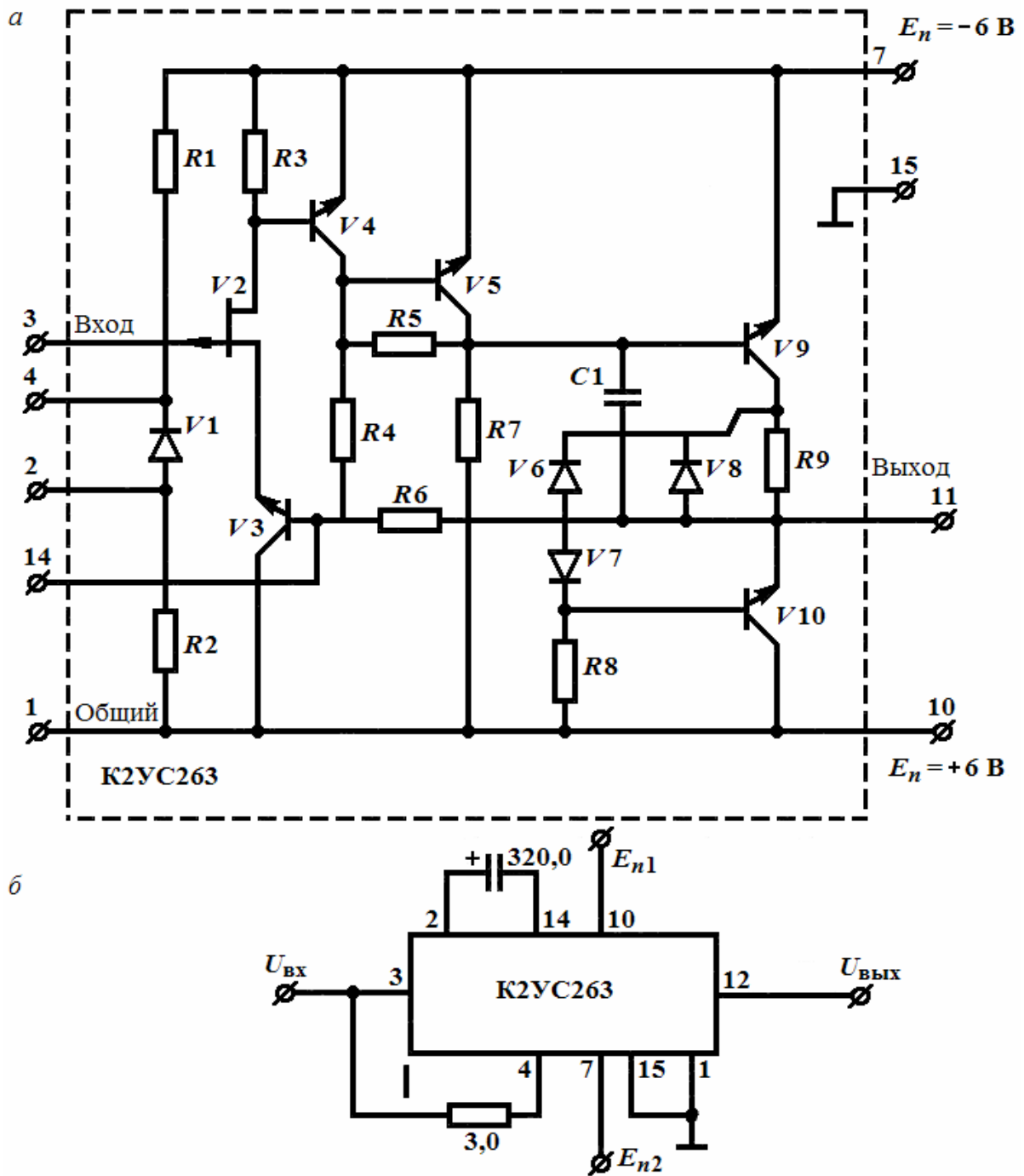


Рис. 2.49. Усилитель низкой частоты К2УС263:
 а – принципиальная схема; б – схема включения

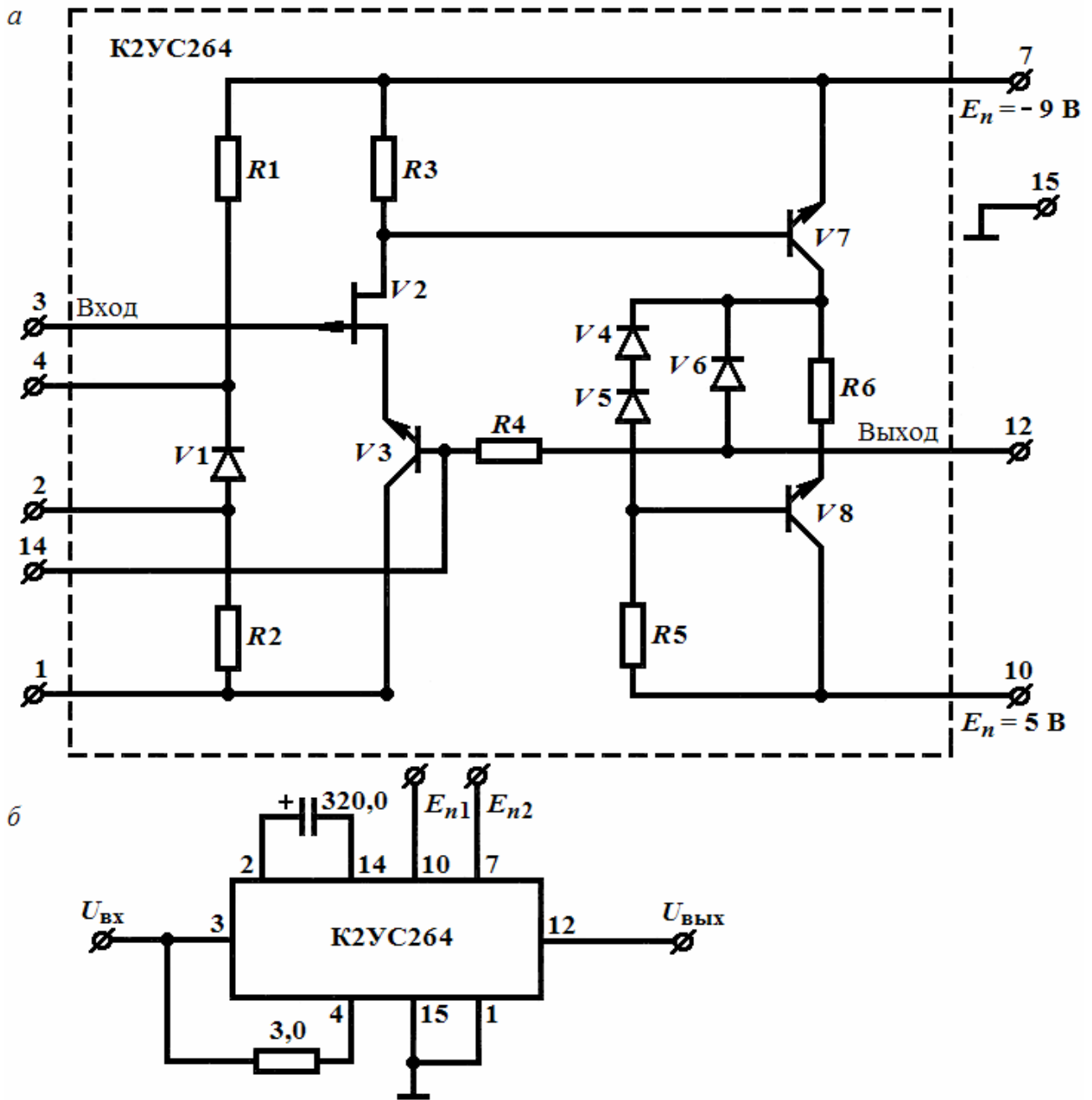


Рис. 2.50. Усилитель низкой частоты K2YC264:
a – принципиальная схема;
б – схема включения

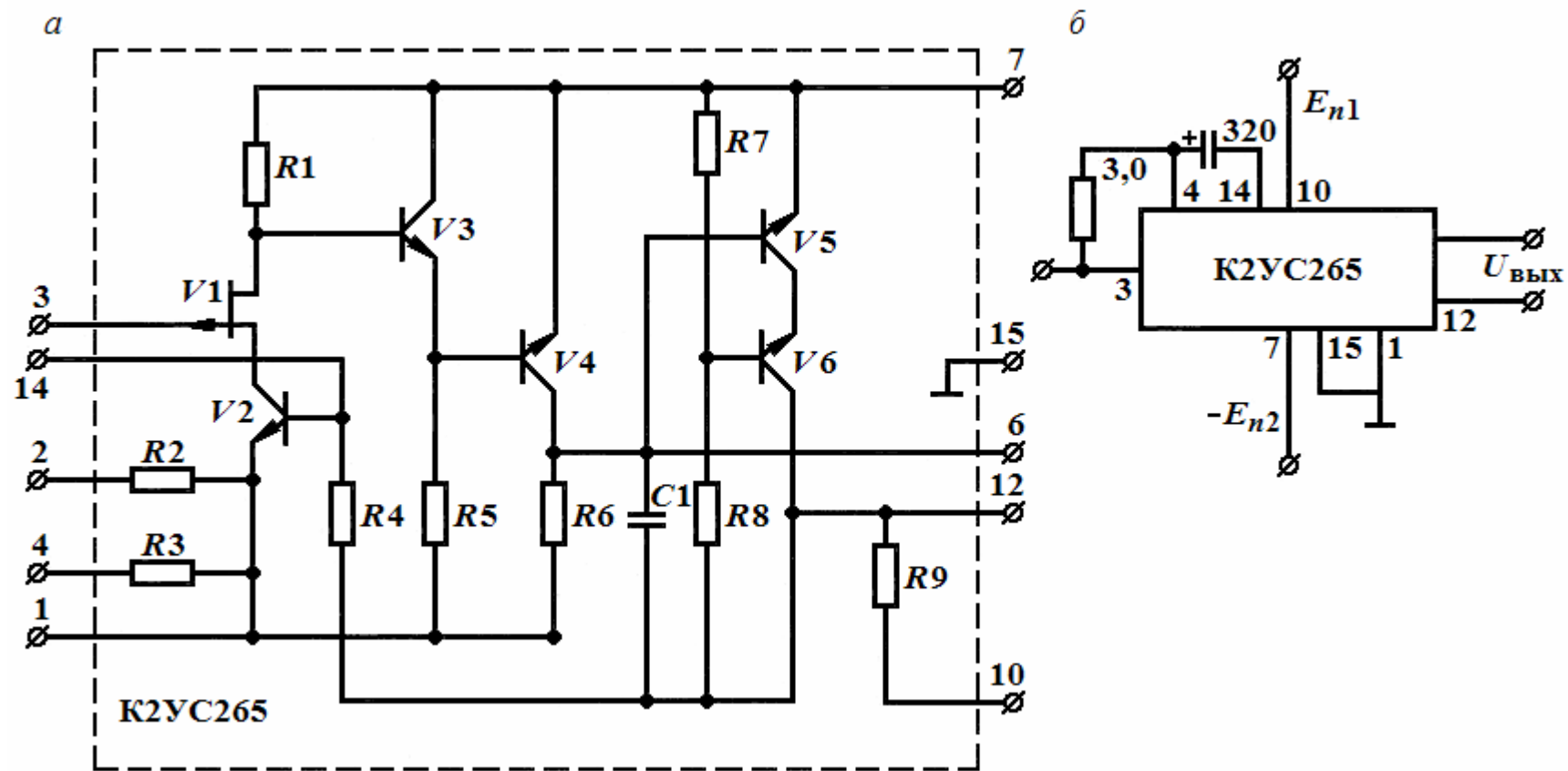


Рис. 2.51. Усилитель низкой частоты К2УС265:
 а – принципиальная схема; б – схема включения

Рассмотрим микросхему К2УС265 (рис. 2.51).

Входной каскад выполнен на полевом транзисторе $V1$ и позволяет получить большое входное сопротивление (не менее 10 МОм). Транзистор $V2$ в истоковой цепи является токостабилизирующим двухполосником. Изменяя напряжение смещения на базе этого транзистора за счет $R4$, $R2$, $R3$ можно регулировать в широких пределах коэффициент усиления схемы. На транзисторах $V3$ и $V4$ собраны усилители напряжения. Сигнал с выхода $V4$ можно снимать с вывода 6 и этот же сигнал через $C1$ воздействует на базу $V2$, т.е. осуществляется отрицательная обратная связь.

Одновременно сигнал с выхода транзистора $V4$ подается на базу $V5$, в качестве нагрузки которого используется транзистор $V6$ и резистор $R9$. Выходной сигнал снимается с выхода 12. Делитель $R7$ и $R8$ задает положение рабочей точки $V6$.

Благодаря применению малошумящих транзисторов, уровень шума не превышает 5 мкВ для микросхем модификации А, а для остальных – не выше 12 мкВ.

Верхняя граничная частота усилителей не ниже 100 кГц, а нижняя граничная частота составляет 1 – 6 Гц. Максимальное выходное напряжение не менее 1,5 В. Коэффициент нелинейных искажений не более 5 %.

Напряжение питания обеспечивается двумя источниками: $12,6 \pm 10\%$ и $6,3 \pm 10\%$. Применение разделительных источников питания для входных и выходных каскадов увеличивает стабильность работы схемы. Потребляемая мощность около 60 мВт.

2.3.6. Микросхемы серии К228

Серия 228 содержит четыре микросхемы усилителей:

К2УС281 – универсальный усилитель (рис. 2.52);

К2УС282 – регулируемый усилитель (рис. 2.53);

К2УС283 – каскодный усилитель (рис. 2.54);

К2УС294 – балансный усилитель (рис. 2.55).

Электрические параметры микросхем серии 228 приведены в табл. 2.8.

Т а б л и ц а 2 . 8

Электрические параметры микросхем серии К228

Тип микросхемы	Напряжение питания, $\pm 10\%$, [В]	Напряжение смещения, $\pm 10\%$, [В]	Мощность потребления, [мВт], не более	Крутизна вольтамперной характеристики на $f = 5$ МГц	Ток коллектора, [мА]	Входное сопротивление, [Ом]	Выходное сопротивление, [кОм]
К2УС281	6,3	- 6,3	70	10	2,9-4,3	200	10
К2УС282	6,3	- 6,3	70	10	2,8-4,8	200	100
К2УС283	6,3	- 6,3	70	10	2,8-4,8	200	100
К2УС284	6,3	- 6,3	85	5	2-2,8	200	50

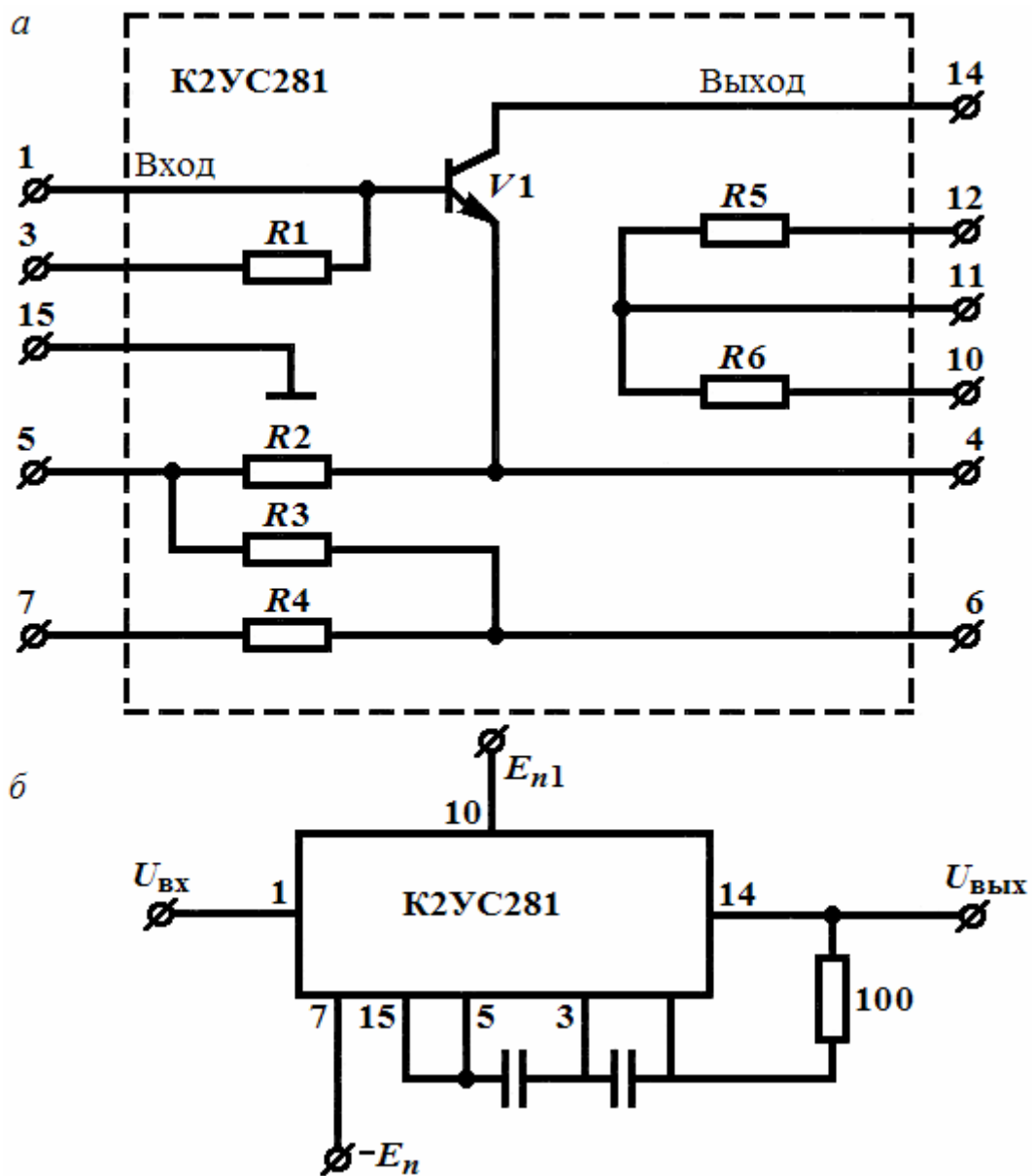


Рис. 2.52. Универсальный усилитель K2UC281:
 а – принципиальная схема; б – схема включения

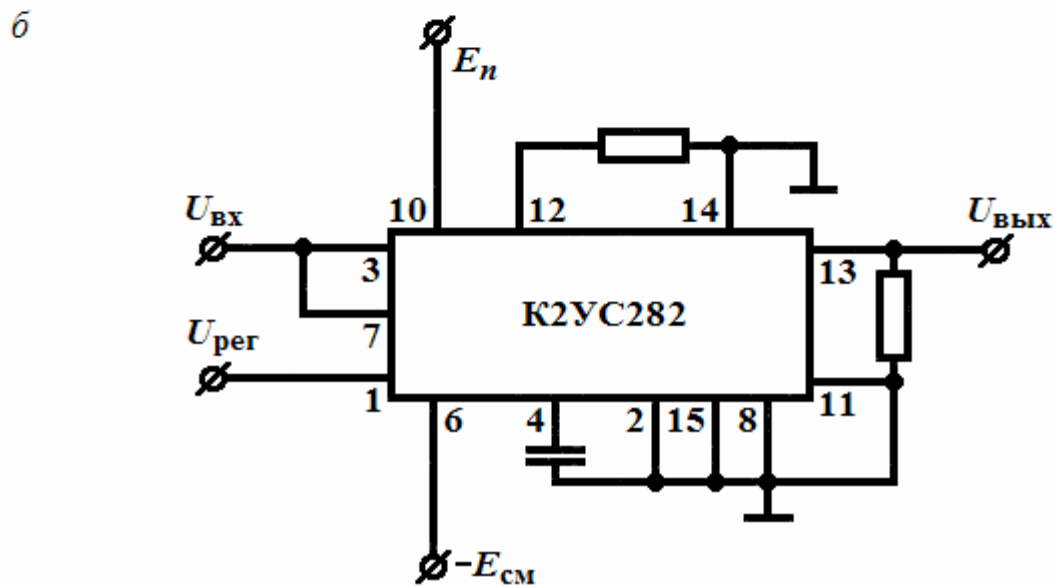
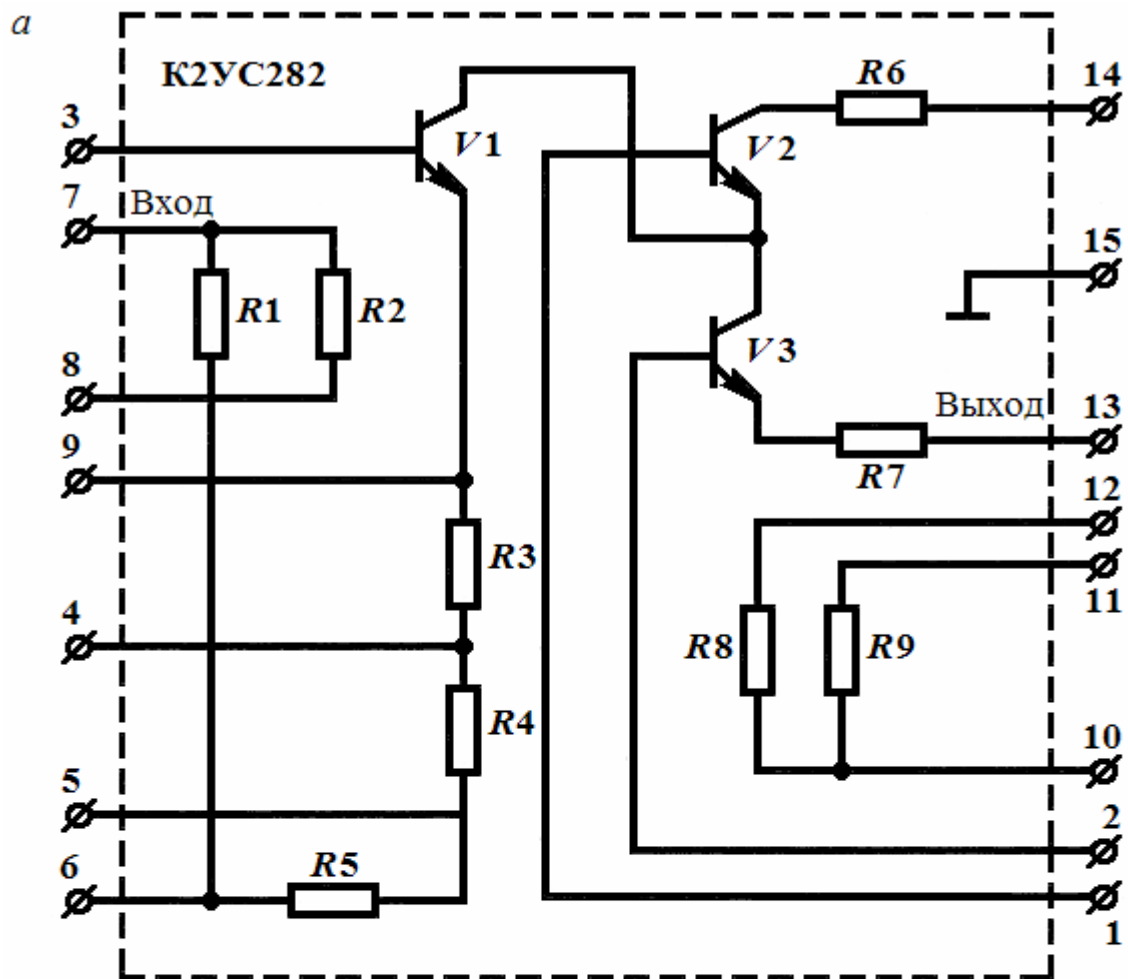
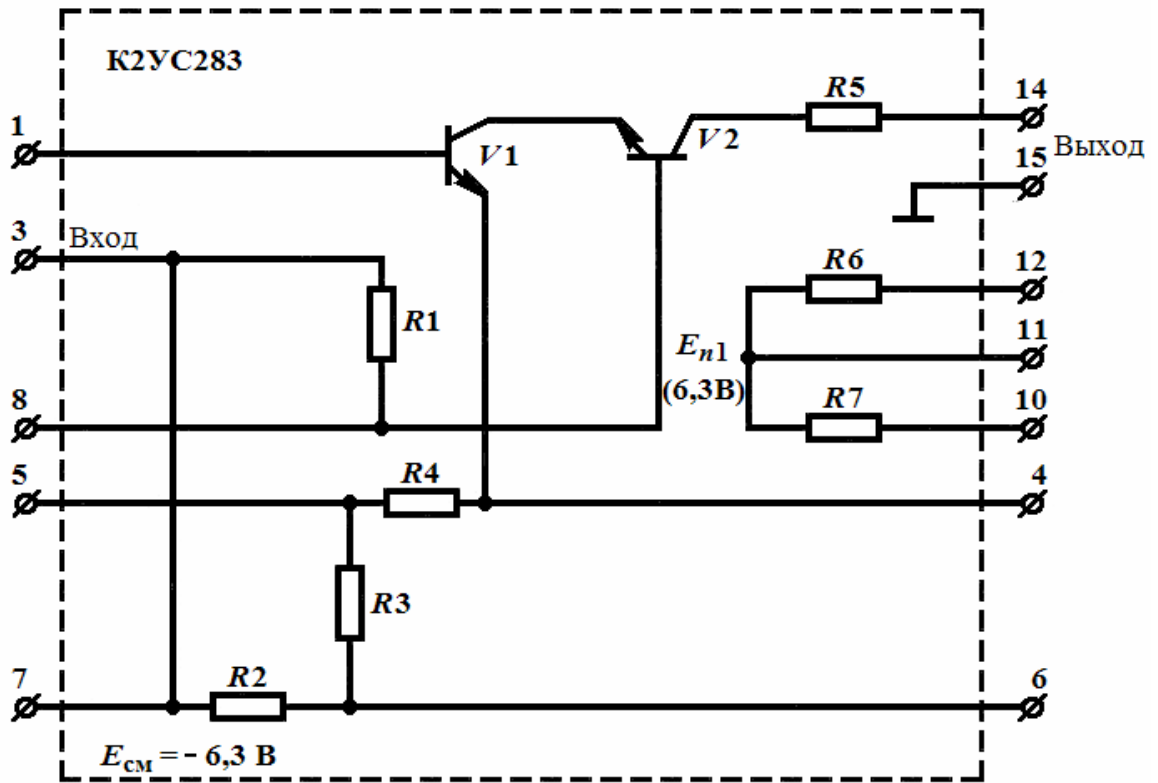


Рис. 2.53. Универсальный усилитель К2УС282:
а – принципиальная схема; б – схема включения

а



б

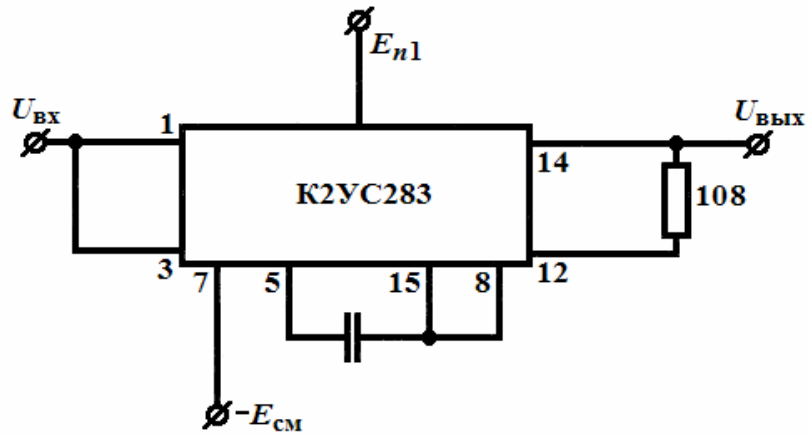


Рис. 2.54. Универсальный усилитель К2УС283:
а – принципиальная схема; б – схема включения

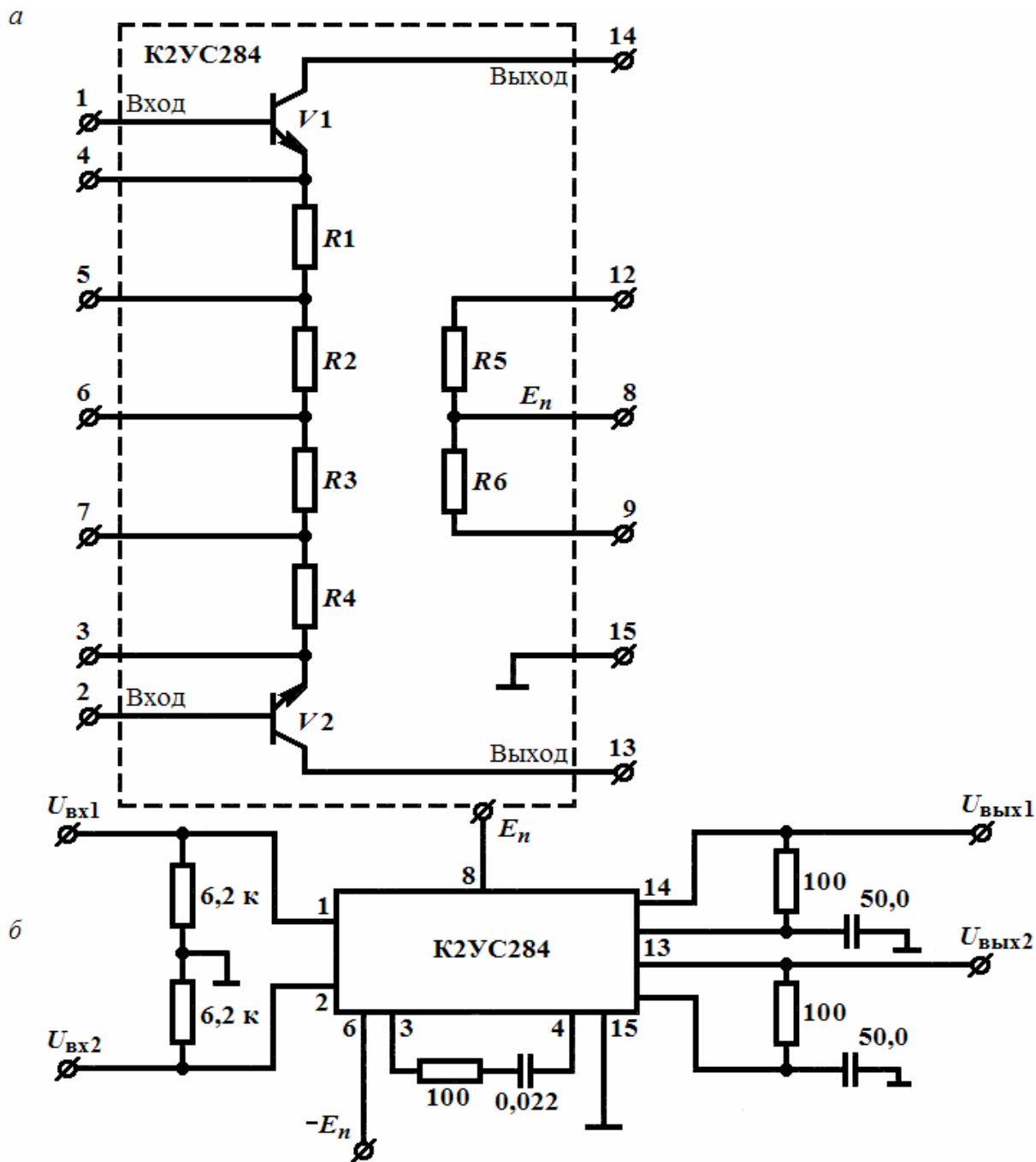


Рис. 2.55. Универсальный усилитель К2УС284:
а – принципиальная схема; б – схема включения

Из микросхем серии К228 в качестве примера рассмотрим каскодный усилитель (см. рис. 2.54). Он представляет собой двухкаскадный усилитель, собранный на транзисторах $V1$ и $V2$. По отношению к источнику питания транзисторы $V1$ и $V2$ включены последовательно. Входной сигнал подается на вход транзистора $V1$, который включен по схеме с общим эмиттером. Транзистор $V2$, с которого снимается сигнал, включен по схеме с общей базой. Резисторы $R1$, $R2$, $R3$, $R4$ и источник смещения $E_{см}$ обеспечивают режим работы транзистора.

Резисторы R_6 и R_7 позволяют изменять коэффициент усиления усилителя. Микросхемы серии К228 могут использоваться в различных по выполняемым функциям узлах. Так например, на микросхеме К2УС281 (см. рис. 2.53) можно выполнить апериодические и резонансные усилители по схеме с общим эмиттером, общим коллектором или общей базой, смесители, генератор и др. Такие микросхемы называются универсальными усилителями.

2.3.7. Микросхемы серии К284

Серия К284 содержит три модификации операционного усилителя (К284 УД1) с дифференциальным входом на полевых транзисторах, истоковые повторители (К2УЭ841А, К2УЭ841Б), активный элемент RC – фильтра (К2СС841). Четвертая микросхема серии (К2СС842А, К2СС842Б) представляет собой два самостоятельных истоковых повторителя и инвертирующий усилитель.

Рассмотрим в качестве примера микросхему К2УЭ841 (рис. 2.56).

Электрические параметры этой микросхемы приведены в табл. 2.9.

Микросхема К2УЭ841 называется истоковым повторителем. Она состоит из двух каскадов:

- парафазного усилителя, собранного на полевом транзисторе V_1 ;
- эмиттерного повторителя, собранного на биполярном транзисторе V_2 .

Схема позволяет получить два равных, но противофазных напряжения (выводы 11 и 13). Параметры делителя R_1 , R_2 , R_3 позволяют осуществлять выбор рабочей точки транзистора V_1 .

Т а б л и ц а 2 . 9

Электрические параметры микросхемы К2УЭ841

Название электрического параметра	Величина электрического параметра
Коэффициент усиления по напряжению, не менее	0,97
Нестабильность коэффициента усиления в диапазоне рабочих температур, [%], не более	2,5
Уровень собственных шумов, не более, [мкВ]	
К2УЭ841 А	10
К2УЭ841 Б	20
Выходное напряжение, [В], не менее	1
Выходное сопротивление, [Ом], не более	150
Выходная емкость, [пФ], не более	12

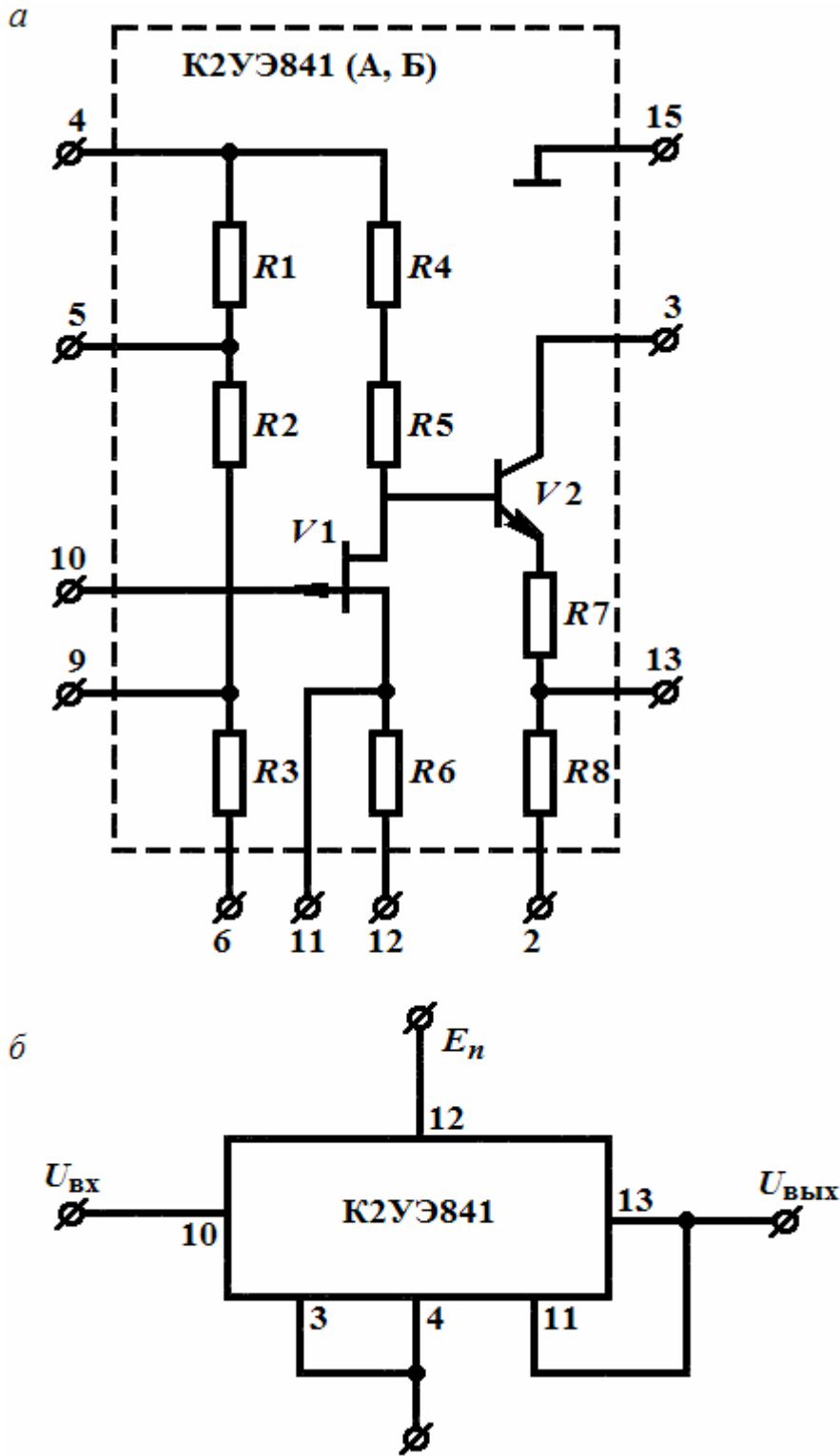


Рис. 2.56. Истоковый повторитель К2УЭ841:
 а – принципиальная схема; б – схема включения

2.3.8. Некоторые особенности построения аналоговых устройств на интегральных микросхемах

Использование микросхем широкого применения для создания аналоговых радиоэлектронных устройств систем управления требует учета целого ряда особенностей, связанных с реализованными в микросхемах решениями, с номенклатурой микросхем и их параметрами, с конструкторско-технологическим уровнем производства.

Интегральные микросхемы позволяют на более высоком уровне использовать функционально-узловой метод проектирования. Этот метод основан на широком применении при разработке аппаратуры типовых функциональных узлов, в качестве которых могут выступать как отдельные микросхемы, так и несколько микросхем, выполняющих определенное преобразование сигнала. Это позволяет создавать более сложные и надежные устройства.

Аналоговые микросхемы выпускаются, как правило, функционально-незавершенными. Это обусловлено большим разнообразием схем аналоговых устройств, необходимостью использования микросхем на различных частотах, с различными видами нагрузки, а также отсутствием в микросхемах конденсаторов и катушек индуктивности. Для удовлетворения высоких требований по селективности, подавлению различных побочных излучений в радиосистемах и преобразователях используются внешние катушки и конденсаторы.

С другой стороны при использовании функционально-незавершенных микросхем имеется возможность эффективнее использовать микросхемы в конкретном варианте их включения путем тщательного подбора внешних элементов. При построении аналоговых устройств систем управления на нескольких микросхемах возникает задача согласования различных микросхем между собой и другими радиоэлементами (трансформаторами, фильтрами, контурами). Для облегчения решения задачи согласования желательно применять микросхемы одной серии.

Применение микросхем часто вызывает изменение установившихся принципов построения трактов аналоговой радиоаппаратуры системы управления. Например, вместо каскадного использования селективных компонентов наиболее часто применяется фильтрация сигнала после нескольких каскадов широкополосного усилителя.

Применение вторичных источников питания в микросхемах позволило осуществлять стабилизацию напряжения питания отдельных каскадов; одновременно такие микросхемы обеспечивают фильтрацию напряжения и развязку каскадов по цепям питания, что обычно проводилось с помощью дросселей, резисторов и конденсаторов большой емкости.

При использовании микросхем более тесно, чем при конструировании дискретной радиоаппаратуры, должны решаться схемотехнические и кон-

структурско-технологические вопросы. Это относится к расположению микросхем и радиоэлементов на печатной плате, мерам по исключению самовозбуждения, уменьшению наводок, отводу тепла и ряду других вопросов.

Применение интегральных микросхем операционных усилителей в сочетании с внешними радиоэлементами позволяет реализовать большое количество функций по преобразованию сигналов, встречающихся в аналоговых устройствах систем управления.

Главным преимуществом интегральной технологии является возможность изготовления большого количества идентичных по параметрам транзисторов и резисторов, причем стоимость этих элементов мало зависит от их количества в микросхеме. Поэтому, если раньше разработчики систем управления старались использовать минимальное количество радиоэлементов, особенно активных, то при конструировании радиоаппаратуры на микросхемах возник новый подход, который заключается в использовании микросхем с возможно большей степенью интеграции, если даже это приводит к более сложным схематическим решениям. При таком подходе существенно повышается надежность радиоаппаратуры, время ее эксплуатации, уменьшаются масса и габариты.

Применение интегральных микросхем с повышенным уровнем интеграции позволяет осуществлять самые сложные технические решения и иметь при этом максимально допустимые параметры радиоаппаратуры в прежних габаритах, а иногда и в меньших.

3. ЦИФРОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

3.1. Общая характеристика цифровых микросхем

Цифровые микросхемы применяются для преобразования и обработки дискретных сигналов, которые обычно представляются в двоичной форме. Эти микросхемы используются в цифровых вычислительных машинах, в приборах информационно-измерительной техники, в аппаратуре систем управления производственными процессами.

В зависимости от рода выполняемой функции цифровые микросхемы делятся на подгруппы: логические микросхемы, триггеры, элементы арифметических и дискретных устройств. В пределах каждой подгруппы микросхемы разбиваются по функциональным признакам на отдельные виды.

Цифровые микросхемы выпускаются отдельными сериями. Микросхемы определенной серии относятся к различным подгруппам и видам, но имеют однотипные корпуса, одинаковые напряжения питания, надежность. Микросхемы одного вида, входящие в состав серии, отличаются параметрами. Наличие в серии микросхем различных подгрупп и видов позволяет исключить использование согласующих и других дополнительных устройств. Это дает возможность разрабатывать компактную, надежную и экономичную микроэлектронную аппаратуру.

Кратко рассмотрим основные подгруппы цифровых микросхем: логических микросхем, триггеров.

3.2. Генерирование импульсов

3.2.1. Классификация, режим работы генераторов импульсов

Генераторы импульсов – это электронные устройства, создающие электрические импульсы (напряжения, тока, мощности). Они широко применяются в радиосвязи, телевидении, радиолокации, современных информационных системах и других устройствах. Генераторы импульсов используются главным образом для генерирования сигналов прямоугольной и пилообразной формы.

Существует два способа построения генераторов импульсов. *Первый способ* основан на применении усилителей с положительной обратной связью, а *второй* – на использовании электронных приборов с вольтамперной характеристикой, содержащей падающий участок, которому соответствует отрицательное дифференциальное сопротивление прибора.

Генераторы импульсов могут работать в трех режимах: автоколебательном, синхронизации и ждущем.

Генераторы импульсов удобно классифицировать по способу их возбуждения.

Генератор с самовозбуждением (автогенератор) работает в автоколебательном режиме, когда несинусоидальные колебания, генерируемые генератором импульсов, возникают без внешних воздействий в результате процессов, происходящих в самой схеме. Амплитуда, форма и частота следования генерируемых импульсов определяются параметрами схемы генератора. К сожалению, стабильность частоты следования импульсов автогенераторов (без применения специальных средств стабилизации) невысока, особенно при построении автогенераторов на транзисторах. Поэтому часто прибегают к работе в режиме синхронизации. При работе в режиме синхронизации генератор является по-прежнему генератором с самовозбуждением, однако к нему прикладывается внешнее синхронизирующее напряжение. Частота генерируемых импульсов оказывается равной частоте синхронизирующего напряжения (или в целое число раз меньше – режим деления частоты). Амплитуда и форма импульсов определяются параметрами схемы. При снятии синхронизирующего напряжения происходит возврат к автоколебательному режиму. Примером генераторов с самовозбуждением могут служить блокинг-генератор, мультивибратор.

Генератор с посторонним (внешним) возбуждением является, по существу, импульсным усилителем мощности. Поступающие на его вход импульсы от внешнего генератора соответствующим образом преобразуются. Например, к импульсным генераторам с посторонним возбуждением можно отнести выходные каскады развертки в телевизоре, эмиттерный повторитель и т.д.

К промежуточному типу генераторов импульсов отнесем схемы, имеющие потенциальную возможность к самовозбуждению, но поставленные в режим, исключающий самовозбуждение. Такой генератор работает в ждущем режиме. В этом режиме генератор при отсутствии внешнего импульса запуска находится в состоянии устойчивого равновесия (покоя). Лишь при воздействии внешнего импульса запуска генератор вырабатывает один рабочий импульс, после чего генератор возвращается к состоянию равновесия (покоя). Ждущий тип генераторов принципиально отличается от генераторов с посторонним возбуждением тем, что у него форма генерируемых импульсов практически не зависит от формы входных импульсов. Примерами ждущего генератора могут служить ждущий мультивибратор и – в определенном смысле – триггер.

3.2.2. Ключевой режим работы транзистора

В состав генераторов импульсов входят электронные ключи. Основу любого электронного ключа составляет активный элемент (полупроводниковый диод, транзистор), работающий в ключевом режиме. Ключевой ре-

жим характеризуется двумя состояниями ключа: «Включено» – «Выключено».

На рис. 3.1, *а, б* приведены упрощенная схема и временные графики идеального ключа. При разомкнутом ключе ток в цепи $i = 0$, а $u_{\text{ВЫХ}} = E$, при замкнутом ключе ток в цепи $i = E/R$, $u_{\text{ВЫХ}} = 0$. При этом предполагается, что сопротивление разомкнутого ключа бесконечно велико, а сопротивление замкнутого ключа равно нулю.

В генераторах импульсов на транзисторах широко используются транзисторные ключи, собранные по схеме с общим эмиттером. Простейшая схема такого транзисторного ключа изображена на рис. 3.1, *в*. Работу схемы можно пояснить, пользуясь статическими выходными характеристиками транзистора и нагрузочной прямой, построенной при заданных значениях сопротивления резистора R_k и эдс источника питания E_k (см. рис. 3.1, *г*).

При работе транзистора в ключевом режиме максимальная амплитуда перепада напряжения на коллекторе (что очень важно для генератора импульсов) получается в том случае, когда транзистор переходит из состояния насыщения (точка Б) в запертое состояние (точка А).

Для перевода транзистора типа $p-n-p$ в режим насыщения на его базу подается отрицательное напряжение $u_{\text{ВХ}}$, амплитуда которого выбирается такой величины, чтобы транзистор был полностью открыт (точка Б на рис. 3.1, *г*). При этом необходимо, чтобы входной ток ($i_{\text{б}}$) был равен или превышал некоторую величину $I_{\text{б.н}}$, при которой коллекторный ток достигает максимального значения:

$$i_{\text{к}} = I_{\text{к max}} \approx \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}.$$

Следовательно,

$$i_{\text{б}} \geq I_{\text{б.н}} = \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}\beta},$$

где $\beta = h_{21э}$ – статический коэффициент усиления по току.

В режиме насыщения напряжение на коллекторе или на выходе ключа минимально, т.е. $u_{\text{к}} = u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{к min}}$ (см. рис. 3.1, *г*). Выключенное состояние транзистора типа $p-n-p$ обеспечивается подачей на базу положительного запирающего напряжения $u_{\text{ВХ}}$, которое смещает эмиттерный переход в обратном направлении. При этом ток коллектора оказывается равным обратному току коллекторного перехода:

$$i_{\text{к}} = I_{\text{к min}} = I_{\text{к0}},$$

а напряжение на коллекторе или на выходе ключа максимально, т.е. $u_{\text{к}} = u_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{к max}} = E_{\text{к}} - I_{\text{к0}} R_{\text{к}} \approx E_{\text{к}}$ (см. рис. 3.1, *г*).

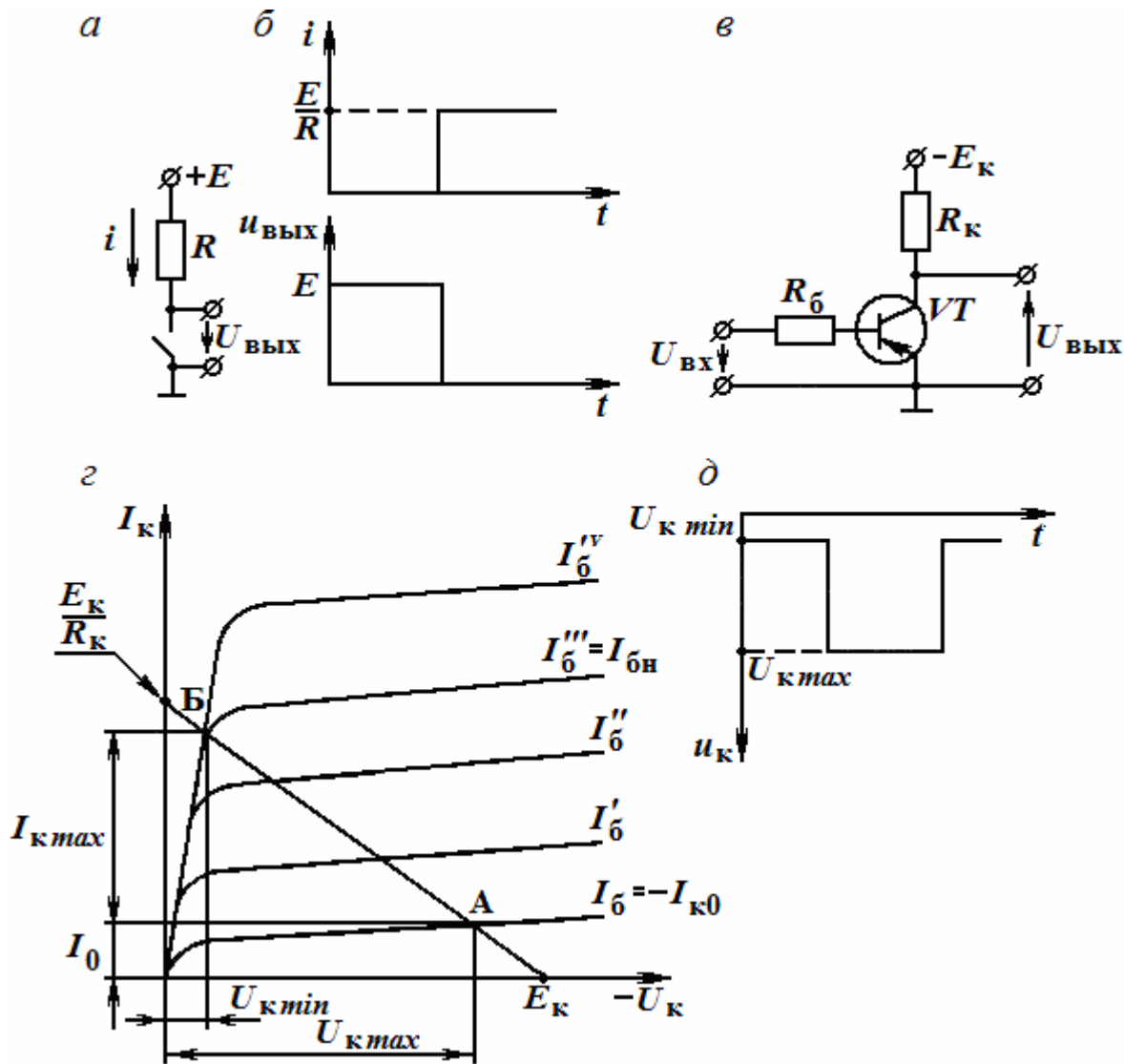


Рис. 3.1. Схема (а), временные графики (б) идеального ключа; схема (в), динамическая характеристика (г), выходное напряжение (д) транзисторного ключа

При обеспечении обоих режимов амплитуда перепада коллекторного (выходного) напряжения при переключении транзистора из одного режима в другой получается равной

$$\Delta U = E_K - I_{K0} R_K - U_{K \min}.$$

Поскольку величины $I_{K0} R_K$ и $U_{K \min}$ не превышают 0,2...0,3 В, то практически можно считать $\Delta U \approx E_K$. Величина перепада коллекторного тока также оказывается значительной, т.е.

$$\Delta i_K \approx \frac{E_K}{R_K} - I_{K0} \approx \frac{E_K}{R_K}.$$

Транзистор при переключении обладает почти идеальными ключевыми свойствами. При этом напряжение на коллекторе имеет вид прямоугольных видеоимпульсов (см. рис. 3.1, д).

3.2.3. Логические электронные элементы

Логические электронные элементы находят широкое применение в радиоэлектронной технике: в различных устройствах автоматики, в цифровых электронных вычислительных машинах и устройствах обработки информации. На основе логических электронных элементов выполняют в настоящее время генераторы импульсов. Логическими элементами называются устройства, предназначенные для решения логических задач, устанавливающих истинность или ложность выводов по заданным предпосылкам. Истинность обычно обозначают логической единицей («1»), а ложность – логическим нулем («0»).

В зависимости от вида используемых сигналов логические элементы делят на потенциальные и импульсные. В потенциальных элементах логические «0» и «1» представляются двумя разными уровнями электрического потенциала, а в импульсных – наличием или отсутствием импульсов. Наибольшее распространение получили потенциальные элементы.

Логические элементы выполняют простейшие логические операции над цифровой информацией.

Логическая операция преобразует по определенным правилам входную информацию в выходную. Логические элементы чаще всего строят на базе электронных устройств, работающих в ключевом режиме. Поэтому цифровую информацию обычно представляют в двоичной форме, в которой сигналы принимают только два значения: «0» (логический нуль) и «1» (логическая единица), соответствующие двум состояниям ключа.

Логические преобразования двоичных сигналов включают три элементарные операции:

1) логическое сложение (дизъюнкцию), или операцию ИЛИ, обозначаемую знаками «+» или «V»:

$$F = x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_n;$$

2) логическое умножение (конъюнкцию), или операцию И, обозначаемую знаками «(·)», «Λ», или написание переменных рядом без знаков деления:

$$F = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_n;$$

3) логическое отрицание (инверсию), или операцию НЕ, обозначаемую чертой над переменной:

$$F = \bar{x}.$$

Всякую логическую задачу можно решить с помощью комбинации из элементарных логических высказываний (функций). Логическое умножение образует сложное высказывание, которое истинно только в том случае, когда все составляющие его простые высказывания истинны. Логическое сложение образует сложное высказывание, которое истинно, если истинно

хотя бы одно из составляющих его простых высказываний. Логическим отрицанием называют такое сложное высказывание, которое истинно в том случае, когда комбинация элементарных высказываний ложна, и наоборот.

Правила выполнения логических операций над двоичными переменными для случая двух переменных имеют следующий вид:

Операция ИЛИ	Операция И	Операция НЕ
$0 + 0 = 0$	$0 \cdot 0 = 0$	$\overline{0} = 1$
$0 + 1 = 1$	$0 \cdot 1 = 0$	$\overline{1} = 0$
$1 + 0 = 1$	$1 \cdot 0 = 0$	
$1 + 1 = 1$	$1 \cdot 1 = 1$	

Логические элементы, реализующие операцию ИЛИ, называют элементами ИЛИ и обозначают на функциональных схемах, как показано на рис. 3.2, *а*. Выходной сигнал F элемента ИЛИ равен единице, если хотя бы на один из n входов подан сигнал «1». Логические элементы, реализующие операцию И, называют элементами И либо схемами совпадения и обозначают, как показано на рис. 3.2, *б*. Выходной сигнал F элемента И равен единице, если одновременно на все n входов подан сигнал «1». Операция НЕ реализуется логическим элементом НЕ или инвертором, обозначение которого приведено на рис. 3.2, *в*.

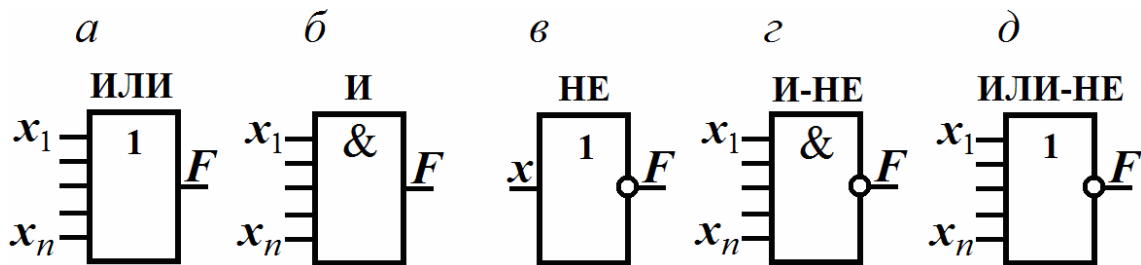


Рис. 3.2. Условные обозначения основных логических элементов

На рис. 3.3, *а*, *б* приведены временные графики соответственно для двухвходных логических элементов ИЛИ, И, а на рис. 3.3, *в* – временные графики для элемента НЕ.

Помимо рассмотренных логических элементов на практике широко применяют комбинированные элементы, реализующие две и более логические операции, например элементы И–НЕ (см. рис. 3.3, *г*), ИЛИ–НЕ (см. рис. 3.3, *д*).

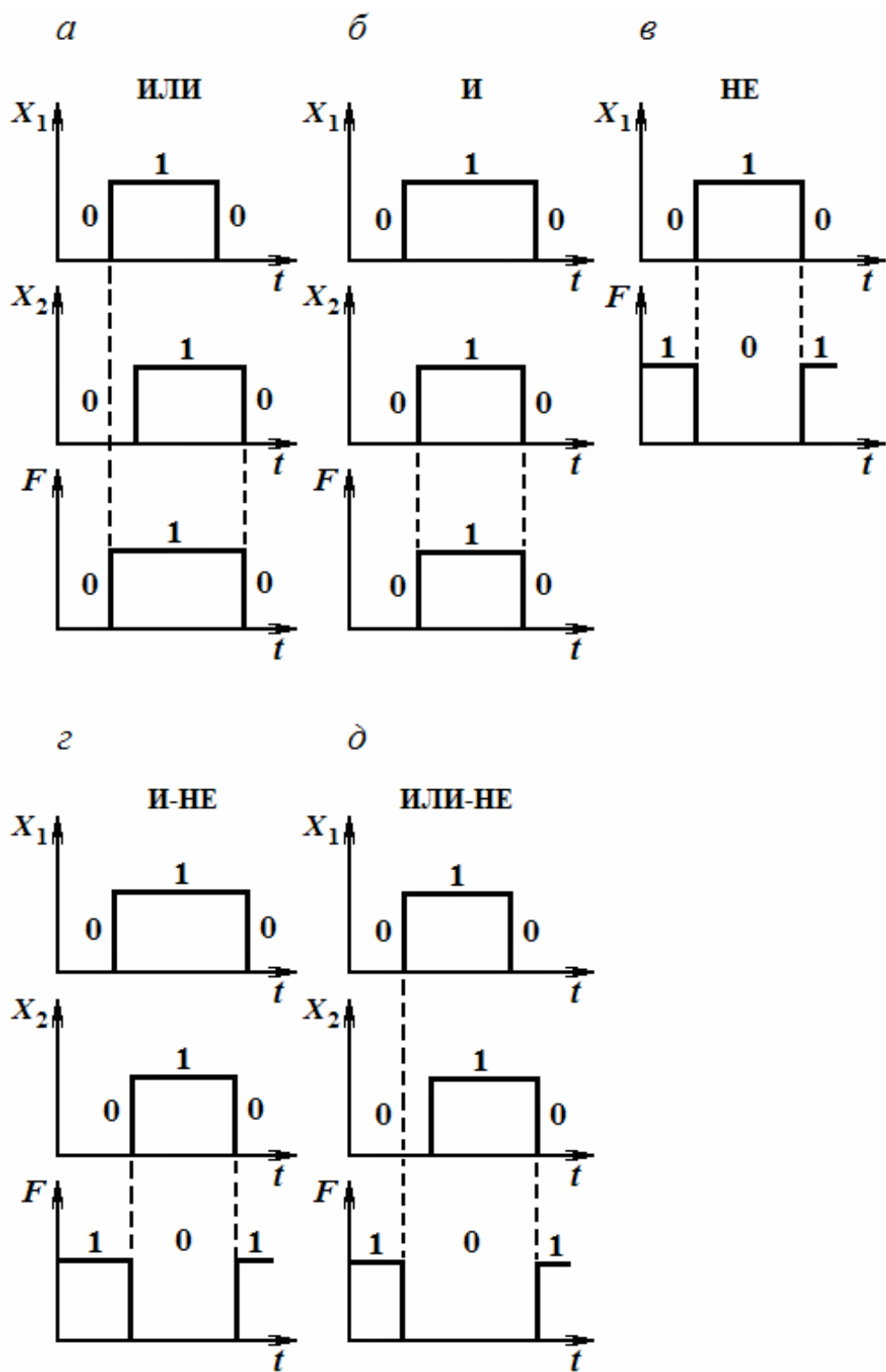


Рис. 3.3. Временные графики, поясняющие работу логических элементов ИЛИ (а), И (б), НЕ (в), И-НЕ (г), ИЛИ-НЕ (д)

В элементе И-НЕ выходной сигнал F равен нулю, если одновременно на все n входов подаются сигналы «1». В элементе ИЛИ-НЕ выходной сигнал F равен нулю, если хотя бы на один из входов подается сигнал «1» (в остальных случаях выходные сигналы элементов И-НЕ, ИЛИ-НЕ равны

единице). На рис. 3.3, *г*, *д* приведены временные графики соответственно для двухвходовых логических элементов И–НЕ, ИЛИ–НЕ.

В зависимости от вида реализуемой функции логические элементы могут быть разделены на две группы. К первой группе относятся элементы, реализующие функции НЕ, И, ИЛИ, И–НЕ, ИЛИ–НЕ. Ко второй – элементы, реализующие более сложные функции И–ИЛИ, И–ИЛИ–НЕ и др.

Одними из наиболее важных параметров логических элементов являются быстродействие и помехоустойчивость. Быстродействие логических элементов характеризуется временем задержки распространения сигнала в элементе, помехоустойчивость – наибольшим напряжением помехи, воздействующей на вход элемента без вызова его перехода из состояния «0» в состояние «1», и наоборот.

Логические элементы могут выполняться на различных радиоэлементах (резисторах, диодах, транзисторах), т.е. могут иметь разные схемные варианты. В соответствии с конструкцией их называют логикой типа резисторно-транзисторной (РТЛ), диодно-транзисторной (ДТЛ), транзисторно-транзисторной (ТТЛ), эмиттерно-связанной (ЭСЛ). Наряду с ними широко распространены логические элементы на МОП-транзисторах (КМОП).

Логические элементы обычно выполняют на интегральных микросхемах.

Следует отметить, что элементы РТЛ, ДТЛ не выдержали конкуренции с позднее разработанными элементами ТТЛ, ЭСЛ, КМОП. Поэтому они выпускаются только для использования в действующей аппаратуре, а в новых разработках не применяются.

Элементы ТТЛ строятся на основе многоэмиттерного транзистора (МЭТ). По своей структуре они повторяют элементы ДТЛ, но благодаря применению МЭТ имеют более высокое быстродействие, более высокий уровень помехозащищенности.

На рис. 3.4 показана схема базового ТТЛ-элемента И–НЕ. Операция И реализуется с использованием МЭТ VT_1 , а на транзисторе VT_2 собран инвертор, выполняющий операцию НЕ. На транзисторе VT_3 собран эмиттерный повторитель с нагрузкой в виде транзистора VT_4 .

Если на всех входах (эмиттерах транзистора VT_1) действует сигнал «1» (положительный сигнал), то все переходы эмиттер–база транзистора VT_1 закрыты. Переход коллектор–база транзистора VT_1 открыт приложенным в прямом направлении напряжением, создаваемым за счет источника E . Ток коллекторного перехода транзистора VT_1 проходит через переход эмиттер–база транзистора VT_2 , переводя его в режим насыщения. Транзистор VT_4 также находится в режиме насыщения из-за высокого потенциала на его входе (точка *a*), создаваемого эмиттерным током транзистора VT_2 на резисторе R_3 . Благодаря низкому потенциалу коллектора транзистора VT_2 (точка *б*) транзистор VT_3 закрыт, и на выходе (коллектор транзистора VT_4) появляется сигнал «0».

Если на одном из входов появится сигнал «0», то соответствующий переход эмиттер–база транзистора VT_1 откроется и его базовый ток переберется из коллекторной цепи в эмиттерную. Напряжение на резисторе R_1 увеличится, а напряжение на базе транзистора VT_1 относительно корпуса уменьшится. Этого напряжения недостаточно, чтобы вызвать ток в последовательно включенных переходах база–коллектор транзистора VT_1 и база–эмиттер транзистора VT_2 . Поэтому транзистор VT_2 закроется, а транзистор VT_3 откроется из-за повышения потенциала точки б и будет работать как эмиттерный повторитель. Транзистор VT_4 закроется, так как потенциал в точке а уменьшится до нуля. На выходе появится высокий потенциал (сигнал «1»).

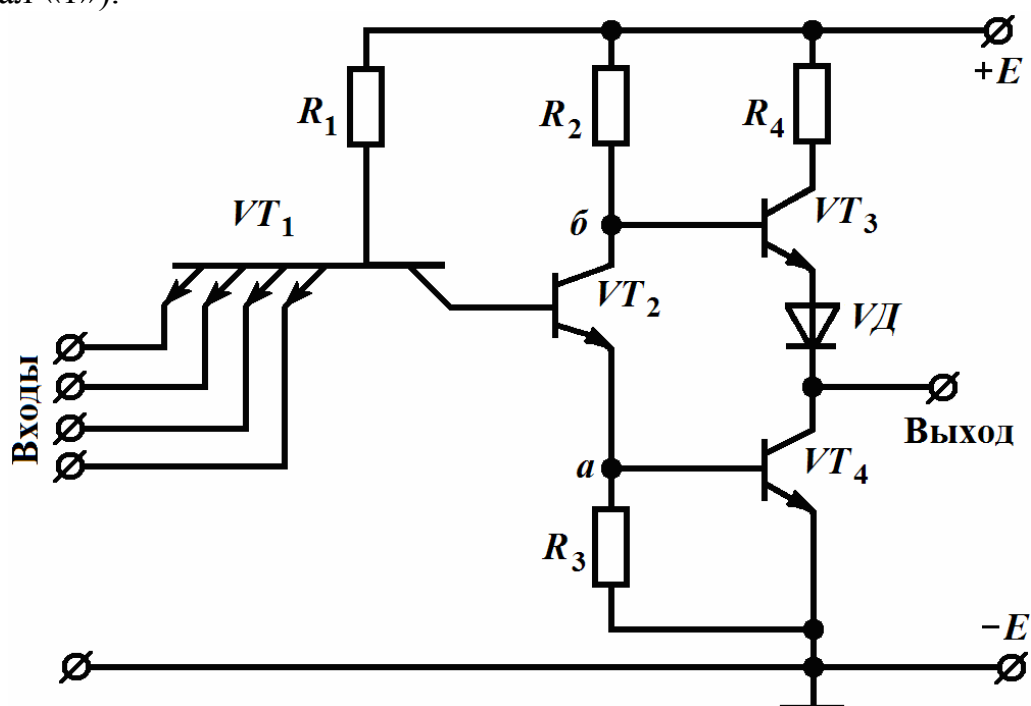


Рис. 3.4. Схема базового ТТЛ-элемента И–НЕ

Диод VD служит для обеспечения напряжения смещения на базе транзистора VT_3 , т.е. с помощью напряжения на диоде транзистор VT_3 закрыт при насыщенном транзисторе VT_2 . Использование на выходе эмиттерного повторителя увеличивает нагрузочную способность логического элемента.

В элементах ДТЛ простейшие логические элементы И и ИЛИ могут строиться на основе диодных ключей. В качестве элемента НЕ может использоваться транзисторный ключ, обладающий инвертирующими свойствами. На рис. 3.5, а приведена схема диодной сборки на интегральной микросхеме типа К2ЛП173, которая может быть использована как два элемента И либо ИЛИ. При включении по схеме рис. 3.5, б, если кодирование сигналов соответствует рис. 3.5, в, диодная сборка (приведена половина сборки) служит элементом ИЛИ. Действительно, при воздействии сигнала «1» ($-E$) хотя бы на один вход (например, $X_1 = 1$) открывается соответствующий диод (VD_1) и выход соединяется со входом ($F = 1$). Для получения

логического элемента И диодную сборку включают по схеме рис. 3.5, з, если кодирование сигналов соответствует рис. 3.5, д. Действительно, при сигнале «0» на всех входах все диоды открыты, в них и в резисторе R появляются токи, создаваемые источником эдс E_1 и замыкающиеся через источники сигналов, подключенные ко всем входам. Поскольку сопротивление резистора R значительно больше прямого сопротивления диодов, напряжение на выходе оказывается близким к нулю. Если напряжение на одном из входов соответствует логической «1» ($E > E_1$), то соответствующий диод закрывается, однако остальные диоды открыты и на выходе по-прежнему будет сигнал «0». Сигнал «1» появляется на выходе только тогда, когда на все входы будет воздействовать сигнал «1», все диоды окажутся закрытыми, ток через резистор будет равен нулю и $u_{\text{вых}} = E_1$. Диодная сборка на интегральной микросхеме типа К2ЛП173 хотя и относится к серии 217 гибридных тонкопленочных ДТЛ-элементов, но не содержит транзисторов.

Цифровые интегральные микросхемы выпускаются сериями, каждая из которых представляет собой набор микросхем, выполненных на базе определенного логического элемента, называемого базовым. Базовый логический элемент РТЛ строится на основе транзисторных ключей (инверторов).

На рис. 3.6 показана схема четырехвходового РТЛ-элемента. При кодировке, показанной на рис. 3.5, д, сигналу «0» на всех входах соответствует высокий потенциал коллектора (точка a), т.е. сигнал «1». При повышении потенциала хотя бы одного из входов до уровня «1» соответствующий транзистор открывается, потенциал точки a снижается до уровня «0». Следовательно, схема реализует операцию ИЛИ-НЕ. Рис. 3.6 соответствует половине интегральной микросхемы типа К1ЛБ141, содержащей два одинаковых четырехвходовых элемента ИЛИ-НЕ.

Наиболее быстродействующими логическими элементами являются в настоящее время элементы ЭСЛ. Высокое быстродействие в определенной степени достигается благодаря тому, что в таких элементах открытые биполярные транзисторы не входят в режим насыщения.

На рис. 3.7 показана схема базового ЭСЛ – элемента ИЛИ/ИЛИ-НЕ. В этом элементе обе логические операции (ИЛИ, НЕ) выполняются эмиттерно-связанными транзисторами. Основу схемы составляет опорный транзистор VT_4 и входные транзисторы VT_1 , VT_2 , VT_3 , эмиттеры которых связаны. Кроме того, на транзисторах VT_5 , VT_6 собраны эмиттерные повторители. На выходе F_1 , первого эмиттерного повторителя фиксируется результат операции ИЛИ, а на выходе F_2 – результат операции ИЛИ-НЕ (см. рис. 3.7).

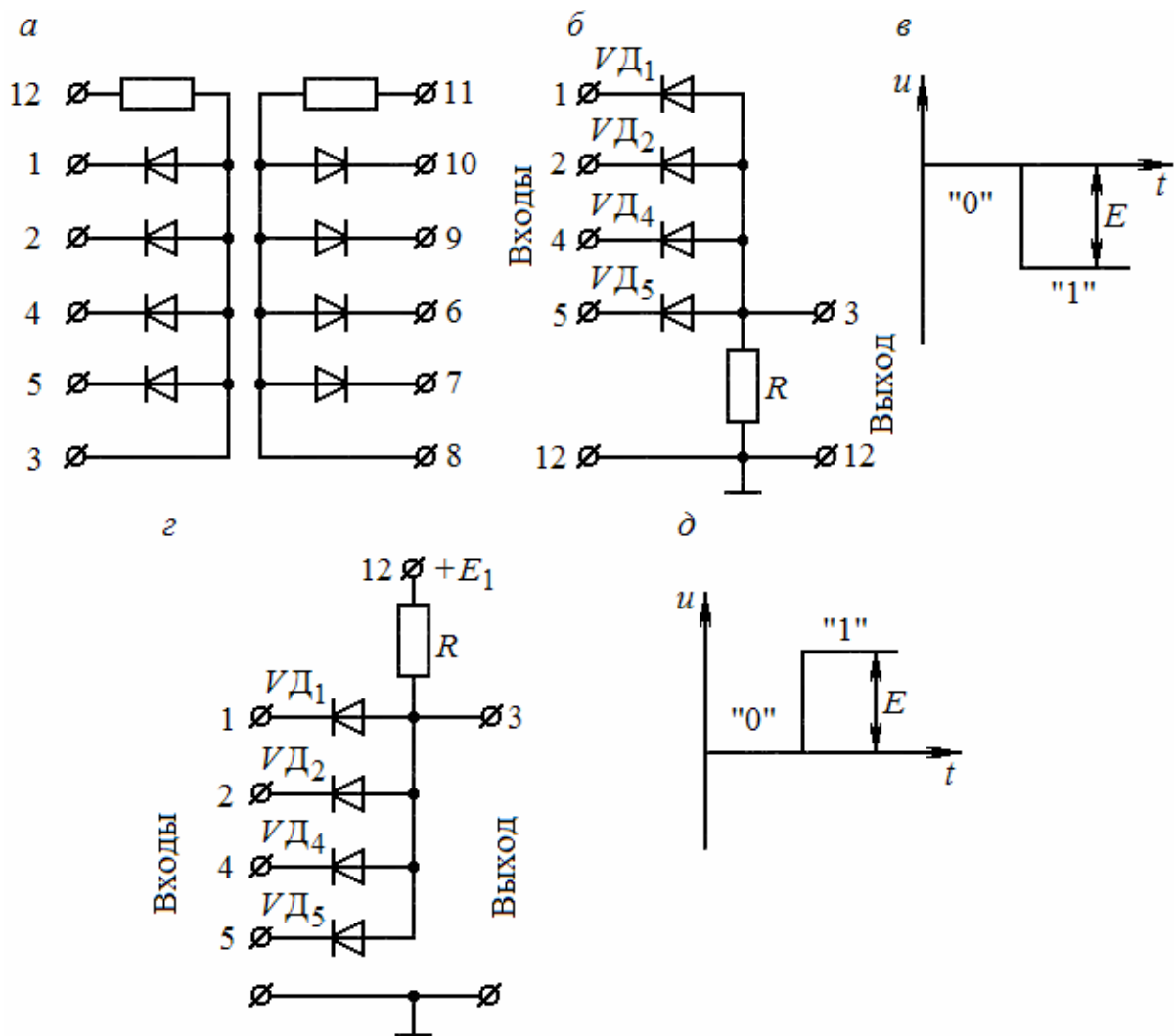


Рис. 3.5. Включение диодной сборки типа К2ЛП173 по схемам логических элементов:
 а – схема диодной сборки; б – схема элемента ИЛИ;
 в – кодирование отрицательным сигналом; г – схема элемента И;
 д – кодирование положительным сигналом

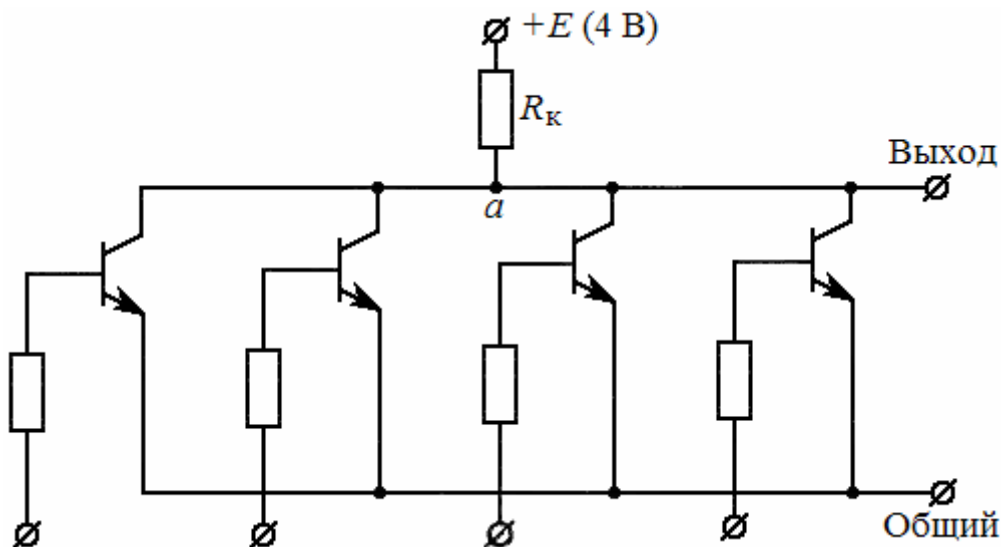


Рис. 3.6. Схема базового РТЛ – элемента ИЛИ-НЕ типа К1ЛБ141

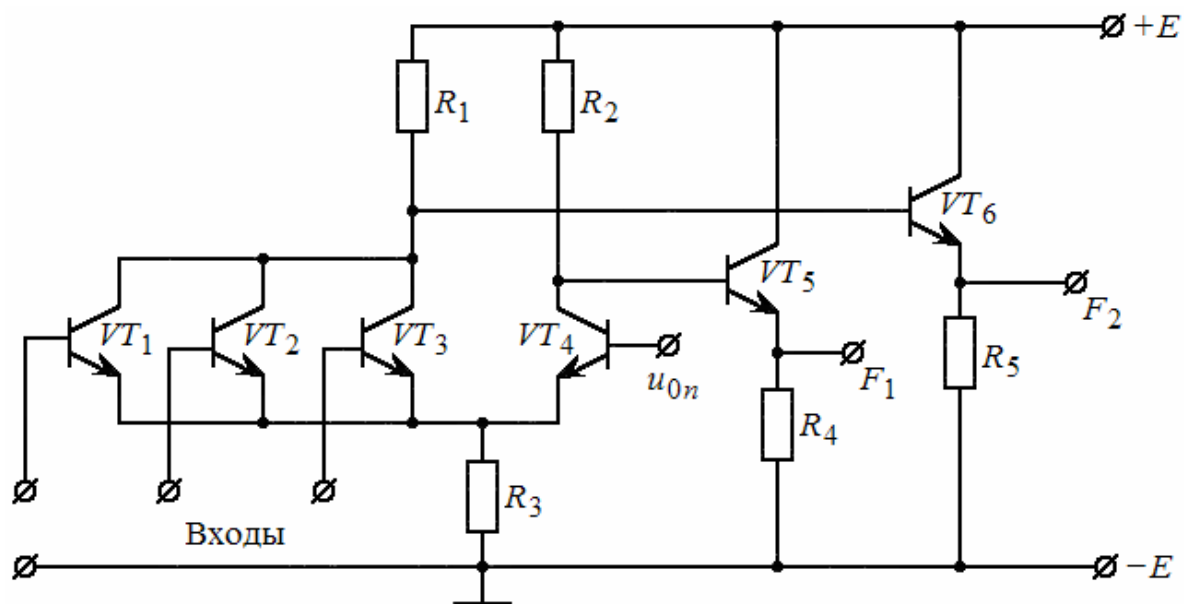


Рис. 3.7. Схема базового ЭСЛ – элемента ИЛИ/ИЛИ-НЕ

Если на всех входах (базы транзисторов VT_1 , VT_2 , VT_3) действует сигнал «0» (при кодировке, показанной на рис. 3.5, д), транзисторы VT_1 , VT_2 , VT_3 закрыты. Транзистор VT_4 открыт, так как на его базу подается положительное опорное напряжение. На коллекторе транзистора VT_4 действует низкое напряжение (близкое к нулю), которое подается на вход эмиттерного повторителя на транзисторе VT_5 и выделяется на выходе F_1 повторителя (сигнал «0»).

На коллекторах транзисторов VT_1 , VT_2 , VT_3 действует высокое напряжение, которое подается на вход эмиттерного повторителя на транзисторе VT_6 и выделяется на выходе F_2 повторителя (сигнал «1»).

Если же хотя бы на один из входов поступит сигнал высокого уровня (сигнал «1»), то соответствующий транзистор открывается (но не входит в режим насыщения). Эмиттерный ток открывшегося входного транзистора создает на резисторе R_3 напряжение, которое закрывает транзистор VT_4 , так как оно больше опорного напряжения. На коллекторе транзистора VT_4 и, следовательно, на выходе F_1 действует высокое напряжение (сигнал «1»), а на коллекторах транзисторов VT_1 , VT_2 , VT_3 и, следовательно, на выходе F_2 – низкое напряжение (сигнал «0»).

Применение на выходе эмиттерных повторителей обеспечивает большую нагрузочную способность логического элемента.

Уступая логическим элементам на биполярных транзисторах в быстродействии, логические КМОП-элементы наиболее экономичны, имеют более высокую функциональную плотность, лучшую надежность.

В КМОП-элементах используются пары полевых МОП-транзисторов с индуцированными каналами p - и n -типов (комплементарные транзисторы). При этом затворы парных транзисторов объединяются. В результате при любом входном сигнале («0» или «1») один из транзисторов открыт, а дру-

гой закрыт и ток от источника не отбирается. Ток потребляется только в момент переключения, чем и достигается высокая экономичность.

На рис. 3.8 приведена схема базового КМОП-элемента ИЛИ-НЕ. КМОП-элемент представляет собой делитель напряжения E источника питания. Одно плечо делителя составляют транзисторы VT_1, VT_2, VT_3 (управляющие), другое – транзисторы VT_4, VT_5, VT_6 (нагрузочные).

Для каждого управляющего транзистора напряжение между затвором и истоком $u_3 = u_{вх}$, а для каждого нагрузочного транзистора – $u_3 = u_{вх} - E$.

Если на любой из входов (например, первый) подается высокое напряжение (при кодировке, показанной на рис. 3.5, δ), т.е. сигнал «1», то транзистор VT_1 открывается и сопротивление плеча, состоящего из управляющих транзисторов, уменьшается. Одновременно запирается транзистор VT_4 и сопротивление плеча, состоящего из нагрузочных транзисторов, становится весьма значительным – большая часть напряжения E выделяется на нагрузочном транзисторе VT_4 , и на выходе элемента образуется низкое напряжение (сигнал «0»).

Только когда на всех входах присутствует низкое напряжение, (сигнал «0») управляющие транзисторы заперты, а нагрузочные – открыты. Поэтому падение напряжения на нагрузочных транзисторах мало, а на управляющих – велико: на выходе высокое напряжение (сигнал «1»).

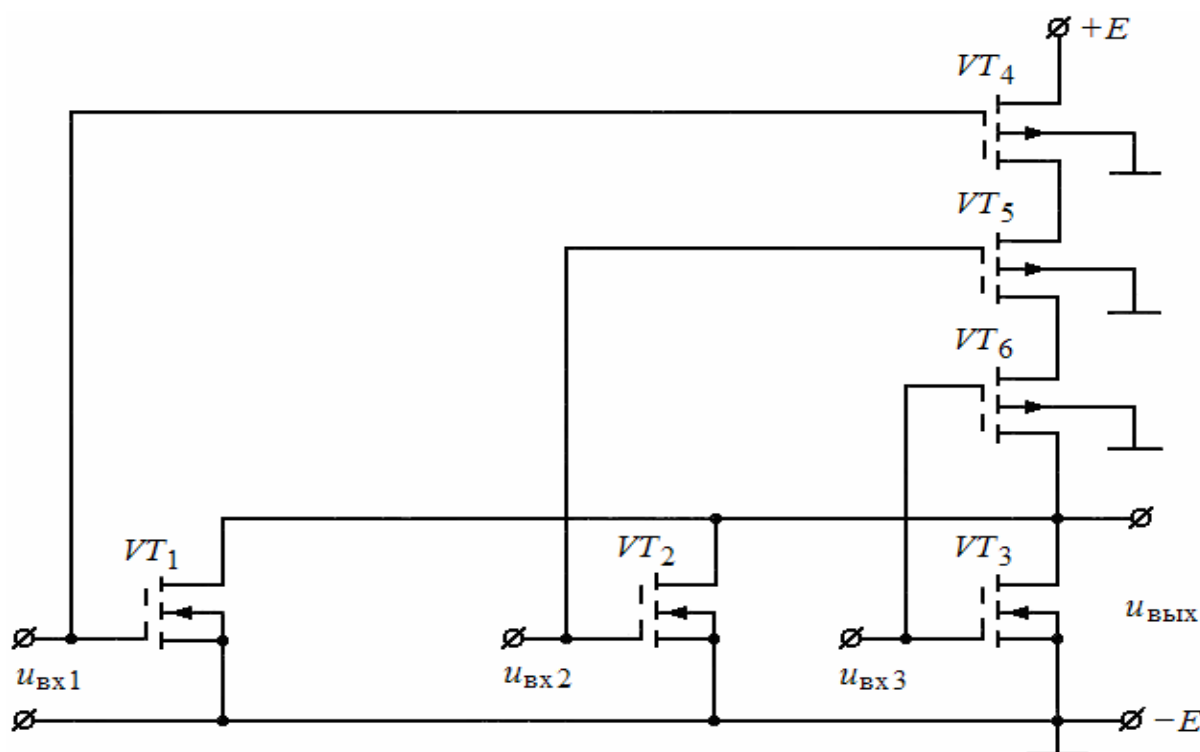


Рис. 3.8. Схема базового КМОП – элемента ИЛИ-НЕ

3.2.4. Триггеры

Триггером называют устройство, обладающее двумя состояниями устойчивого равновесия и способное скачком переходить (переключаться) из одного состояния в другое под воздействием внешнего запускающего сигнала. При переключениях триггера потенциал на его выходе меняется лавинообразно, т.е. на выходе формируется прямоугольный импульс с крутыми фронтами.

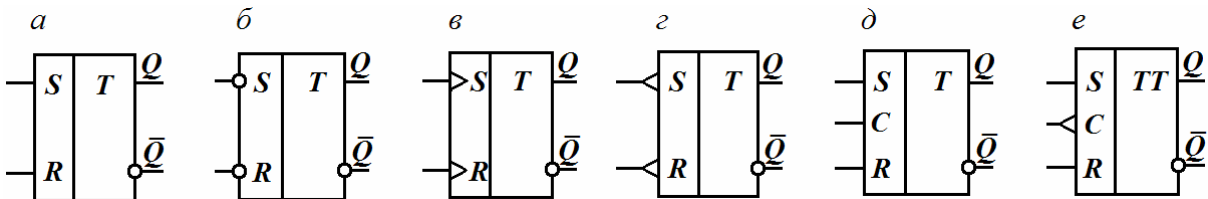
Триггеры получили широкое распространение в различных областях электроники, в частности в электронных информационных системах. Они используются для формирования прямоугольных импульсов заданной длительности, в качестве переключающего устройства, в качестве схемы сравнения, для деления частоты входных импульсов, в качестве элементов памяти ЭВМ, в счетчиках импульсов и т.д.

Триггеры могут выполняться на дискретных элементах, среди которых активными элементами являются главным образом транзисторы (транзисторные триггеры), на логических электронных элементах. В последнее время триггеры на интегральных микросхемах (интегральные триггеры) выполняются на основе логических электронных элементов.

Транзисторные триггеры по функциональному признаку делятся на следующие виды: *RS*-триггер, *T*-триггер, *RST*-триггер (в нем совмещены *RS*- и *T*-триггеры). Триггеры на логических электронных элементах по функциональному признаку делятся на *RS*, *T*, *D*, универсальные и др., а по способу управления – на асинхронные и синхронные (тактируемые).

Существуют два основных способа запуска (переключения) триггеров – раздельный и счетный (общий). При раздельном запуске запускающие сигналы одной полярности поступают на входы триггера поочередно от двух разных генераторов. При счетном запуске запускающие сигналы одной полярности поступают от одного генератора на общий вход триггера.

Триггеры с раздельным запуском называют *RS*-триггерами и обозначают на функциональных схемах в соответствии с рис. 3.9, *а*, *б*, *в*, *г*, *д*, *е*.



3.9. Условные обозначения *RS*-триггеров:

а – со статическими прямыми входами; *б* – со статическими инверсными входами; *в* – с динамическими прямыми входами; *г* – с динамическими инверсными входами; *д* – со статическими прямыми входами и со статическим прямым синхронизирующим входом; *е* – со статическими прямыми входами и с динамическим инверсным синхронизирующим входом

Входы, на которые подаются запускающие сигналы, называют установочными или информационными. Буквой S обозначают вход, на который подается сигнал, устанавливающий триггер в состояние «1» (определенное устойчивое состояние), а буквой R – вход, на который подается сигнал сброса, переводящий триггер в состояние «0» (другое устойчивое состояние). Буквой Q обозначают прямой выход, а буквой \bar{Q} – инверсный. На инверсном выходе сигнал изменяется в противофазе с сигналом прямого выхода. О состоянии триггера судят по состоянию его прямого, или основного, выхода. Если на нем установился сигнал, кодируемый логической единицей, то говорят, что триггер находится в состоянии «1» и обозначают это как $Q = \langle 1 \rangle$. При этом на выходе \bar{Q} устанавливается сигнал, кодируемый логическим нулем, т.е. $\bar{Q} = \langle 0 \rangle$. Если $Q = \langle 0 \rangle$, $\bar{Q} = \langle 1 \rangle$, то триггер находится в состоянии «0». Если источники входных сигналов имеют непосредственную связь со входами триггера, то такие входы называют статическими (см. рис. 3.9, *a, б, д, e*). При этом переключение триггера осуществляется установившимся уровнем запускающего сигнала. Если входы триггера связаны с источниками сигналов через RS -цепи, трансформаторы и аналогичные цепи, то триггер реагирует на перепады сигналов и не реагирует на их уровни. Подобные входы называют динамическими (см. рис. 3.9, *в, з*). Если переключение триггера происходит при изменении входного сигнала от «0» к «1», то входы называют прямыми и обозначают в соответствии с рис. 3.9, *a, д, e* (прямые статические) и рис. 3.9, *в* (прямые динамические). Если же переключение триггера происходит при изменении входного сигнала от «1» к «0», то входы называют инверсными и обозначают в соответствии с рис. 3.9, *б* (инверсные статические) и рис. 3.9, *з* (инверсные динамические).

Синхронный триггер в отличие от асинхронного, кроме информационных входов, имеет синхронизирующий (тактируемый) C -вход (см. рис. 3.9, *д, e*); сигналы на информационных входах воздействуют на такой триггер только при появлении сигнала на синхронизирующем входе.

Триггер со счетным входом называют T -триггером и обозначают на функциональных схемах, как показано на рис. 3.10, *a*. T -триггер имеет один информационный T -вход.

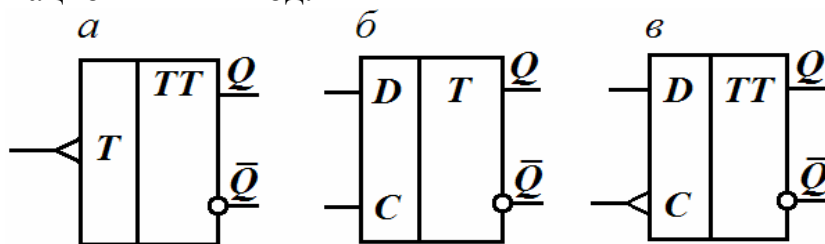


Рис. 3.10. Условные обозначения T - и D -триггеров:
a – T -триггера; *б, в* – D -триггера

D -триггер (триггер задержки) имеет один информационный D -вход и синхронизирующий C -вход. Он передает на выход Q -сигнал, действующий на входе D , при появлении синхронизирующего сигнала на C -входе. Условные обозначения D -триггера показаны на рис. 3.10, б, в.

Синхронные триггеры по конструкции делятся на одноступенчатые и двухступенчатые. Одноступенчатые триггеры переключаются при наличии на C -входе импульса или потенциала, двухступенчатые – фронтом импульса или перепадом потенциала на C -входе (T -входе). Условное обозначение одноступенчатых триггеров содержит одну букву T , а условное обозначение двухступенчатых триггеров – две буквы T (см. рис. 3.9, е; 3.10, а, в).

В качестве универсального триггера используется JK -триггер. На его основе можно легко построить RS -, T - и D -триггеры. Особенности и условное обозначение JK -триггера будут рассмотрены ниже.

Интегральные асинхронный и синхронный RS -триггеры

Асинхронные RS -триггеры собирают на логических электронных элементах ИЛИ-НЕ, И-НЕ.

Для примера рассмотрим принципиальную электрическую схему триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ резисторно-транзисторной логики (рис. 3.11). Как видно из этой схемы, триггер включает пару перекрестно соединенных ключей на транзисторах VT_1 и VT_2 (т.е. пару резисторных усилителей, работающих в режиме ключа). Кроме того, имеется два статических входа управления на транзисторах VT_3 и VT_4 (входы R и S), на каждый из которых можно подать напряжение, соответствующее «0» или «1».

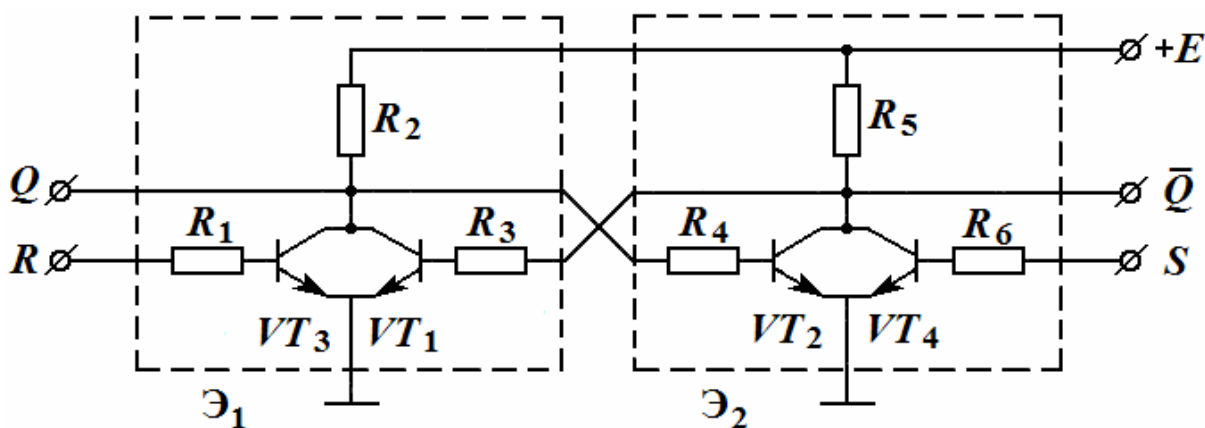


Рис. 3.11. Принципиальная электрическая схема асинхронного RS -триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ

Указанную принципиальную электрическую схему можно заменить более обобщенной функциональной схемой, если использовать условные обозначения логических элементов. На рис. 3.12, а приведена функциональная схема асинхронного триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ, а

на рис. 3.12, б показано его условное обозначение. В схеме выход одного логического элемента связан с входом другого и образуется цепь положительной обратной связи.

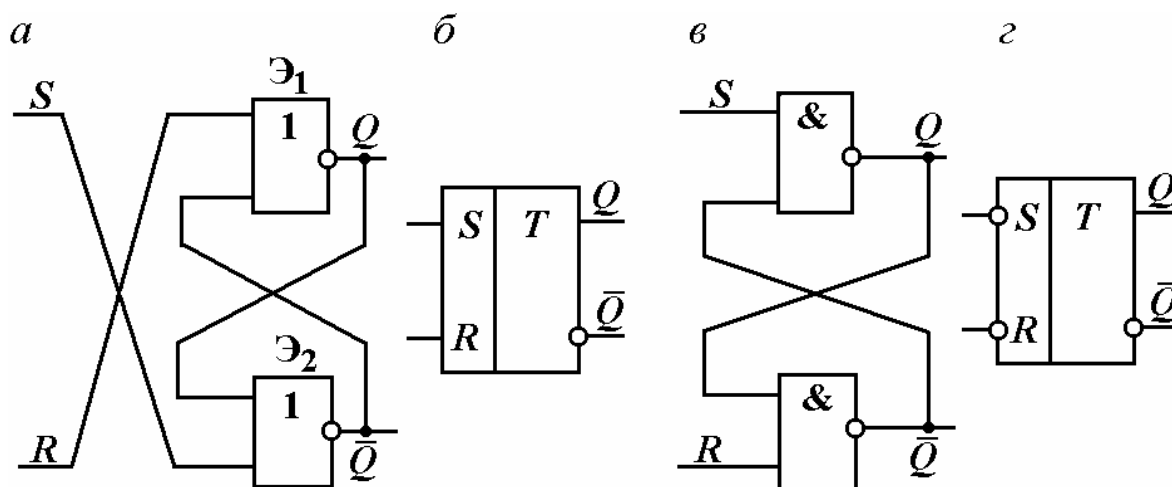


Рис. 3.12. Схемы (а, в) и условные обозначения (б, г) асинхронных RS-триггеров на логических элементах ИЛИ-НЕ, И-НЕ

Пусть на входах R и S сигналы равны «0» ($R = \langle 0 \rangle$, $S = \langle 0 \rangle$). Тогда за счет действия положительной обратной связи триггер установится в одном из двух устойчивых состояний. Пусть триггер находится в состоянии «0» ($Q = \langle 0 \rangle$, $\bar{Q} = \langle 1 \rangle$). Это состояние может существовать произвольно долго, так как сигналы на входах и выходах согласованы и взаимно подтверждают друг друга, в чем нетрудно убедиться, рассматривая принципиальную или функциональную схему. Из принципиальной схемы видно, что транзисторы VT_3 и VT_4 закрыты, так как напряжения на базах транзисторов $u_{б3} = 0$, $u_{б4} = 0$.

Кроме того, закрыт транзистор VT_2 , так как напряжение на его коллекторе $u_{к2,4} = E$. Следовательно, напряжение на базе транзистора VT_1 $u_{б1} > 0$, транзистор VT_1 открыт, напряжение на его коллекторе $u_{к1,3} \approx 0$, и напряжение на базе закрытого транзистора VT_2 $u_{б2} \approx 0$. (Аналогично для состояния $Q = \langle 1 \rangle$, $\bar{Q} = \langle 0 \rangle$.) Подадим на входы сигналы $S = \langle 1 \rangle$, $R = \langle 0 \rangle$. Тогда на выходе элемента \mathcal{E}_2 установится сигнал «0», на входах элемента \mathcal{E}_1 будут одновременно действовать сигналы «0», и на выходе элемента \mathcal{E}_1 установится сигнал «1». Триггер переключится в состояние «1» ($Q = \langle 1 \rangle$, $\bar{Q} = \langle 0 \rangle$). Аналогично для переключения триггера из состояния «1» в состояние «0» на входы подаются сигналы $S = \langle 0 \rangle$, $R = \langle 1 \rangle$. Таким образом, переключение триггера осуществляется при изменении сигнала на входе от «0» к «1». Входные сигналы $S = \langle 1 \rangle$, $R = \langle 1 \rangle$ запрещены, так как при этом на выходах триггера устанавливаются сигналы «0». На рис. 3.13 изображе-

ны временные графики для асинхронного RS -триггера на элементах ИЛИ-НЕ.

Аналогично работает асинхронный RS -триггер на элементах И-НЕ (см. рис. 3.12, *в*, *з*). Только он имеет инверсные входы. При входных сигналах $S = \langle 1 \rangle$, $R = \langle 1 \rangle$ триггер находится в одном из двух устойчивых состояний. При входных сигналах $S = \langle 0 \rangle$, $R = \langle 1 \rangle$ триггер устанавливается в состояние $\langle 1 \rangle$ ($Q = \langle 1 \rangle$, $\bar{Q} = \langle 0 \rangle$) и сбрасывается в состояние $\langle 0 \rangle$ при входных сигналах $S = \langle 1 \rangle$, $R = \langle 0 \rangle$. Таким образом, переключение триггера осуществляется при изменении сигнала на входе от $\langle 1 \rangle$ к $\langle 0 \rangle$. Входные сигналы $S = \langle 0 \rangle$, $R = \langle 0 \rangle$ для этого триггера запрещены.

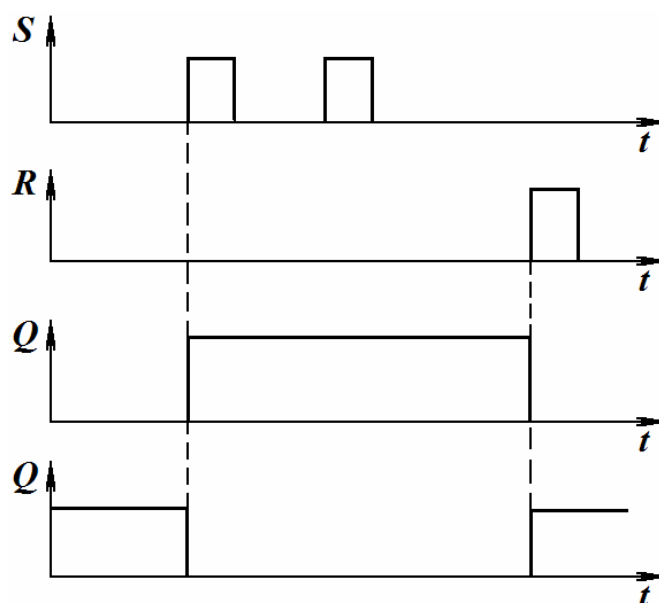


Рис. 3.13. Временные графики для асинхронного RS -триггера на элементах ИЛИ-НЕ

Синхронный RS -триггер может быть одноступенчатым и двухступенчатым.

Рассмотрим вначале одноступенчатый синхронный RS -триггер, схема которого изображена на рис. 3.14, *а*. Она содержит асинхронный RS -триггер T_1 с прямыми входами (собранный на элементах ИЛИ-НЕ) и два элемента И. Последние передают переключающий сигнал $\langle 1 \rangle$ с информационных S - и R -входов на соответствующие входы T_1 только при наличии на синхронизирующем входе C сигнала $\langle 1 \rangle$.

При $C = \langle 0 \rangle$ информация с S - и R -входов на триггер T_1 не передается. На рис. 3.15 изображены временные графики для одноступенчатого синхронного триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ.

На рис. 3.14, *б* дана схема одноступенчатого синхронного RS -триггера, основу которого составляет асинхронный RS -триггер T_1 с инверсными входами (собранный на элементах И-НЕ). Чтобы обеспечить переключающий сигнал $\langle 0 \rangle$ на соответствующем входе T_1 , в схеме использованы элементы

И-НЕ. Сигнал «0» на выходе такого элемента будет при сигналах «1» на его входах, т.е. при $S = \langle 1 \rangle$, $C = \langle 1 \rangle$ или при $R = \langle 1 \rangle$, $C = \langle 1 \rangle$. Условное обозначение одноступенчатого синхронного RS -триггера приведено на рис. 3.14, в; временные графики – на рис. 3.15.

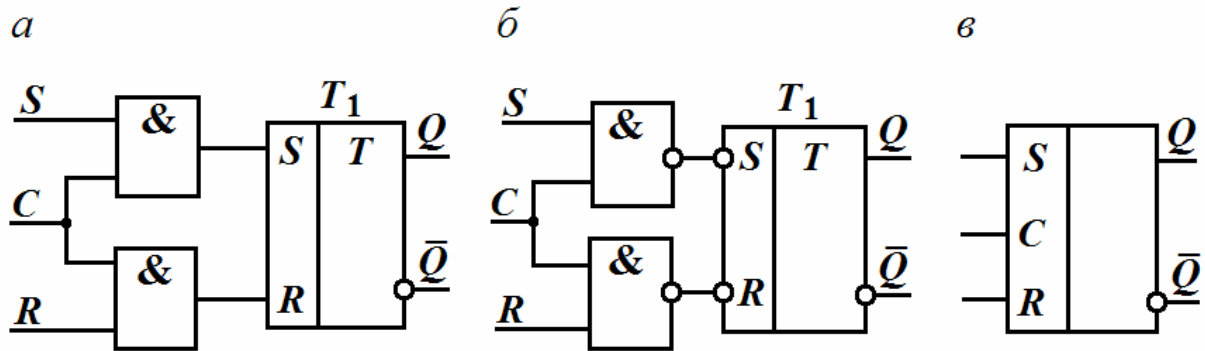


Рис. 3.14. Одноступенчатый синхронный RS -триггер. Схемы (а, б) и условное обозначение (в)

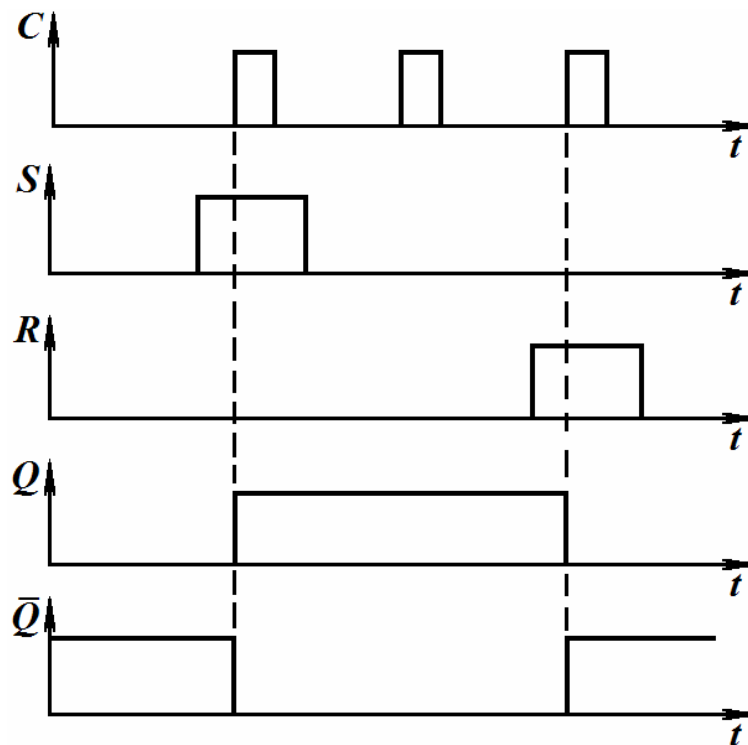


Рис. 3.15. Временные графики для одноступенчатого синхронного RS -триггера на логических элементах ИЛИ-НЕ

Рассмотрим двухступенчатый синхронный RS -триггер. Изложенные выше одноступенчатые RS -триггеры переключаются при наличии на C -входе импульса или потенциала. Переключение триггера фронтом импульса или перепадом потенциала можно обеспечить, выполнив его двухступенчатым.

Каждая ступень такого триггера (рис. 3.16, *a*) представляет собой синхронный *RS*-триггер. При наличии на шине *C* сигнала «1» триггер T_1 воспринимает информацию, поступившую по шинам *S* и *R* и определяющую его состояние. В это время на *C*-входе триггера T_2 за счет элемента НЕ появляется сигнал «0», и информация с выходов T_1 не воздействует на T_2 . В момент окончания действия сигнала «1» на шине *C* ($C = \text{«0»}$) на выходе элемента НЕ появляется сигнал «1», разрешающий перезапись в T_2 информации из T_1 . Таким образом, в первую ступень информация с шин *S* и *R* записывается с приходом синхронизирующего импульса, т.е. по его переднему фронту; состояние первой ступени передается второй с окончанием синхронизирующего импульса, т.е. по его срезу. Условное изображение двухступенчатого *RS*-триггера с динамическим *C*-входом, когда переключение происходит перепадом входного сигнала из «1» в «0», приведено на рис. 3.16, *б*.

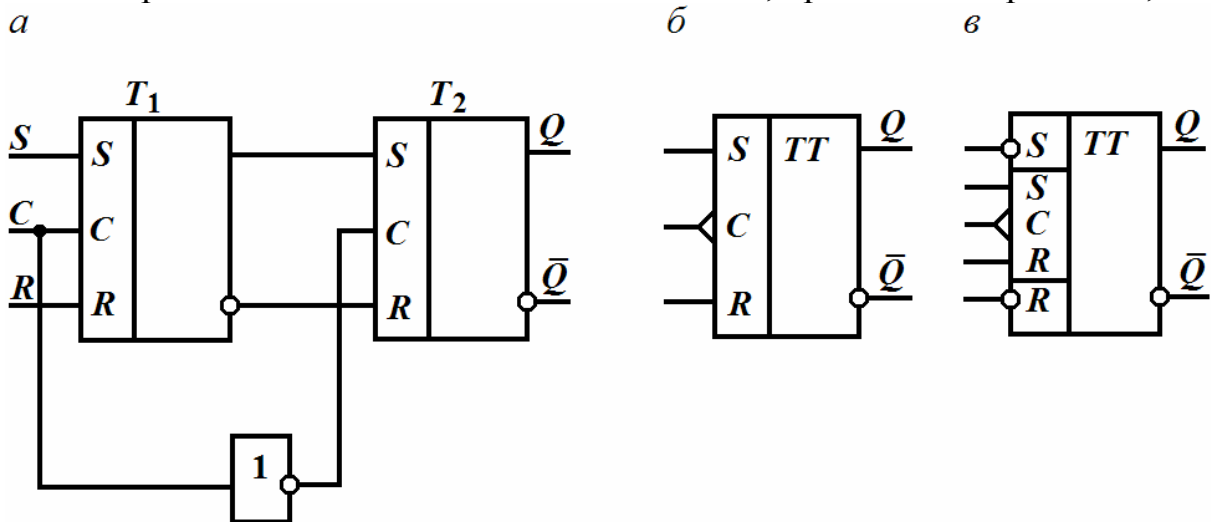


Рис. 3.16. Двухступенчатый синхронный *RS*-триггер: схема (*a*) и условные обозначения (*б*, *в*)

Синхронный триггер обычно имеет дополнительные асинхронные входы, по которым он – вне зависимости от сигнала на синхронизирующем входе – переключается в состояние «1» (вход *S*) или «0» (вход *R*). Условное обозначение синхронного двухступенчатого *RS*-триггера с дополнительными инверсными асинхронными входами, которые отделяются горизонтальной чертой, показано на рис. 3.16, *в*.

Интегральный *T*-триггер

T-триггер, или счетный триггер, имеет один информационный вход и переключается в противоположное состояние в результате воздействия на его вход каждого очередного сигнала.

T-триггер выполняют на основе рассмотренного выше двухступенчатого синхронного *RS*-триггера, в котором вводят обратные связи, связываю-

щие выходы второй ступени Q , \bar{Q} соответственно со входами R и S первой ступени. C -вход первой ступени используется как информационный вход (T -вход). На рис. 3.17, a , b приведены схема и условное обозначение двух-ступенчатого T -триггера.

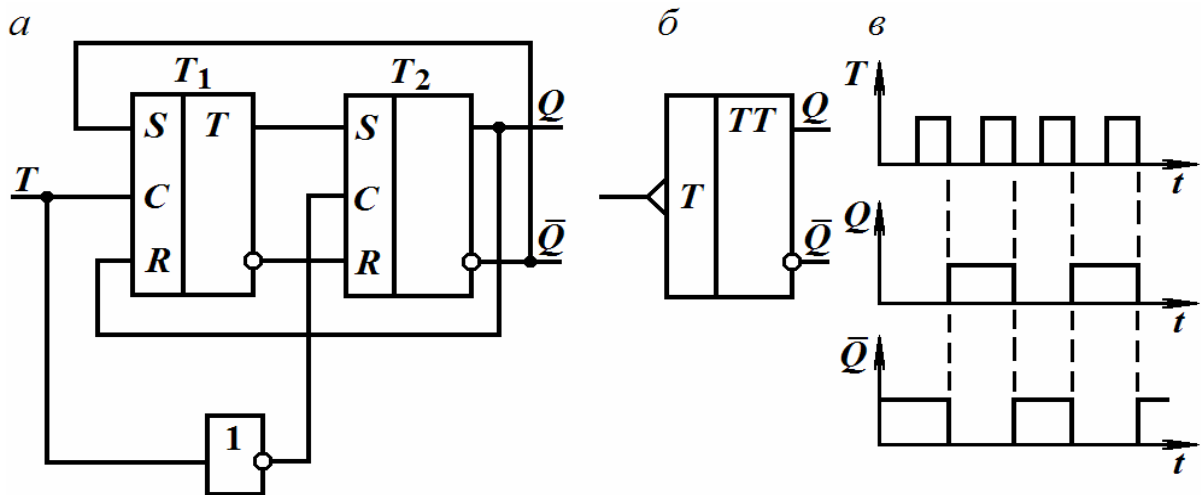


Рис. 3.17. Схема (a), условное обозначение (b) и временные графики (c) T -триггера

Пусть триггеры T_1 и T_2 находятся в состоянии «0». Тогда на входах R и S триггера T_1 действуют соответственно сигналы «1» и «0», а на входах S и R триггера T_2 – сигналы «0» и «1». С появлением синхронизирующего импульса триггер T_1 первой ступени переключается в состояние, противоположное состоянию триггера T_2 , изменяются сигналы на входах S и R триггера T_2 . Но это не вызывает изменения сигналов на выходах Q , \bar{Q} , так как на синхронизирующем входе триггера T_2 за счет элемента НЕ сейчас присутствует сигнал «0». Только после окончания импульса на входе T_1 переключится триггер T_2 и произойдет изменение сигналов на выходах Q и \bar{Q} , а также на R - и S -входах первой ступени. Поэтому после окончания следующего синхронизирующего импульса триггер переключится в первоначальное состояние и т.д. Таким образом, на выходах Q , \bar{Q} сигнал будет изменяться на противоположный по окончании каждого очередного синхронизирующего импульса, что соответствует диаграмме, представленной на рис. 3.17, c .

T -триггер можно выполнить на базе одноступенчатого синхронного RS -триггера, если выход \bar{Q} соединить с S -входом, а выход Q – с R -входом. Однако такой T -триггер не будет нормально функционировать. Действительно, под действием одного синхронизирующего импульса триггер может переключиться несколько раз и его окончательное состояние непредсказуемо.

Интегральный D -триггер

D -триггер имеет один информационный D -вход и синхронизирующий C -вход. D -триггер может быть одноступенчатым и двухступенчатым.

Одноступенчатый D -триггер состоит из синхронного одноступенчатого RS -триггера, дополненного элементом НЕ (рис. 3.18, а). При $C = 1$ потенциал D -входа передается на S -вход триггера T_1 ($S = D$), а на входе R устанавливается противоположный потенциал, т.е. на R - и S -входах действуют противоположные потенциалы. Это приводит к тому, что любой сигнал на входе D при $C = \langle 1 \rangle$ создает на R - и S -входах комбинацию ($S = \langle 1 \rangle$, $R = \langle 0 \rangle$ или $S = \langle 0 \rangle$, $R = \langle 1 \rangle$), способную переключить триггер в состояние $Q = S = D$. Таким образом, при $C = 1$ D -триггер является повторителем: на выходе Q повторяется потенциал входа D . Однако это повторение начинается только с поступлением синхронизирующего импульса на вход C , т.е. с задержкой относительно сменившегося потенциала на D -входе. При $C = \langle 0 \rangle$ триггер T_1 и D -вход разобщены, поэтому $S = R = 0$ и триггер хранит информацию, поступившую при $C = 1$ с D -входа. Временные графики напряжений для D -триггера изображены на рис. 3.18, в).

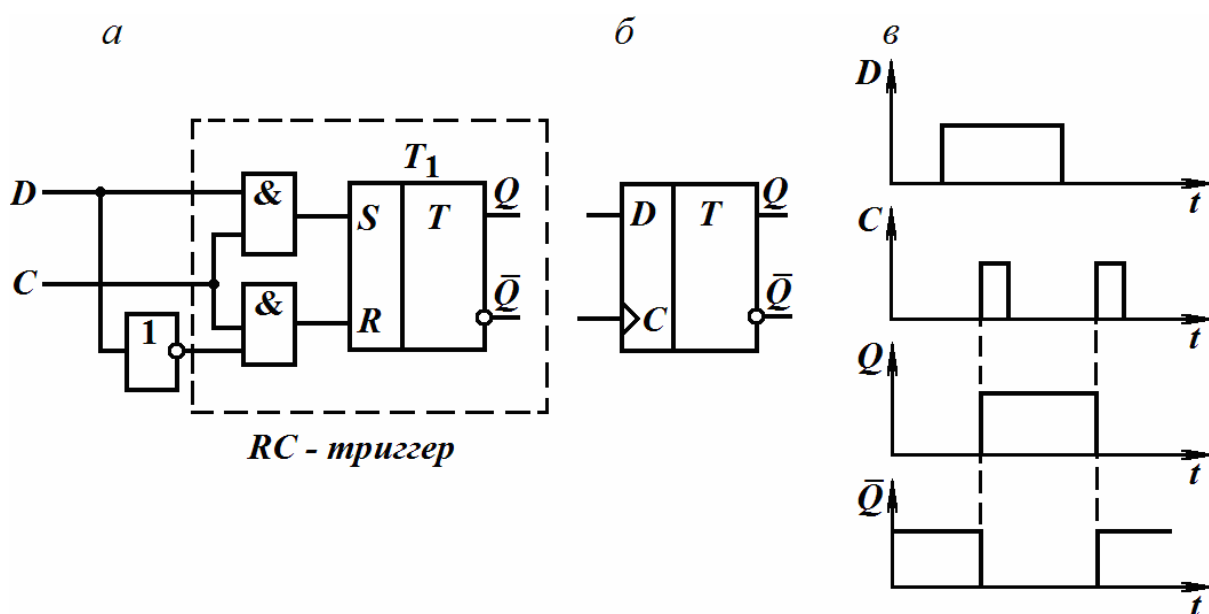


Рис. 3.18. Схема (а), условное обозначение (б), временные графики (в) одноступенчатого D -триггера

D -триггер можно выполнить двухступенчатым. При этом его первая ступень представляет собой одноступенчатый D -триггер, а вторая ступень может быть синхронным одноступенчатым RS -триггером (рис. 3.19, а). Состояние D -входа передается первой ступени с приходом синхронизирующего импульса, т.е. по его переднему фронту; вторая ступень принимает состояние первой с окончанием синхронизирующего импульса, т.е. по его срезу. Если после каждого переключения обеспечить автоматическую смену уровня потенциала на D -входе, то с каждым импульсом на C -входе (по

среза импульса) триггер будет менять свое состояние. Указанная смена потенциала будет осуществляться, если D -вход соединить с выходом \bar{Q} . D -триггер в таком счетном режиме изображен на рис. 3.19, в.

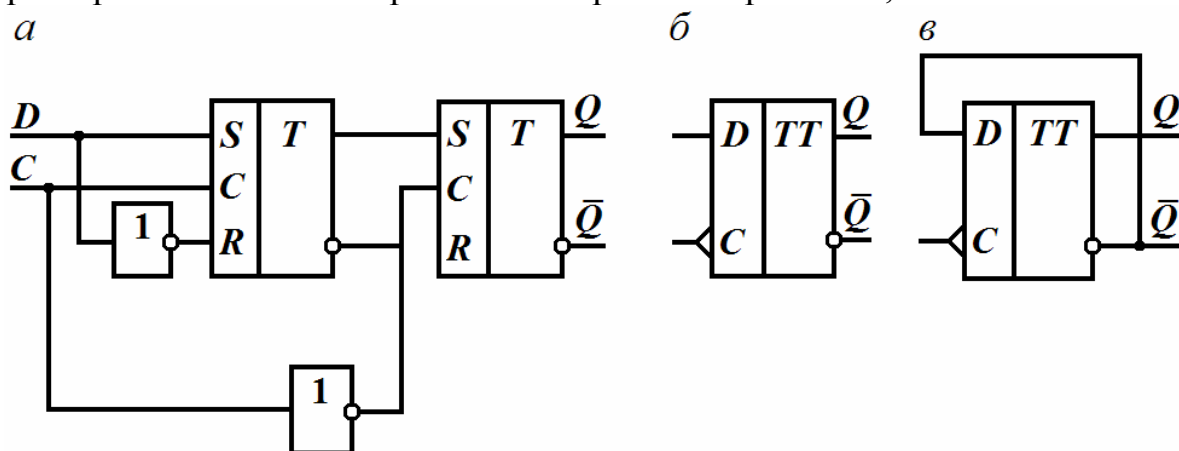


Рис.3.19. Схема (а), условное обозначение (б) двухступенчатого D-триггера; D-триггер в счетном режиме (в)

Интегральный универсальный JK-триггер

JK-триггер имеет информационные входы I и K и синхронизирующий вход C . JK-триггер получают из двухступенчатого T-триггера путем использования трехвходовых элементов И-НЕ во входных цепях триггера первой ступени подобно тому, как используют двухвходовые элементы И-НЕ в двухступенчатом T-триггере. Применение третьих входов элементов И-НЕ позволяет реализовать информационные входы I и K .

На рис. 3.20, а изображена одна из функциональных схем JK-триггера, а на рис. 3.20, б дано его условное обозначение.

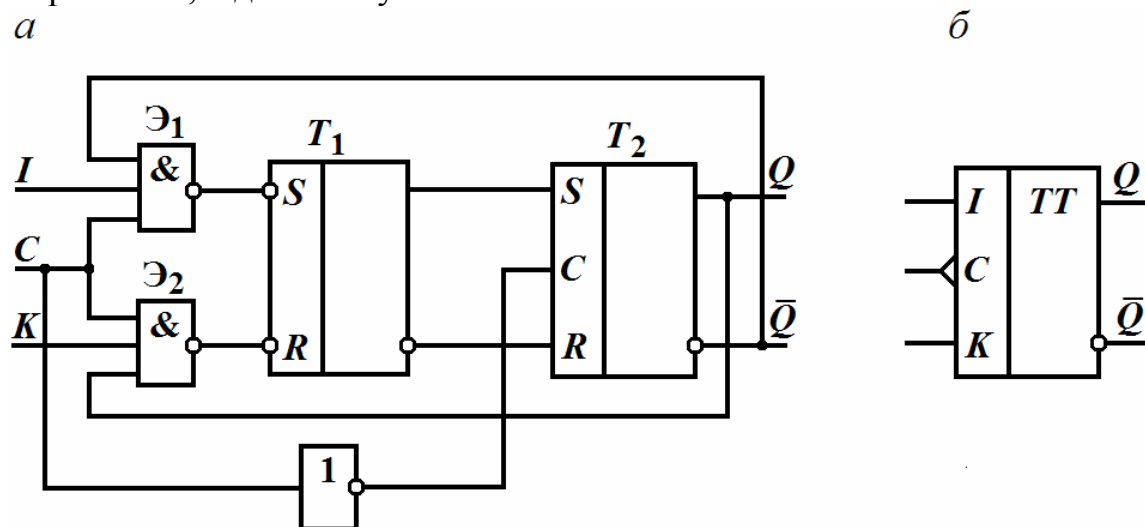


Рис. 3.20. Схема (а) и условное обозначение (б) JK-триггера

Используя вход I как вход S , а K – как R , реализуют синхронный двухступенчатый RS -триггер (рис. 3.21, а). Чтобы на выходе элемента \mathcal{E}_1 появился сигнал «0» (которым триггер с инверсными входами T_1 может переключиться в состояние «1»), на его входах необходимо присутствие сигналов $I = \langle 1 \rangle$, $C = \langle 1 \rangle$, а также сигнала «1» с выхода \bar{Q} . Аналогично сигнал «0» будет на выходе элемента \mathcal{E}_2 , когда $K = \langle 1 \rangle$, $C = \langle 1 \rangle$ и $Q = \langle 1 \rangle$. Таким образом, комбинация $I = \langle 1 \rangle$, $K = \langle 0 \rangle$ обуславливает по синхронизирующему импульсу (по срезу) переключение IK -триггера в целом в состояние «1» ($Q = \langle 1 \rangle$, $\bar{Q} = \langle 0 \rangle$), а комбинация $I = 0$, $K = 1$ – в состояние «0» ($Q = \langle 0 \rangle$, $\bar{Q} = \langle 1 \rangle$).

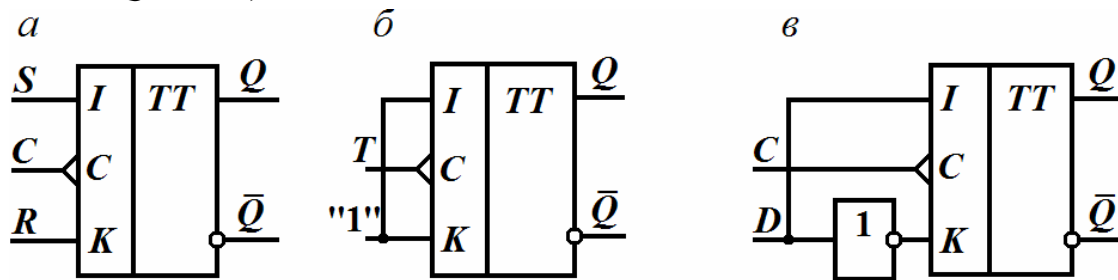


Рис. 3.21. Схемы двухступенчатых RS -триггера (а), T -триггера (б), D -триггера (в) на основе IK -триггера

При $I = K = 0$ на выходах элементов \mathcal{E}_1 и \mathcal{E}_2 устанавливаются сигналы «1», и, следовательно, триггер с инверсными входами T_1 и IK -триггер в целом сохраняют свое прежнее состояние.

В отличие от синхронного RS -триггера одновременное присутствие сигналов «1» на информационных выходах не является для IK -триггера запрещенной комбинацией. При $I = K = \langle 1 \rangle$ триггер изменяет свое состояние на противоположное в момент окончания каждого синхронизирующего сигнала. Таким образом, соединяя входы IK -триггера по схеме 3.21, б, получают T -триггер, добавлением элемента НЕ на входе IK -триггера получают D -триггер (см. рис. 3.21, в). Все типы триггеров, реализуемые на основе IK -триггера, дают задержку в появлении выходных сигналов, равную длительности синхронизирующего импульса.

3.3. Цифровые интегральные микросхемы в системах управления производственными процессами

В настоящее время в системах управления производственными процессами широко используются гибридные тонкопленочные микросхемы типа ДТЛ серии 217. Поэтому перейдем к рассмотрению логических микросхем и триггеров этой серии.

3.3.1. Логические микросхемы

Как известно, каждая серия микросхем имеет определенный базовый элемент. Для серий микросхем типа ДТЛ базовые элементы представляют собой логические элементы И-НЕ. Операцию И выполняет диодная логическая схема, а операцию НЕ – транзисторный инвертор. На рис. 3.22 представлена схема базового элемента И-НЕ для микросхем серии 217 (К217). Диодная логическая схема, выполняющая операцию И, содержит несколько входных диодов и резистор $R1$.

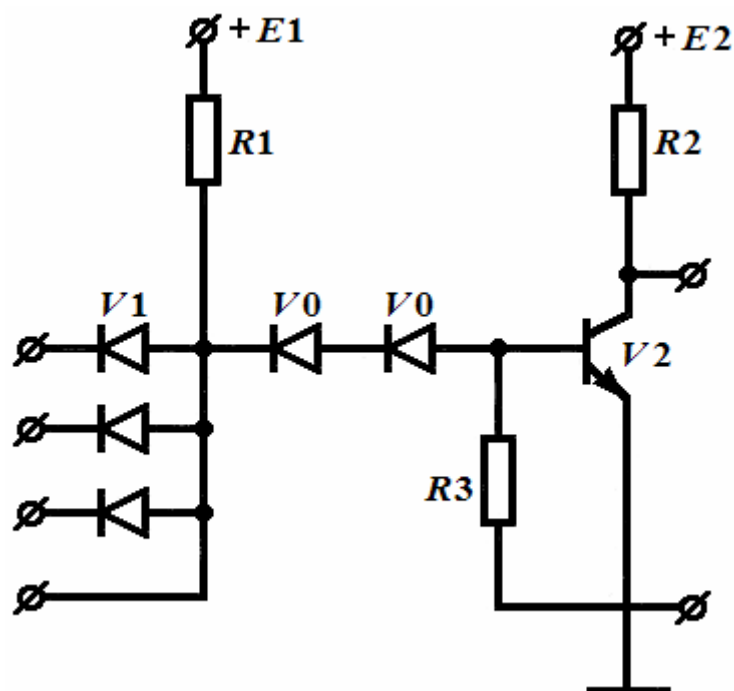


Рис. 3.22. Базовый логический элемент ДТЛ серии 217

Операцию НЕ выполняет транзисторный инвертор, с которым диодная логическая схема связана двумя так называемыми смещающими диодами $V0$. Эти диоды предназначены для увеличения порога срабатывания базового элемента.

Рассмотрим принцип действия базового элемента. Если хотя бы на один из входов элемента подается сигнал логического «0», то открывается соответствующий диод. При этом ток от источника $E1$ протекает через резистор $R1$, открытый диод $V1$ и источник входного сигнала. Транзистор инвертора закрыт, коллекторное напряжение имеет высокий уровень, т.е. на выходе базового элемента действует сигнал логический «1».

При наличии на всех входах базового элемента сигналов логической «1», все входные диоды закрываются. Потенциал анодов входных диодов повышается, транзистор инвертора открывается и входит в режим насыщения. При этом ток базы транзистора протекает от источника $E1$ через рези-

стор $R1$, смещающие диоды и участок база – эмиттер. Коллекторное напряжение имеет низкий уровень, т.е. на выходе базового элемента действует сигнал логического «0».

При выключении транзистора протекает обратный ток через смещающие диоды $V0$, которые представляют собой некоторое время малое сопротивление обратному ходу, открытый входной диод и выход предыдущего каскада. Чтобы процесс выключения транзистора не замедлялся, время восстановления смещающих диодов должно быть больше времени рассеивания заряда, накопленного во время насыщения в транзисторе.

Микросхемы серии 217 (К217), выполненные по схеме рассмотренного базового элемента, отличаются друг от друга электрическими параметрами и количеством логических элементов.

Микросхемы 2ЛБ171А, К2ЛБ171А, 2ЛБ171Б, К2ЛБ171Б – элементы 8 И-НЕ; микросхемы 2ЛБ172А, К2ЛБ172А, 2ЛБ172Б, К2ЛБ172Б – 2 элемента И-НЕ.

В табл. 3.1 приведены основные электрические параметры этих микросхем.

Т а б л и ц а 3 . 1

Основные электрические параметры логических микросхем

Обозначение параметра	2ЛБ171А, К2ЛБ171А	2ЛБ171Б, К2ЛБ171Б	2ЛБ172А, К2ЛБ172А	2ЛБ172Б, К2ЛБ172Б
U_{un1} , [В]	+ 6	+ 6	+ 6	+ 6
U_{un2} , [В]	+ 3	+ 3	+ 3	+ 3
P_{nom1} , [мВт], не более	13	13	26	26
P_{nom2} , [мВт], не более	7,3	7,3	14,6	14,6
$U_{вых}^1$, [В], не менее	2,6	2,6	2,6	2,6
$U_{вых}^0$, [В], не более	0,3	0,3	0,3	0,3
$t_{зд}^{1,0}$, [н с], не более	12	12	12	12
$t_{зд}^{0,1}$, [н с], не более	35	35	35	35
$K_{раз}$	4	6	4	6
$K_{об}$	8	8	3	3

В серии 217 (К217) используется логический элемент И-НЕ с мощным выходным каскадом, часто называемым сложным инвертором. На рис. 3.23 представлен такой элемент. Выходные транзисторы сложного инвертора работают так, что когда один из них открыт, другой закрыт. Например, при наличии хотя бы на одном входе элемента И сигнала логического «0» закрыт входной транзистор, открыт верхний выходной транзистор, закрыт нижний выходной транзистор и на выходе элемента устанавливается высокий уровень напряжения (т.е. уровень логической «1»), ток в

нагрузку протекает через открытый верхний выходной транзистор. В этом состоянии входное сопротивление сложного инвертора составляет сотни Ом, что примерно на порядок ниже, чем для простого инвертора. Когда на все входы элемента И поданы сигналы с уровнем логической «1», входной и нижний выходной транзисторы открыты, верхний выходной транзистор закрыт. Рассматриваемый элемент переходит в состояние логического «0» на выходе. При этом выходное сопротивление элемента составляет десятки Ом, т.к. оно определяется сопротивлением коллектор-эмиттер выходного насыщенного транзистора.

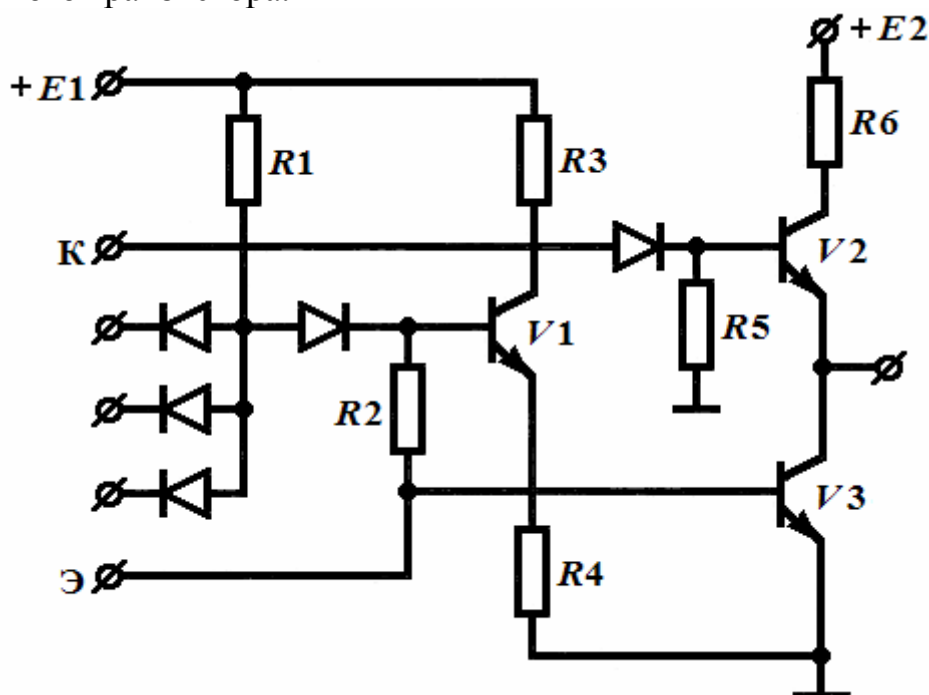


Рис. 3.23. Логический элемент ДТЛ со сложным инвертором

В результате, при подаче сигналов с уровнем логического «0» или логической «1», выходное сопротивление элемента будет низкоомным, а ток, отдаваемый в нагрузку, по сравнению с ранее рассмотренным элементом будет больше.

Рассматриваемый элемент имеет повышенную нагрузочную способность, в нем более ускоренно происходят процессы заряда и разряда емкости нагрузки. Поэтому сложный инвертор широко используется в цифровых узлах электронной аппаратуры и, в частности, в системах управления производственными процессами.

Недостатком сложного инвертора является повышенная потребляемая мощность. Сложные инверторы широко используются, когда нагрузка имеет большую емкость или потребляет большой ток.

К сложному инвертору предусматривается подключение дополнительных схем – так называемых расширителей к выводам К и Э (см. рис. 3.23).

Это делается для расширения возможностей элемента по выполнению логических операций.

Схема расширителя по ИЛИ показана на рис. 3.24. При подсоединении этого расширителя к схеме рассмотренного сложного инвертора расширяются возможности элемента, ибо он выполняет более сложную логическую операцию И-ИЛИ-НЕ.

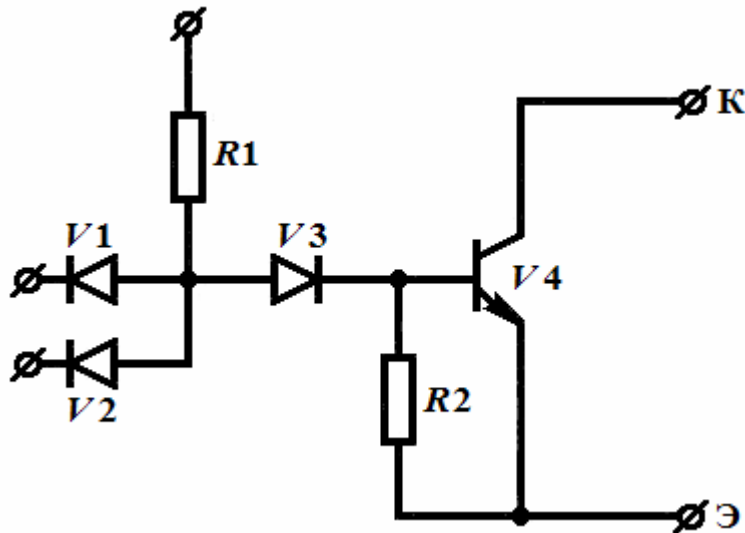


Рис. 3.24. Расширитель для логических элементов ДТЛ

Схема элемента И-ИЛИ-НЕ серии 217 (К217) изображена на рис. 3.25. Логическая операция ИЛИ происходит на выходе параллельно соединенных транзисторов $V2$ и $V3$.

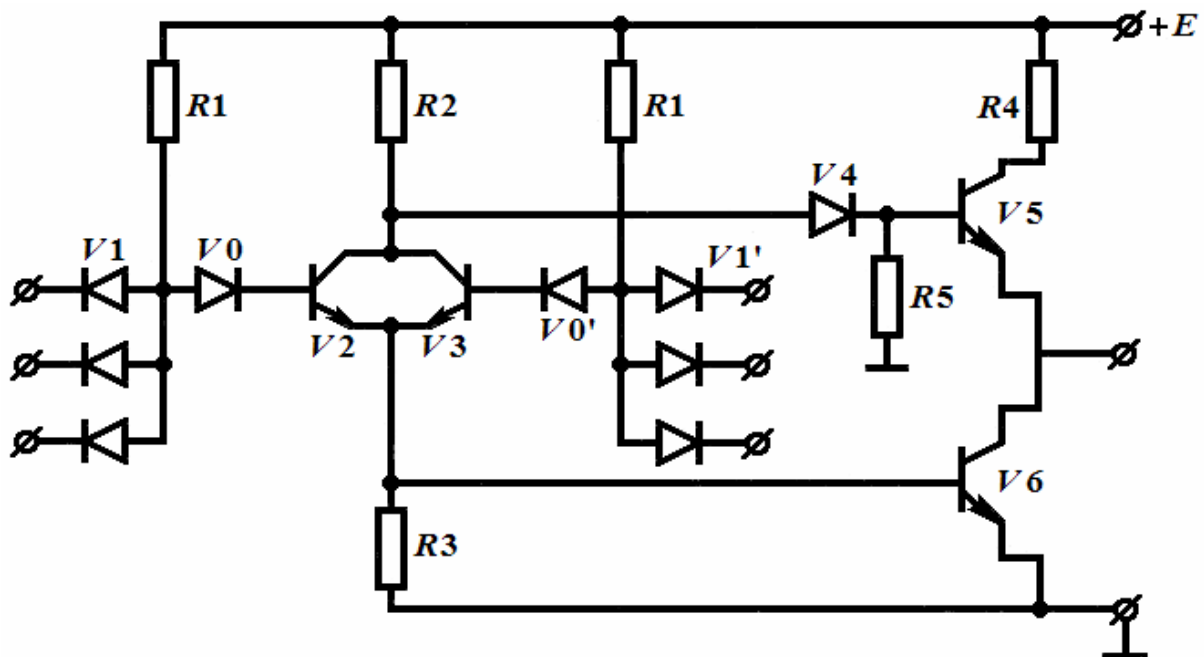


Рис. 3.25. Логический элемент И-ИЛИ-НЕ

Микросхемы 2ЛП171, К2ЛП171, 2ЛП172, К2ЛП172 выполнены по схеме вышеизложенного расширителя (см. рис. 3.24). Микросхемы 2ЛБ173, 2ЛБ173А, К2ЛБ173А – элементы БИ – НЕ с повышенным коэффициентом разветвления, они собраны по схеме логического элемента И-НЕ со сложным инвертором (см. рис. 3.23). Микросхемы 2ЛП171, 2ЛП172, К2ЛП171 и К2ЛП172 применяют для расширения логических возможностей микросхем 2ЛБ172, К2ЛБ173, 2ЛБ173А, К2ЛБ173А, получая в результате логический элемент, выполняющий логическую операцию ИЛИ-НЕ (см. рис. 3.25).

В табл. 3.2, 3.3 приведены основные электрические параметры рассмотренных микросхем.

Т а б л и ц а 3 . 2

Основные электрические параметры логических микросхем

Обозначение параметра	2ЛП171; К2ЛП171	2ЛП172; К2ЛП172
U_{un1} , [В]	+ 6	+ 6
P_{nom} , [мВт], не более	18,5	9
$U_{вых}^1$, [В], не менее	5,3	5,3
$U_{вых}^0$, [В], не более	0,3	0,3
$t_{зд}^{1,0}$, [н с], не более	12	12
$t_{зд}^{0,1}$, [н с], не более	40	35
$K_{об}$	4	8

Т а б л и ц а 3 . 3

Обозначение параметра	2ЛБ173; К2ЛБ173	2ЛБ173А; К2ЛБ173А
U_{un1} , [В]	+ 6	+ 6
U_{un2} , [В]	+ 3	+ 3
P_{nom1} , [мВт], не более	32	32
P_{nom2} , [мВт], не более	7,3	7,3
$U_{вых}^1$, [В], не менее	2,6	2,6
$U_{вых}^0$, [В], не более	9,3	9,3
$t_{зд}^{1,0}$, [н с], не более	20	20
$t_{зд}^{0,1}$, [н с], не более	35	45
$K_{раз}$	8	8
$K_{об}$	8	8

3.3.2. Триггеры

Триггеры серии 217 (К217) реализуются на элементах И-НЕ типа ДТЛ (см. рис. 3.22).

На рис. 3.26 представлена структурная схема RS – триггера и пример ее реализации на элементах И-НЕ типа ДТЛ. Изменение состояние триггера осуществляется сигналом с уровнем логического нуля, подаваемым на один из информационных входов \bar{S} или \bar{R} . Когда $\bar{S} = \langle 0 \rangle$, а $\bar{R} = \langle 1 \rangle$, диод $V1$ открывается, ток от источника $E1$ протекает через резистор $R1$, диод $V1$ и источник входного сигнала. При этом ток базы транзистора $V9$ близок к нулю и транзистор закрыт. Благодаря этому $Q = \langle 1 \rangle$. В это время от источника $E1$ через резистор $R2$, диоды $V7, V8$ и участок база-эмиттер течет ток базы транзистора $V10$. Так как транзистор $V10$ открыт, $Q = \langle 0 \rangle$. Когда $\bar{S} = \langle 1 \rangle$, а $\bar{R} = \langle 0 \rangle$, меняется состояние транзисторов и выходов триггера. Когда $\bar{S} = \bar{R} = \langle 1 \rangle$, состояние выходов триггера сохраняется. Входные сигналы $\bar{S} = \bar{R} = \langle 0 \rangle$ являются запрещенными, ибо тогда оба транзистора будут закрыты, т.е. $Q = \bar{Q} = \langle 0 \rangle$ и при изменении входных сигналов на единичные ($\bar{S} = \bar{R} = \langle 1 \rangle$) появляется неопределенность в состоянии выходов. При этом неизвестно, на каком из выходов триггера будет уровень логического $\langle 0 \rangle$, а на каком – уровень логической $\langle 1 \rangle$.

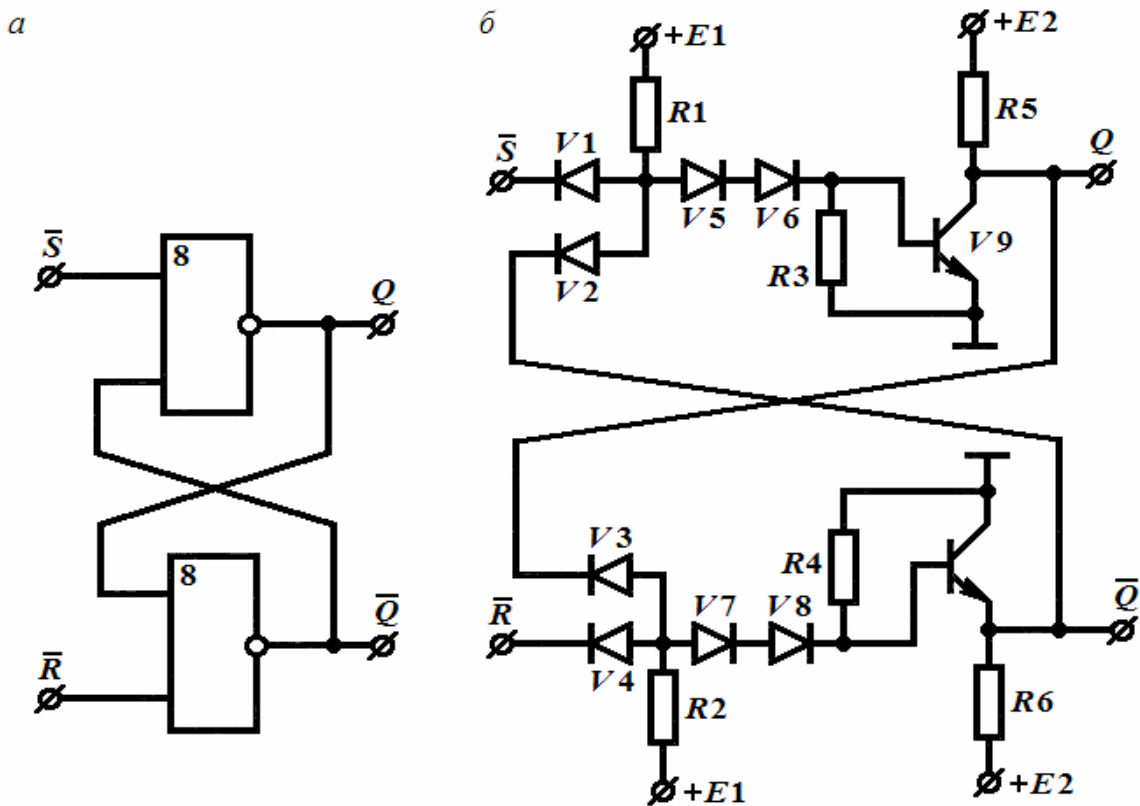


Рис. 3.26. RS – триггер на элементах И-НЕ:
а – структурная схема; б – принципиальная схема

Как видно из условного графического изображения триггера, входы \bar{S} и \bar{R} обозначаются как инверсные. Следовательно, для управления состоянием выходов триггера необходимы отрицательные входные импульсы.

Если RS – триггер синхронный, то он имеет дополнительный C – вход для синхронизирующего импульса. Триггеры 2ТК171А, 2ТК171Б, К2ТК171А, К2ТК171Б построены по рассмотренной выше схеме и является RST -триггерами, т.е. могут функционировать как RS -триггеры или T -триггеры. Они имеют 5 входных элементов И, образующих информационные и установочные входы: 2 входа \bar{S} , два входа \bar{R} и вход T .

В табл. 3.4 приведены основные электрические параметры этих микросхем.

Т а б л и ц а 3 . 4

Основные электрические параметры триггеров

Обозначение параметра	2ТК171А; К2ТК171А	2ТК171Б	К2ТК171АБ
U_{un1} , [В]	+ 6	+ 6	+ 6
U_{un2} , [В]	+ 3	+ 6	+ 3
P_{nom1} , [мВт], не более	52	52	52
P_{nom2} , [мВт], не более	7,3	7,3	7,3
$U_{вых}^1$, [В], не менее	2,6	2,6	2,6
$U_{вых}^0$, [В], не более	0,3	0,3	0,3
$f_{вх}$, [МГц], не более	3	5	3
$f_{уст}$, [МГц], не более	0,5	0,5	0,5
U_{nom} , [В], не более	3	3	3

В серию 217 (К217) входит JK -триггер, в основу которого также положена рассмотренная выше схема триггера. Принципиальная схема JK -триггера представлена на рис. 3.27. Триггер имеет C – вход, входы J и K , установочные входы S , R .

На основе JK -триггера, как уже указывалось, можно с помощью внешних соединений его выводов получить триггеры других видов. На рис. 3.28, *а*, *б* соответственно показаны синхронные T -триггер и RS -триггер.

Существенное достоинство JK -триггера заключается в том, что он, во-первых, не имеет запрещенных входных комбинаций как RS -триггер, и во-вторых, является универсальным триггерным устройством, поскольку может выполнять функции триггера любого другого типа.

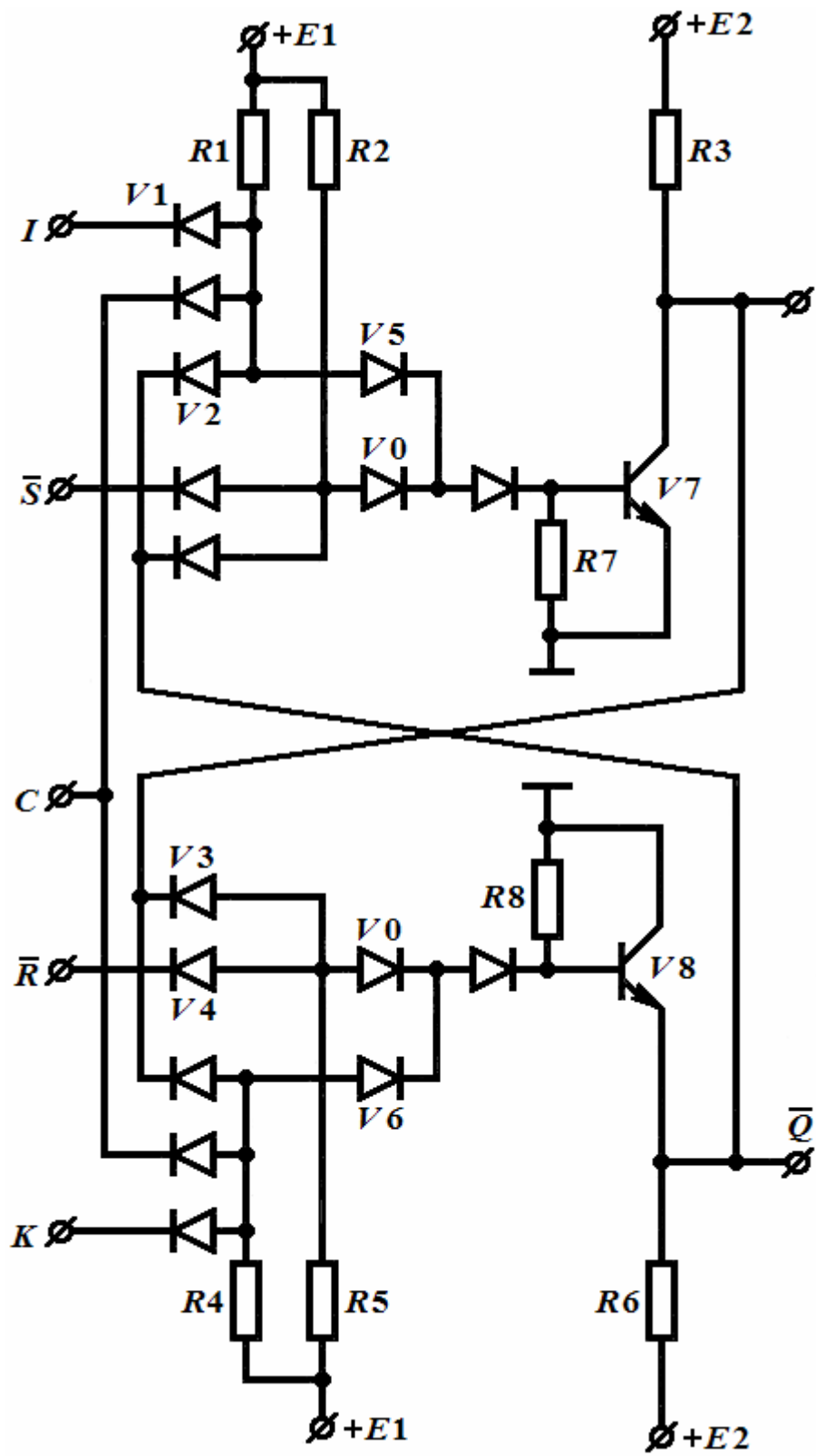


Рис. 3.27. JK-триггер серии K217

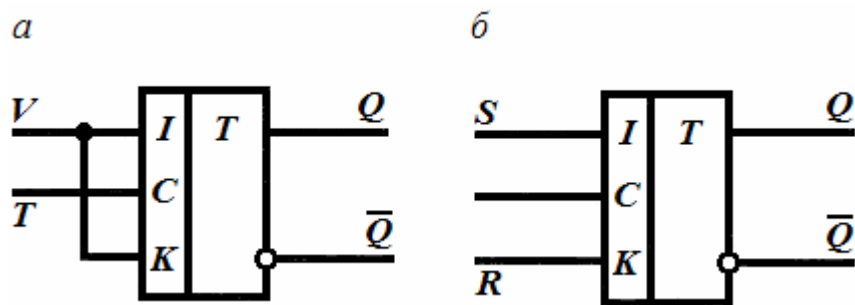


Рис. 3.28. Использование JK -триггера:
 а – синхронный T -триггер; б – синхронный RS -триггер

4. ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

4.1. Монтаж микросхем

Перед монтажом микросхем проверяется чистота их выводов. При потемнении выводов или наличии на них лака и краски выводы необходимо зачистить механическим способом.

Микросхему с подготовленными выводами устанавливают на печатную плату и ориентируют по ключу. Ключом микросхемы может являться вывод, отличающийся от остальных конфигурацией или отмеченный специальным знаком.

Процесс пайки начинается с нанесения флюса с помощью кисти или специального дозатора. Наиболее часто применяется флюс ФКТ.

Пайка микросхем осуществляется либо вручную с помощью паяльника, либо с применением автоматизированных установок. Последние широко применяются при производстве односторонних печатных плат. При этом применяются следующие способы пайки: погружением и волной. При пайке погружением плата с установленными на ней элементами погружается в расплавленный припой той поверхностью, на которую выходят штырьевые выводы элементов. Места на плате, не подлежащие действию припоя, закрываются маской. При пайке волной припоя плата проходит с постоянной скоростью по гребню волны, где припой не имеет пленок оксидов и загрязнений и поэтому обеспечивает высокое качество пайки. Этот способ требует применения бумажной маски и предварительного подогрева платы. При пайке очень важно выдержать правильный температурный режим. При пайке с наиболее часто используемым припоем ПОС 61 (ПОС 61М) температура стержня паяльника должна составлять 240 – 265 °С для пайки штырьевых выводов и 250 – 280 °С для пайки планарных выводов. При этом время пайки составляет 1 – 5 с.

При ручной пайке и лужении в качестве теплоотводящих элементов от выводов микросхем можно использовать пинцет, плоскогубцы.

После пайки с места соединения удаляется флюс с помощью спирто-бензиновой смеси или горячей проточной воды. Для пайки и лужения выводов микросхем применяют электропаяльники с диаметром стержня 1–5 мм, напряжением 220, 36 и 6 В, мощностью от 10 до 65 Вт, обеспечивающие нагрев до 300 °С. После монтажа микросхемы должны быть защищены лакокрасочными покрытиями, например, лаками З – 4100, Ур – 231, устойчивыми к воздействию окружающей среды.

4.2. Устранение неисправностей и демонтаж микросхем

При эксплуатации аппаратуры на микросхемах поиск неисправностей и их устранение заключается обычно в определении вышедшего из строя блока и замене его новым. При отсутствии замены целого блока приходится осуществлять поиск неисправностей и замену неисправных микросхем.

Для сложных цифровых устройств поиск неисправностей ведется с помощью специальных программ – тестов. Эти тесты содержат наборы сигналов и соответствующие комбинации выходных сигналов, возникающие при исправном состоянии или при определенных неисправностях в элементах устройства. В простых цифровых схемах, а также аналоговых устройствах поиск неисправностей ведется путем последовательного анализа прохождения сигналов в схеме.

При демонтаже микросхемы необходимо, прежде всего удалить лак с платы со стороны пайки, для чего следует предварительно нагреть это место до 150–180 °С. После этого нужно подрезать лак в местах пайки и удалить его остатки тампоном, смоченным в спиртобензиновой смеси. Перед выпайкой на очищенные места необходимо нанести флюс.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Научные работники, инженеры-конструкторы, студенты, изучившие данный труд, приобрели основные сведения о конструкции, параметрах и применении в системах автоматического управления производственными процессами аналоговых и цифровых электронных устройств, построенных на интегральных микросхемах. Эти сведения пригодятся читателями при конструировании современной электронной аппаратуры, используемых в системах управления производственными процессами (робототехника, системы автоматического управления).

Рассмотрены перспективы развития интегральных микросхем.

Микроэлектроника, основным направлением которой являются интегральные микросхемы, развивается опережающими по сравнению с другими отраслями науки и техники темпами.

Главное направление развития информационной ветви промышленной электроники – цифровая обработка информации на основе использования микропроцессоров, а также функциональных больших интегральных схем (БИС) и сверхбольших интегральных схем (СБИС). Преимущество цифрового представления информации и импульсного режима работы электронных устройств настолько значительны, что эти методы стали основными, а аппаратура цифровой обработки информации – главным видом продукции предприятий электронной промышленности.

Широкое использование интегральных микросхем наряду с другими преимуществами обусловлено резким снижением стоимости электронных устройств на их основе, что достигается возрастанием размеров кристаллов и повышением степени интеграции.

Наиболее перспективной технологией БИС и СБИС остается КМОП технология, позволяющая получать приборы с минимальным потреблением энергии. Значительное повышение быстродействия логических электронных элементов возможно благодаря разработке и освоению в производстве транзисторов на основе арсенид-галлиевых структур.

В разработке интегральных микросхем всё большее значение приобретают системы автоматизированного проектирования (САПР), базирующихся на ЭВМ. Специализированные САПР позволяют проектировать и изготавливать в течение нескольких месяцев так называемые заказные БИС и СБИС, выполняющие функции и имеющие технические характеристики необходимые заказчику. К заказным БИС относятся прежде всего постоянные запоминающие устройства (ПЗУ) для микропроцессоров и микро-ЭВМ, в которые заносятся программы, определяющие работу микропро-

цессорных систем. Напомним, что микропроцессорные системы в настоящее время используются в более сложных системах управления производственными процессами.

Применение САПР резко повышает производительность труда разработчиков интегральных микросхем и конструкторов систем управления производственными процессами, что сокращает время разработки новых систем управления

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Миловзоров, О.А. Электроника [Текст] учеб. пособие / О.А. Миловзоров, И.Г. Панков. – М.: Высш.шк., 2005.
2. Немцов, М.В. Электротехника и электроника [Текст]: учебник / М.В. Немцов. – М.: Изд-во МЭИ, 2003.
3. Электротехника и электроника [Текст]: учебник / Б.И. Петленко [и др.]. – М.: И.Ц. Академия, 2003.
4. Касаткин, А.С. Электротехника [Текст]: учебник для вузов / А.С. Касаткин, М.В. Немцов. – М.: Высш. шк., 2004.
5. Нохрин, А.Н. Электротехника и электроника. Ч 2. Электроника [Текст]: учеб. пособие / А.Н. Нохрин, А.К. Кудрявцева. – Череповец: Изд-во ГОУ ВПО ЧТУ, 2007.
6. Пинт, Э.М. Резисторный усилитель напряжения: теоретические сведения, расчет и применение [Текст]: моногр. / Э.М. Пинт [и др.]. – Пенза: Изд. ПГУАС, 2012.
7. Пинт, Э.М. Основы теории, расчета линейных электрических цепей и электроснабжения объектов [Текст]: учеб. пособие / Э.М. Пинт [и др.]. – Пенза: Изд. ПГУАС, 2012.
8. Влияние природы заполнителя на физико-механические свойства шлакощелочных бетонов [текст] / И.И. Романенко, В.Н. Калашников, И.Н. Петровнина [и др.] // сб. Региональная архитектура и строительство. – Пенза: изд. ПГУАС, 2011 – С. 35-39.
9. Сёмов, И.Н. Высевающий аппарат для семян сахарной свеклы [текст] / И.Н. Сёмов, Н.П. Ларюшин // Сахарная свекла. – №8. – 2006. – С. 32-33.
10. Метод распознавания печатных знаков и распространение его на образы, связанные с автоматизацией работы дорожных машин [текст] / Э.М. Пинт, И.И. Романенко, И.Н. Петровнина [и др.] // науч. техн. журнал «Мир транспорта и технологических машин». – Орел.: изд. ОГУ, 2011 – С. 123-127.
11. Захаров Ю. А. Восстановление посадочных поверхностей корпусных деталей машин проточным гальваническим цинкованием [текст] / Ю.А. Захаров, Е.Г. Рылякин, И.Н. Семов // Молодой ученый. – 2014. – №17. – С. 58-62.
12. Романенко, И.И. Деформации цементного камня, приводящие к образованию поверхностных трещин [текст] / И.И. Романенко, Э.М. Пинт, М.И. Романенко // Вестник. – 2012. – № 4. – С. 32-36.
13. Полный алгоритм рационального метода распознавания компьютерных печатных знаков разных шрифтов и других символов [текст] / Э.М. Пинт, И.И. Романенко, И.Н. Петровнина [и др.] // Вестник. – 2013. – № 1. – С. 145-148.

14. Обеспечение работы мобильных машин в условиях отрицательных температур [Текст] / Ю. А. Захаров, Е.Г. Рылякин, И.Н. Семов [и др.] // Молодой ученый. – 2014. – №17. – С. 56-58.
15. Романенко, И.И. Коррозионная стойкость шлакощелочных бетонов в органических средах [Текст] / И.И. Романенко, Э.М. Пинт, И.Н. Петровнина // Региональная архитектура и строительство. – 2013. – С. 42-51.
16. Пинт, Э.М. Результаты исследования читающего устройства [текст] / Э.М. Пинт, И.И. Романенко, К.А. Еличев // Вестник. – 2014. – № 1. – С. 168-171.
17. Семов, И.Н. Разработка и обоснование конструктивно-режимных параметров дискового высевающего аппарата с подпружиненным выталкивателем семян сахарной свеклы [Текст]: дис. ... канд. техн. наук: 05.20.01: защищена 15.06.2007 утв. 02.11.2007 / И.Н. Семов. – Пенза, 2007. – 130 с.
18. Ларюшин, Н.П. Высевающий аппарат с подпружиненным выталкивателем семян [Текст] / Н.П. Ларюшин, И.Н. Семов // Сельский механизатор. – 2006. – №12. – С. 34-35.
19. Ларюшин, Н.П. Подпружиненный выталкиватель семян свеклы [Текст] / Н.П. Ларюшин, О.Н Кухарев, И.Н. Семов // Сельский механизатор. – 2008. – №11. – С.9.
20. Ларюшин, Н.П. Исследования высевающего аппарата с подпружиненным выталкивателем семян [Текст] / Н.П. Ларюшин, О.Н Кухарев, И.Н. Семов // Механизация и электрификация сельского хозяйства. – 2009. – №1. – С. 11-12.
21. Ларюшин, Н.П. Экспериментальная свекловичная сеялка с подпружиненным выталкивателем семян [Текст] / Н.П. Ларюшин, О.Н Кухарев, И.Н. Семов // Тракторы и сельхозмашины. – 2009. – №8. – С. 5–8.
22. Кухарев, О.Н. Результаты исследований барабанного дражироватора [Текст] / О.Н Кухарев, И.Н. Семов, А.М. Чирков // Нива Поволжья. – 2010. – №1. – С. 54-57.
23. Кухарев, О.Н. Качество дражирования семян в барабанном дражирователе с вращающимся дном [Текст] / О.Н Кухарев, И.Н. Семов, А.М. Чирков // Тракторы и сельхозмашины. – 2011. – № 1. – С. 10-12.
24. Кухарев, О.Н. Эффективность применения барабанного дражироватора с вращающимся дном [Текст] / О.Н Кухарев, И.Н. Семов, А.М. Чирков // Тракторы и сельхозмашины. – 2011. – № 9. – С. 34-36.
25. Кухарев, О.Н. Барабанный дражирователь семян [Текст] / О.Н Кухарев, И.Н. Семов, А.М. Чирков // Механизация и электрификация сельского хозяйства. – 2011. – №9. – С. 7-9.
26. Механизация технологического процесса дражирования семян сахарной свеклы [Текст] / Н.П. Ларюшин, О.Н Кухарев, И.Н. Семов [и др.]. – Пенза: РИО ПГСХА, 2012. – 102 с.

27. Кухарев, О.Н. Дrajиратор семян сахарной свеклы [Текст] / О.Н Кухарев, И.Н. Сёмов, А.М. Чирков // Сельский механизатор. – 2012. – №1. – С.11.

28. Кухарев, О.Н. Дrajиратор семян сахарной свеклы [Текст] / О.Н Кухарев, Г.Е. Гришин, И.Н. Сёмов // Нива Поволжья. – 2013. – №1(26). – С. 51-55.

29. Рылякин, Е.Г. Повышение работоспособности гидропривода транспортно-технологических машин в условиях низких температур [Текст] / Е.Г. Рылякин, Ю.А. Захаров // Мир транспорта и технологических машин. – Январь-Март 2014. – № 1 (44). –С. 69-72.

30. Оптимизация устройства агрегации микрометрических тел с встречновращающимися лентами Мёбиуса: монография / А.В. Яшин, В.С. Парфенов, В.Н. Стригин, И.Н. Сёмов.– Пенза: ПГУАС, 2014 – 164 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	3
ВВЕДЕНИЕ	4
1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ	5
1.1. Общая характеристика и классификация интегральных микросхем	5
1.2. Проблемы конструирования микронэлектронной аппаратуры	10
2. АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ	13
2.1. Общая характеристика аналоговых микросхем	13
2.2. Сведения об электронных усилителях	15
2.2.1. Классификация усилителей	15
2.2.2. Основные характеристики и параметры усилителей	17
2.2.3. Режимы работы транзистора в усилителях	21
2.2.4. Резисторный усилитель напряжения	22
2.2.5. Широкополосный усилитель напряжения	35
2.2.6. Усилители с обратной связью	37
2.2.7. Эмиттерный повторитель (усилитель мощности)	44
2.2.8. Фазоинверсные усилители	47
2.2.9. Избирательные усилители	50
2.2.10. Усилители постоянного тока	55
2.2.11. Операционный усилитель	62
2.3. Аналоговые интегральные микросхемы в системах управления производственными процессами	68
2.3.1. Микросхемы серии К101	68
2.3.2. Микросхемы серии К122	71
2.3.3. Микросхемы серии К722	76
2.3.4. Микросхемы серии К140	79
2.3.5. Микросхемы серии К226	84
2.3.6. Микросхемы серии К228	90
2.3.7. Микросхемы серии К284	95
2.3.8. Некоторые особенности построения аналоговых устройств на интегральных микросхемах	97
3. ЦИФРОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ	99
3.1. Общая характеристика цифровых микросхем	99
3.2. Генерирование импульсов	99
3.2.1. Классификация, режим работы генераторов импульсов	99
3.2.2. Ключевой режим работы транзистора	100
3.2.3. Логические электронные элементы	103
3.2.4. Триггеры	112

3.3. Цифровые интегральные микросхемы в системах управления производственными процессами.....	122
3.3.1. Логические микросхемы.....	123
3.3.2. Триггеры.....	128
4. ОСОБЕННОСТИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ.....	132
4.1. Монтаж микросхем	132
4.2. Устранение неисправностей и демонтаж микросхем.....	133
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	134
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	136

Научное издание

Пинт Эдуард Михайлович
Петровнина Ирина Николаевна
Романенко Игорь Иванович
Еличев Константин Александрович

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ
ПРОИЗВОДСТВЕННЫМИ ПРОЦЕССАМИ

Монография

В авторской редакции
Верстка Н.А. Сазонова

Подписано в печать 29.10.14. Формат 60×84/16.
Бумага офисная «Снегурочка». Печать на ризографе.
Усл. печ. л. 8,14. Уч.-изд. л. 8,75. Тираж 500 экз. 1-й завод 100 экз.
Заказ №373.

Издательство ПГУАС.
440028, г.Пенза, ул. Германа Титова, 28.