

Министерство образования Российской Федерации
Южно-Уральский государственный университет
Кафедра электропривода и автоматизации
промышленных установок

621.314(07)

Г322

М.В. Гельман

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Часть 1

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ЭЛЕМЕНТЫ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

Учебное пособие

Челябинск
Издательство ЮУрГУ
2000

УДК 621.314 (075.8) + 621.382.1(075.8) + 621.382.8(075.8)

Гельман М.В. Преобразовательная техника. Часть 1. Полупроводниковые приборы и элементы микроэлектроники: Учебное пособие. – Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 2000. – 106 с.

Учебное пособие предназначено для студентов специальности 1804 – «Электропривод и автоматика технологических процессов и комплексов». Оно соответствует содержанию лекций, читаемых студентам по одноименному курсу. В первой части приведены сведения, необходимые для дальнейшего изучения полупроводниковых преобразователей. Основное внимание уделено силовым полупроводниковым приборам.

Учебное пособие может быть полезно студентам других электротехнических специальностей энергетического факультета при изучении курса «Промышленная электроника».

Ил. 84, табл. 7, список лит. – 5 назв.

Одобрено учебно-методической комиссией энергетического факультета.

Рецензенты: Кодкин В.Л., Сидоренко Б.Ю.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Курс «Преобразовательная техника» предусмотрен учебным планом специальности 1804 – «Электропривод и автоматика технологических процессов и комплексов». Однако, изучение этого курса невозможно без знания полупроводниковых приборов, особенно, силовых полупроводниковых приборов и элементов микроэлектроники. Поэтому, первая часть учебного пособия по курсу «Преобразовательная техника» посвящена этим смежным вопросам.

Изучение курса «Преобразовательная техника» базируется на знании основ физики и теоретической электротехники.

Учебное пособие соответствует программе и курсу лекций, читаемых студентам специальности 1804. Первая часть пособия может быть также использована студентами специальностей 1801, 1811, 1001, 1002, 1004, 2104 при изучении курсов «Преобразовательная техника», «Промышленная электроника» и других с близким содержанием.

Наибольшее внимание в данном учебном пособии уделено силовым полупроводниковым приборам, которые в последующих курсах не изучаются, а только применяются.

При изучении курса студенты должны привыкнуть к своеобразному языку электроники – языку схем, временных диаграмм и характеристик. Освоение этого языка существенно снижает необходимость текстовых пояснений.

Имеющиеся в распоряжении студентов учебники в значительной степени устарели, поэтому больше внимания уделено новым типам приборов и сокращено изложение материала хорошо изложенного в учебниках.

В конце параграфов приводятся контрольные вопросы, на которые рекомендуется ответить, чтобы обратить внимание на главное и ликвидировать пробелы в изучаемом материале. Основные вопросы отмечены курсивом.

В подготовке учебного пособия принимали участие студенты Н. Кутищева, Л. Чернышева, С. Журавлев, А. Голоденко. Автор выражает им благодарность.

ВВЕДЕНИЕ

Преобразовательная техника изучает вопросы преобразования электрической энергии. Преобразование электрической энергии - это изменение ее параметров (напряжения, числа фаз, частоты, включая нулевую, то есть постоянный ток), а также улучшение качества энергии, изменение формы напряжения и т.д.

Преобразование электрической энергии может осуществляться, как электромеханическими (динамическими), например, электромашинными преобразователями, так и электронными (статическими) преобразователями.

Среди электронных преобразователей к началу XXI века господствующее положение заняли полупроводниковые преобразователи.

Полупроводниковая преобразовательная техника является одним из разделов промышленной электроники.

Промышленная электроника изучает приборы и устройства, применяемые в промышленности. На рис. В.1 приведена классификация электронных приборов и устройств.

Промышленная электроника делится на два раздела: информационную электронику и энергетическую электронику (преобразовательную технику).

Информационная электроника занимается преобразованием информации. Это слаботочная ветвь электроники. Без знания ее невозможно управление устройствами преобразовательной техники.

Энергетическая электроника, силовая электроника - все это синонимы термина преобразовательная техника, но, пожалуй, более точно отражающие ее смысл. Например, по-английски соответствующий термин “power electronics”, по-немецки – “Leistung Elektronik”, что точно переводится, как мощная электроника. Энергетическая электроника – это сильноточная ветвь промышленной электроники.

Энергетическая электроника начала свою историю в начале XX века после создания электронного диода, а затем ртутного вентиля, но подлинное ее развитие и широкое внедрение связано с появлением полупроводниковых приборов.

Наибольшее применение в преобразовательной технике имеют силовые полупроводниковые приборы: диоды, транзисторы и тиристоры

(см. рис. В. 1). Преобразователи электрической энергии (см. рис. В. 1)
явля-

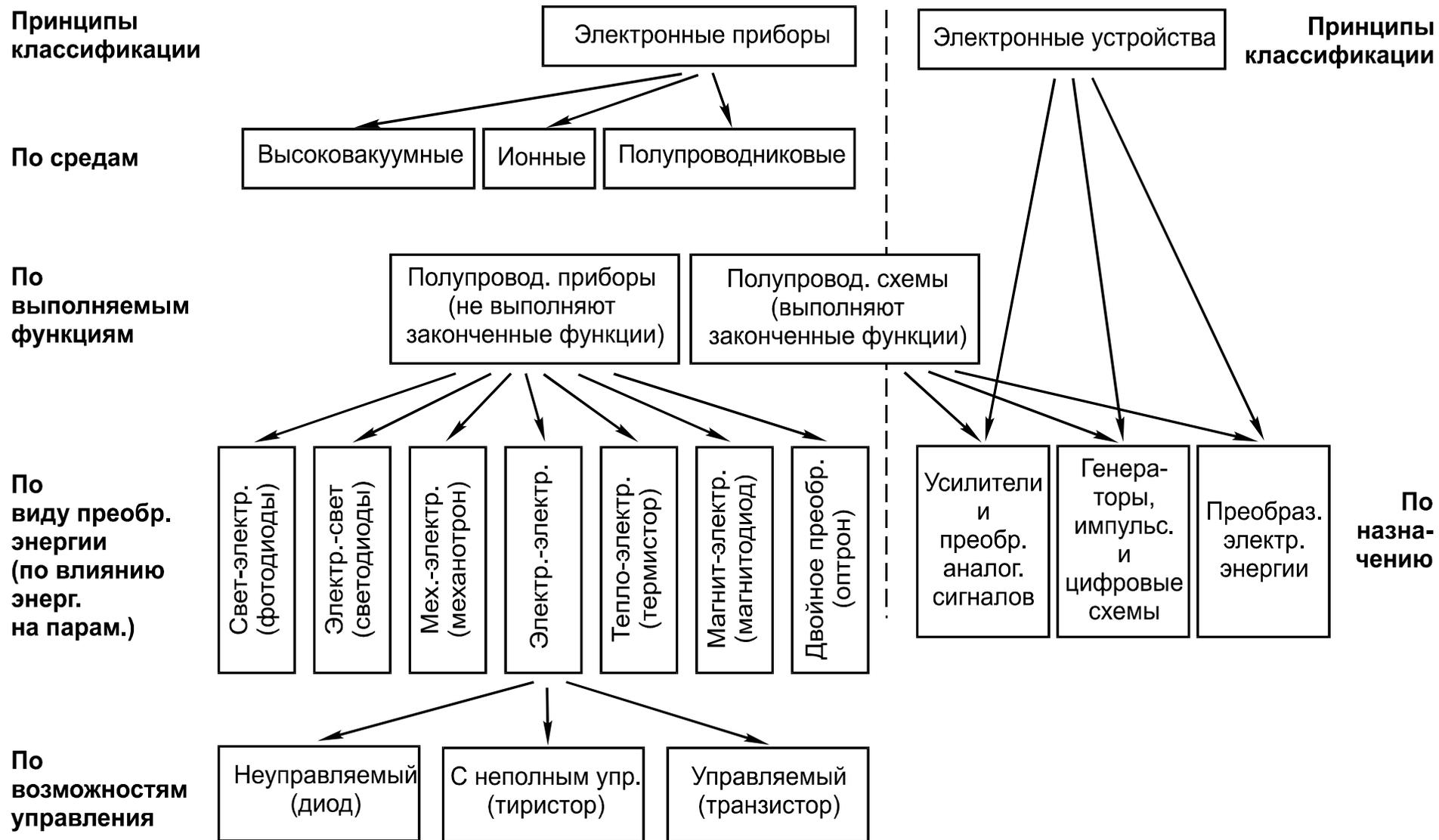


Рис. В.1. Классификация полупроводниковых приборов и устройств

ются основным предметом изучения энергетической электроники. Однако, без других видов полупроводниковых приборов и устройств невозможно создание преобразователей электрической энергии. Особое значение в современной электронике приобрели интегральные микросхемы. Они по виду похожи на полупроводниковые приборы, а по существу являются устройствами, т.е. они находятся на границе между приборами и устройствами (см. рис. В. 1).

С помощью устройств преобразовательной техники 30...50% вырабатываемой электроэнергии преобразовывается в другие виды. Поэтому особенно велика роль устройств преобразовательной техники в деле энергосбережения.

Преобразовательная техника является основой современного электропривода и находит в нем все более широкое применение. Полупроводниковые преобразователи энергии применяются на транспорте, в электротехнологических установках, на электростанциях. Устройства преобразовательной техники являются основой бытовой электроники. Современные источники питания телевизоров, радиоприемников, компьютеров неосуществимы без применения устройств преобразовательной техники.

Широкое применение устройств преобразовательной техники обусловлено преимуществами полупроводниковых приборов и элементов микроэлектроники – малыми габаритами, быстродействием, чувствительностью, надежностью, экономичностью и широкими возможностями преобразования информации.

Поэтому изучение преобразовательной техники невозможно без знания полупроводниковых приборов и элементов микроэлектроники.

К концу изучения курса все клеточки приведенной классификации должны наполниться конкретным содержанием. Однако, нужно не только **знать**, но и **уметь** применять знание на практике.

Инженеры, работающие в области электропривода, не должны уметь создавать полупроводниковые приборы. Но им приходится заниматься применением, наладкой, разработкой и эксплуатацией устройств преобразовательной техники.

Только при грамотном решении этих задач может быть обеспечена надежная, экономичная эксплуатация электроприводов и других потребителей электроэнергии.

Глава 1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

1.1. Физические основы полупроводниковых приборов

1.1.1. Проводники, диэлектрики и полупроводники

Все вещества делятся по их проводимости на проводники, диэлектрики и полупроводники. Для пояснения принципа действия полупроводниковых приборов необходимо рассмотреть различие этих веществ с точки зрения квантовой физики. На рис. 1.1 приведены диаграммы энергетических зон этих веществ. Показаны только **валентная зона (ВЗ)** и **зона проводимости (ЗП)** (зона возбужденных состояний). В валентной зоне находятся энергетические уровни валентных электронов, т.е. электронов находящихся на внешних орбитах в невозбужденном атоме и определяющих валентность вещества. В зону возбужденных состояний электроны переходят при сообщении им дополнительной энергии.

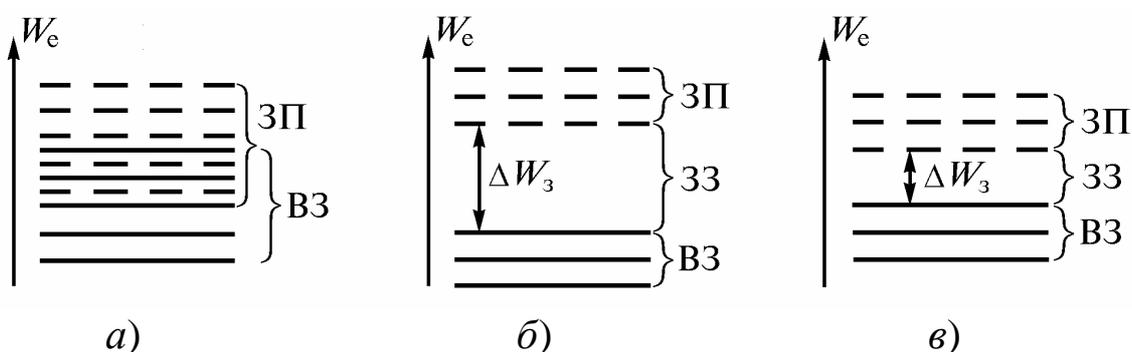


Рис. 1.1. Энергетические зоны в проводнике (а), диэлектрике (б) и полупроводнике (в). Обозначения: ЗП – зона проводимости; ВЗ – валентная зона; ЗЗ – запрещенная зона

На рис. 1.1, а видно, что в проводнике валентная зона и зона проводимости перекрываются, и для перехода из валентной зоны в зону проводимости не требуется сообщать электрону дополнительную энергию. Поэтому в проводнике имеется много свободных электронов. На рис. 1.1, б, в видно, что в диэлектрике и полупроводнике существует **запрещенная зона (ЗЗ)**, в которой нет энергетических уровней. Для перехода электрона в зону проводимости нужно приложить энергию. Если требуе-

мая энергия для перехода электрона меньше 1,5...2 эВ, то такое вещество называется полупроводником, если больше – диэлектриком. Таким образом, разница между диэлектриками и полупроводниками чисто количественная, а не качественная.

Если сообщить дополнительную энергию электрону, находящемуся в валентной зоне, то он переходит в зону проводимости. При этом в зоне проводимости появляется свободный электрон, а в валентной зоне вакантное место – «дырка». Дырка ведет себя как положительный единичный заряд. Если пара электрон – дырка образуется при нагревании, то такой процесс называется **термогенерацией**. В полупроводнике существует два вида проводимости: **электронная**, обусловленная движением свободных электронов (как в проводнике) и **дырочная**, обусловленная движением дырок.

Для изготовления полупроводниковых приборов исходным материалом служит чистый полупроводник. Он имеет кристаллическое строение. При этом в узлах кристаллической решетки находятся атомы, а решетка должна иметь такое строение, чтобы вокруг каждого атома вращалось 8 валентных электронов. На рис. 1.2, *а* показана схема кристаллической решетки четырехвалентного вещества – кремния.

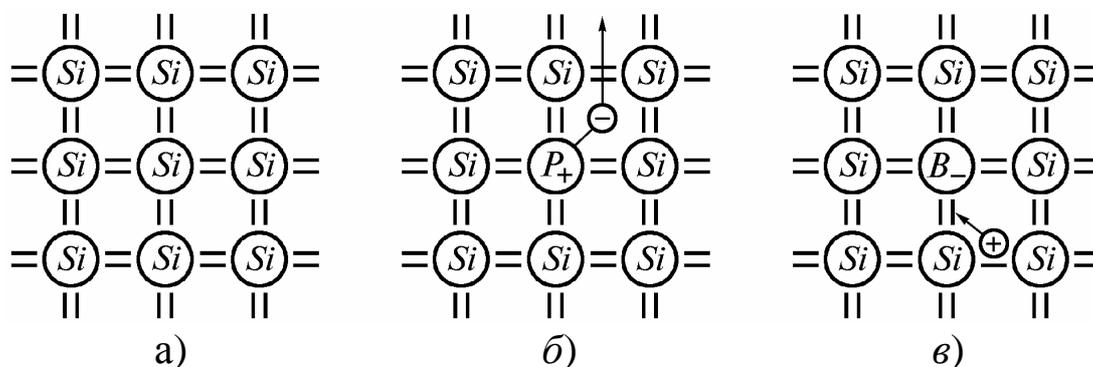


Рис. 1.2. Схема кристаллической решетки в собственном полупроводнике (*а*); образование электронов и положительных ионов в полупроводнике типа *n* (*б*); дырок и отрицательных ионов в полупроводнике типа *p* (*в*)

Вокруг каждого атома, кроме своих четырех валентных электронов, вращается четыре электрона соседей. Эта кристаллическая решетка алмазного типа, характеризующаяся очень низкой проводимостью, которая может вызываться термогенерацией пар электрон – дырка.

Чистый полупроводник, в котором проводимость вызвана только термогенерацией пар электрон – дырка, называется **собственным полупроводником**. В нем количество свободных электронов равно количеству дырок. На зонной диаграмме рис. 1.3, *а* показано, как при термогенерации появляется свободный электрон в зоне проводимости и вакантное место – дырка в валентной зоне.

При введении примеси можно в миллионы раз увеличить либо число свободных электронов, либо дырок, т.е. придать полупроводнику преимущественно электронную или дырочную проводимость. При этом в той же степени меняется величина его проводимости. Полупроводник, в который была введена примесь, называется **примесным**. Полупроводник, которому придана преимущественно электронная проводимость, называется **электронным** или типа «*n*» (от слова негативный, отрицательный). Полупроводник, которому придана преимущественно дырочная проводимость, называется **дырочным** или типа «*p*» (от слова позитивный, положительный).

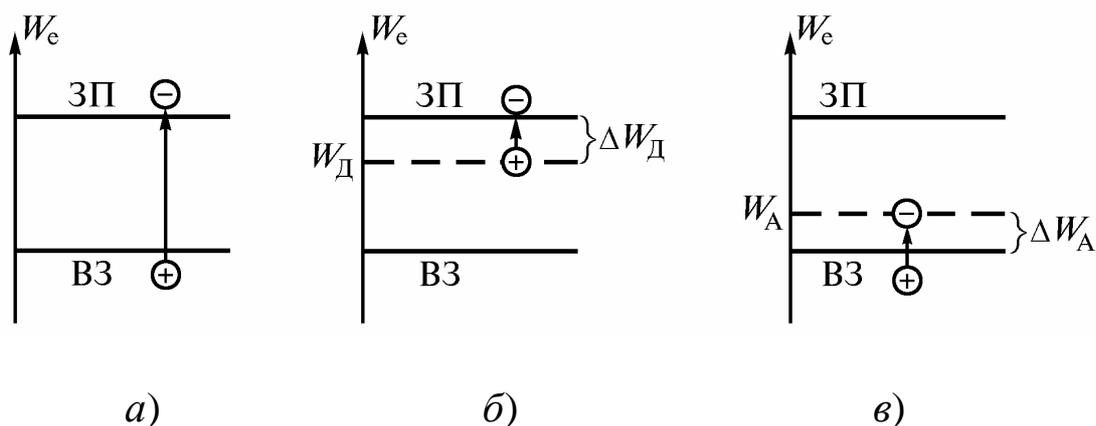


Рис. 1.3. Термогенерация пар электрон – дырка в собственном полупроводнике (*а*); появление электронной проводимости в полупроводнике типа *n* (*б*); появление дырочной проводимости в полупроводнике типа *p* (*в*)

На рис. 1.2, *б* показано, как при введении пятивалентной (донорной) примеси (Р) появляется свободный электрон и положительный ион (неподвижный, зажатый в кристаллической решетке). На рис. 1.2, *в* показано, как при введении трехвалентной (акцепторной) примеси (В) появляются дырка и отрицательный ион. На рис. 1.3, *б*, *в* это же иллюстрируется на зонной диаграмме, где видно, что с появлением свободного электрона или дырки не появляется носитель противоположного знака.

Носители зарядов, определяющие тип проводимости полупроводника, называются **основными**; носители противоположного знака называются **неосновными**.

Возможность изменения вида проводимости и широчайшего изменения ее величины явились предпосылкой расцвета полупроводниковой техники.

1.1.2. P-n переход

Если в кристалл полупроводника с одной стороны ввести примесь, превращающую его в полупроводник типа «*n*», а с другой, – в полупроводник типа «*p*», то в кристалле появляется *p-n* переход. Таким образом, *p-n* переход это граница двух слоев полупроводника с разным типом проводимости. Обычно *p-n* переходы бывают несимметричные, т.е. концентрация примесей в слоях отличается на несколько порядков. В

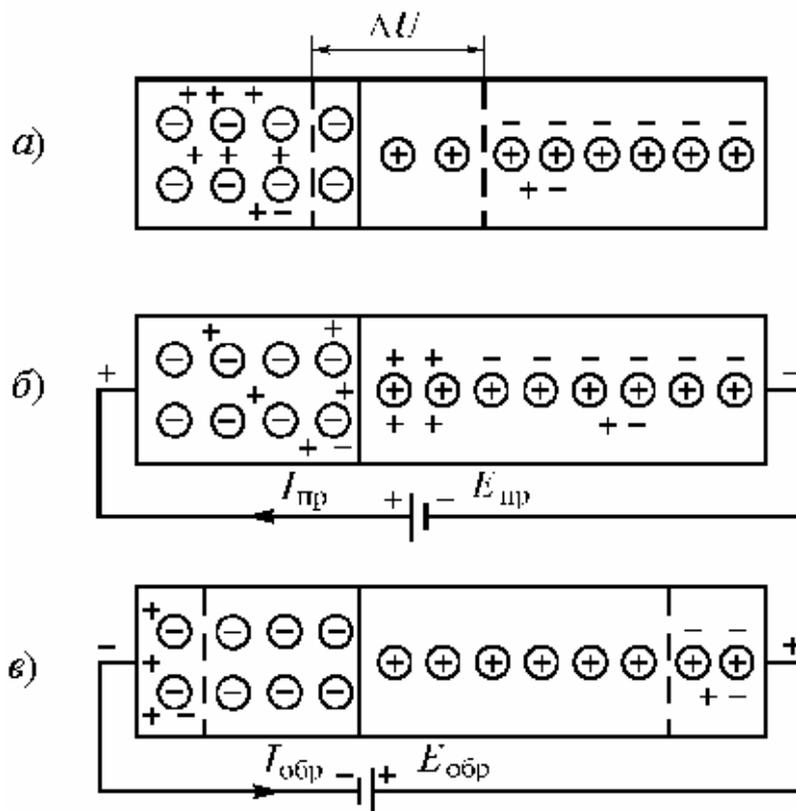


Рис. 1.4. Процессы на *p-n* переходе: а) при отсутствии смещения; б) при прямом смещении; в) при обратном смещении. Обозначения: – электроны; + дырки; в кружочках ионы

основе всех замечательных свойств полупроводниковых приборов лежат процессы на *p-n* переходе.

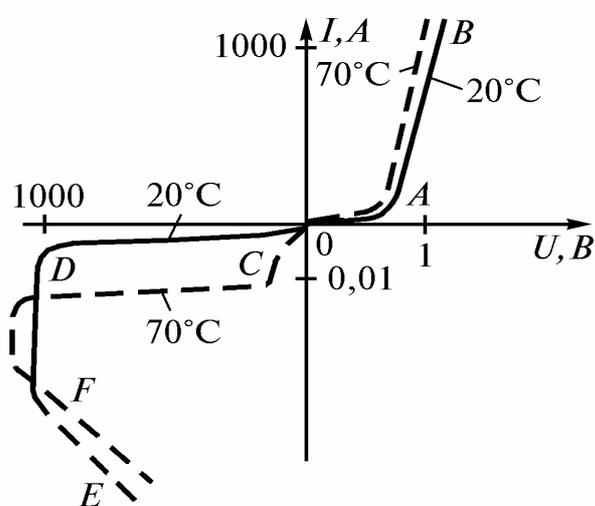
Для пояснения процессов представим, что *p-n* переход создается путем соединения двух кристаллов с разным типом проводимости. При соединении свободные электроны и дырки диффундируют в соседние слои. На *p-n* переходе они встречаются и рекомбинируют. Ионы примесей, зажатые в кристаллической решетке, лишаются зарядов, компенсирующих их поле. На переходе появляется нескомпенсированный объем-

ный заряд ионов, создающих потенциальный барьер (рис. 1.4, *a*). Этот потенциальный барьер препятствует дальнейшей диффузии. На *p-n* переходе устанавливается динамическое равновесие, наиболее быстрые электроны и дырки диффундируют в соседние слои, а навстречу им под действием электрического поля дрейфуют носители зарядов противоположного знака. На рис. 1.4, *a* условно показано, что концентрация примесей в слое *p* меньше, чем в слое *n*.

Приложение внешнего напряжения к *p-n* переходу называется **смещением** *p-n* перехода. Если внешнее напряжение создает поле встречное полю потенциального барьера, то смещение называется прямым; если полярность внешнего напряжения противоположна, то смещение называется обратным (см. рис. 1.4, *б*, *в*).

При **прямом смещении** основные носители преодолевают потенциальный барьер и переходят в соседний слой. Переход основных носителей заряда в соседний слой, где они становятся неосновными, называется инжекцией. При прямом смещении через *p-n* переход протекает прямой ток. Зависимость тока через *p-n* переход от приложенного напряжения $I = f(U)$ называется вольтамперной характеристикой электронно-дырочного перехода. На рис. 1.5 в первом квадранте показана вольтамперная характеристика (ВАХ) *p-n* перехода при прямом смещении. На участке *OA* преодолевается потенциальный барьер и ток мал, на участке *AB* ток резко увеличивается из-за перехода в соседний слой большого количества носителей заряда и резкого уменьшения его сопротивления.

При **обратном смещении** через *p-n* переход протекает обратный ток. На рис. 1.5 в третьем квадранте показана вольтамперная характеристика



ка *p-n* перехода при обратном смещении. Обратный ток обусловлен только неосновными носителями, поэтому он мал и уже при небольшом напряжении быстро достигает значения насыщения (участок *OC*) и далее остается постоянным (участок *CD*).

При достижении высокого напряжения в точке *D* ток резко возрастает, происходит **лавинный пробой**. Лавинный пробой возни-

Рис. 1.5. Вольтамперные характеристики *p-n* перехода

кает, когда на длине свободного пробега электрон приобретает энергию достаточную для ионизации атомов (участок DF). Лавинный пробой обратим, т.е. после снятия обратного смещения p - n переход не разрушается.

В точке F выделяется большая мощность и может произойти **тепловой пробой** (участок FE). Он необратим и приводит к разрушению p - n перехода.

При повышении температуры различные участки ВАХ изменяются по-разному (см. рис. 1.5).

При прямом смещении с ростом температуры число основных носителей, определяющих прямой ток, изменяется незначительно, так как оно определяется числом атомов примеси и мало увеличивается за счет термогенерации пар электрон – дырка. Поэтому падение напряжения на прямо смещенном переходе при повышении температуры уменьшается незначительно.

Особенно сильно меняется обратный ток, так как он создается неосновными носителями зарядов, количество которых определяется термогенерацией. Он удваивается при росте температуры на $7...10$ °С.

С ростом температуры уменьшается длина свободного пробега электронов и, чтобы электроны на меньшей длине приобрели энергию достаточную для ионизации, необходимо приложить большее напряжение. Поэтому при увеличении температуры напряжение лавинного пробоя растет.

Рассмотрим **переходные процессы**, происходящие при прямом и обратном смещении p - n перехода.

При приложении прямого смещения происходит **процесс накопления заряда**. На рис. 1.6, *а* видно, что в начале прохождения прямого тока падение напряжения на p - n переходе велико, а затем оно уменьшается. **Время установления прямого сопротивления** – это время спада напряжения от максимального значения до заданной величины (например, до $1,2$ установившегося значения).

При приложении обратного смещения происходит **процесс рассасывания заряда**. На рис. 1.6, *б* видно, что при приложении обратного напряжения к проводящему p - n переходу вначале протекает большой обратный ток, который по мере рассасывания накопленных ранее зарядов, уменьшается. **Время установления обратного сопротивления (время восстановления вентиляционной прочности)** – это время от начала

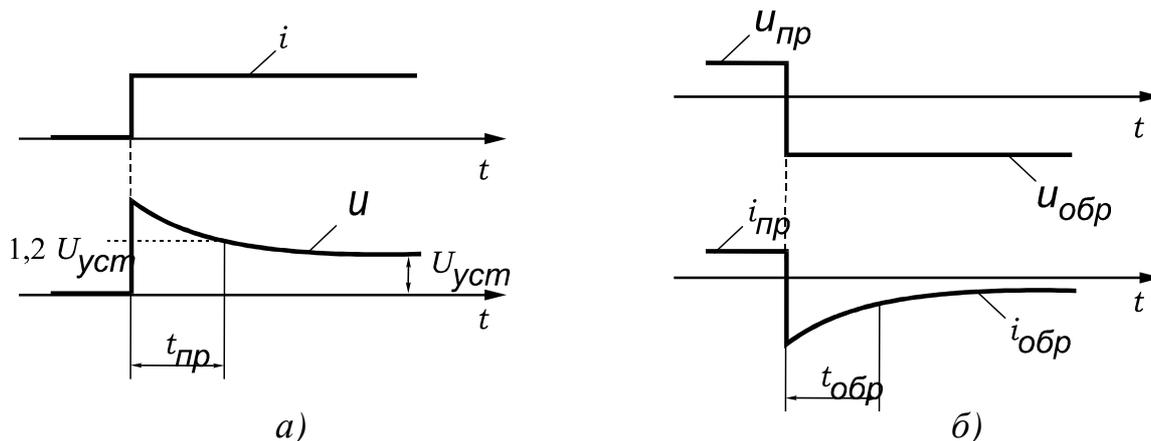


Рис.1.6. Переходные процессы при прямом (а) и обратном (б) смещении р-п перехода

нарастания обратного тока до спада его до заданной величины (например, до пятикратного установившегося значения).

Р-п переход обладает емкостью. На рис.1.4, в видно, что между двумя слоями, содержащими свободные носители зарядов, находится слой, в котором нет свободных носителей зарядов. Таким образом, р-п переход представляет собой конденсатор, в котором толщина непроводящего слоя, а следовательно, и его емкость, зависят от величины приложенного напряжения и его знака. При увеличении отрицательного смещения емкость р-п перехода уменьшается.

Контрольные вопросы

1. В чем отличие проводников, полупроводников и диэлектриков?
2. В чем отличие собственного и примесного полупроводника?
3. В чем состоит преимущество примесных полупроводников по сравнению с проводниками (металлами и их сплавами), обеспечившее развитие полупроводниковой техники?
4. Назовите виды носителей зарядов.
5. Что такое р-п переход?
6. Какие бывают р-п переходы?
7. Что такое смещение р-п перехода?
8. Объясните вид каждого участка ВАХ р-п перехода.
9. Что такое лавинный пробой?
10. Поясните, как влияет повышение температуры на каждый участок ВАХ р-п перехода.
11. Поясните переходные процессы при смещении р-п перехода.

1.2. Полупроводниковые диоды

1.2.1. Классификация диодов

Диод двухэлектродный, неуправляемый полупроводниковый электропреобразовательный прибор, содержащий $p-n$ переход, обладающий односторонней проводимостью тока и имеющий два вывода.

По материалу, из которого изготовлен $p-n$ переход, диоды делятся на кремниевые, германиевые, арсенидгалиевые и другие.

По назначению и области применения диоды делятся на выпрямительные, высокочастотные, стабилитроны, стабисторы, варикапы, фотодиоды, светодиоды и другие.

Выпрямительные диоды служат для выпрямления переменного тока. Высокочастотные диоды применяют для выпрямления тока высокой частоты. **Стабилитроны** и **стабисторы** предназначены для стабилизации постоянного напряжения. **Варикапы** представляют собой конденсаторы с электрически регулируемой емкостью. **Фотодиоды** применяют для измерения светового потока. **Светодиоды** излучают свет, поэтому их применяют для световой индикации.

1.2.2. Выпрямительные диоды

Выпрямительные диоды применяют для выпрямления переменного тока частотой до 20 кГц. Выпрямление основано на свойстве $p-n$ перехода, хорошо пропускать ток в одном направлении и почти не пропускать его в другом. Схема включения диода в однополупериодном выпрямителе показана на рис. 1.7, *а*, а на рис. 1.6, *б* приведены временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в схеме.

ВАХ выпрямительного диода имеет такой же вид, как и ВАХ $p-n$ перехода (см. рис. 1.5). Цифры по осям на рис. 1.5 приведены для мощных диодов. При расчетах ВАХ аппроксимируются. На рис. 1.8 показаны реальная ВАХ выпрямительного диода и способы ее аппроксимации, применяемые в зависимости от решаемых задач. Идеальная ВАХ (см. рис. 1.8, *б*) применяется при расчете схем без учета потерь, а идеализированная (см. рис. 1.8, *в*) при учете потерь в проводящем состоянии.

Полупроводниковые приборы характеризуются **параметрами**. Параметры – это численные значения величин, определяющих характерные точки ВАХ и допустимые режимы.

Параметры мощных выпрямительных диодов:

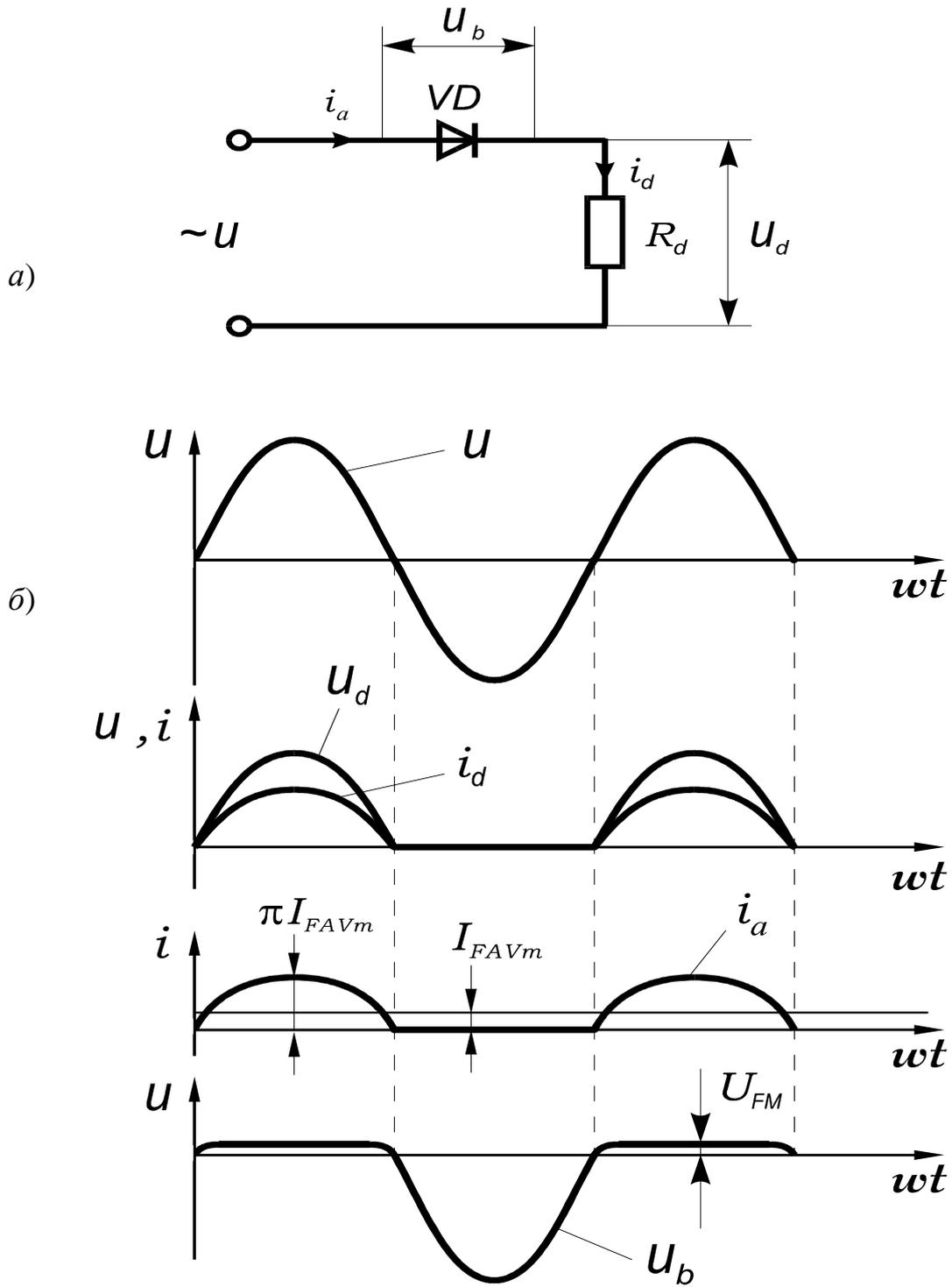


Рис. 1.7. Схема включения диода в однополупериодном выпрямителе (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие процессы (б)

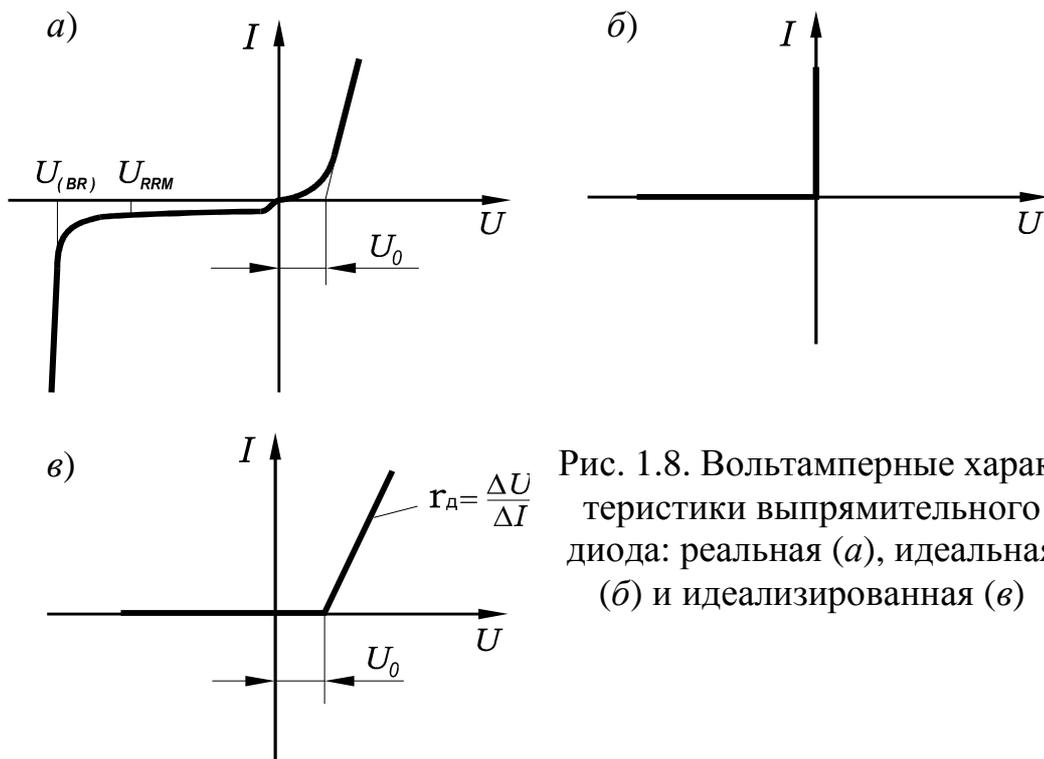


Рис. 1.8. Вольтамперные характеристики выпрямительного диода: реальная (а), идеальная (б) и идеализированная (в)

1) повторяющееся импульсное обратное напряжение U_{RRM} – максимальное обратное напряжение, которое каждый период может прикладываться к диоду (см. рис. 1.8, а); в современных диодах оно достигает 5 кВ. U_{RRM} в сотнях вольт определяет класс выпрямительного диода. Например, если диод выдерживает 5000 В, то он 50 класса;

2) максимально допустимый средний прямой ток (предельный ток) I_{FAVm} , определяемый в однофазной однополупериодной схеме выпрямления (см. рис. 1.7) при синусоидальном токе с частотой 50 Гц, угле проводимости 180° и заданной температуре кристалла или корпуса. Предельный ток определяет тип вентиля; в современных выпрямительных диодах он достигает 5кА;

3) импульсное прямое напряжение U_{FM} – максимальное значение прямого напряжения, обусловленное предельным током (рис. 1.7, б); оно составляет 1...2 В;

4) пороговое напряжение U_0 и дифференциальное сопротивление r_d (см. рис. 1.8, а, в).

Примечание. В индексах используются первые буквы английских слов: первое R (reverse) – обратный; второе R (repetition) – повторение; F (forth) – вперёд; M (maximum) – максимум (m для синусоиды); AV (average) – среднее значение; BR (breach) – пробой.

Разновидность выпрямительных диодов так называемые «диоды Шоттки». Особенностью таких диодов является то, что p - n переход

создается между металлом и полупроводником. Их параметры I_{FAVm} до 100 А, U_{FM} до 0,5 В, U_{RRM} до 50 В.

Выпрямительные диоды являются основой неуправляемых выпрямителей, а также применяются в других схемах преобразователей.

1.2.3. Стабилитроны и стабисторы

Стабилитроны служат для стабилизации постоянного напряжения. В них используется участок обратной ветви ВАХ $p-n$ перехода (см. рис 1.5), на котором из-за лавинного пробоя мало меняется напряжение. Таким образом, в стабилитронах этот участок является рабочим. Поэтому на рис. 1.9, а он приведен в первом квадранте. Это и есть ВАХ стабилитрона.

На рис. 1.9, б показана схема простейшего стабилизатора напряжения. Резистор r_{δ} воспринимает на себя разность напряжения источника питания E и напряжения стабилизации стабилитрона. Напряжение на выходе стабилизатора

на выходе стабилизатора

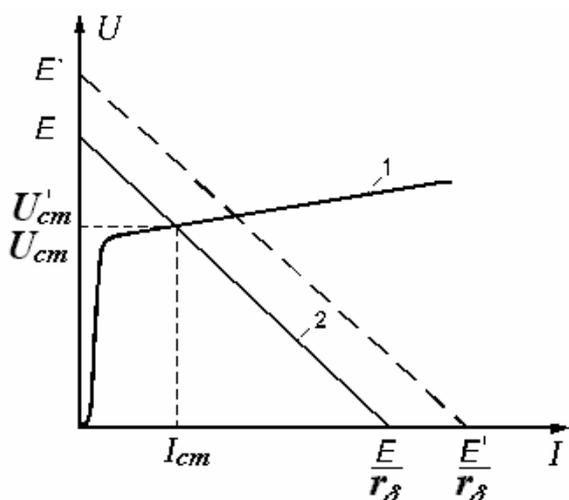
$$U_{cm} = E - I r_{\delta}. \quad (1.1)$$

Напряжение на выходе стабилизатора может быть найдено на основе совместного решения уравнения (1.1) и уравнения ВАХ стабилитрона $U_{cm} = f(I)$.

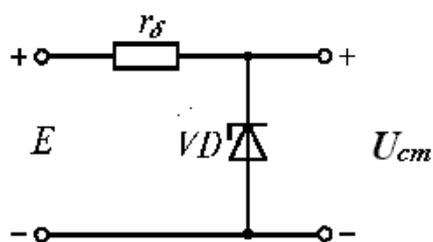
Из-за нелинейности ВАХ решение целесообразно выполнить графически (см. рис. 1.9, а). Прямая линия по уравнению (1.1) может быть построена по двум точкам: при $I=0$ $U_{cm}=E$; при $U_{cm}=0$ $I=E/r_{\delta}$.

Если напряжение источника питания E изменится, то прямая линия, построенная по уравнению (1.1), переместится параллельно самой себе, но напряжение на выходе стабилизатора изменится мало (см. рис. 1.9, а).

Описанный стабилизатор имеет недостаток – он не тер-



а)



б)

Рис. 1.9. Вольтамперная характеристика стабилитрона (а) и схема стабилизатора напряжения (б)

мостабилен, так как напряжение лавинного пробоя растет с ростом температуры. Для повышения температурной стабильности последовательно со стабилитроном включают диод в прямом направлении. Напряжение на нем падает при повышении температуры и поэтому компенсируется повышение напряжения на стабилитроне.

Параметры стабилитрона: напряжение стабилизации (5...300 В); максимальный ток (2 А...20 мА), причем большим напряжениям соответствуют меньшие токи; дифференциальное сопротивление на участке стабилизации; температурный коэффициент напряжения (ТКН) на участке стабилизации (изменение напряжения в % на градус Цельсия). ТКН обычных стабилитронов составляет порядка + 0,1 %/град, что неприемлемо при больших колебаниях температуры. Поэтому созданы термокомпенсированные стабилитроны, имеющие ТКН порядка 0,001 %/град. В них последовательно с *p-n* переходом, работающим в режиме лавинного пробоя, включены прямо смещенные *p-n* переходы.

При напряжениях менее 5 В лавинный пробой не возникает. Для стабилизации напряжений менее 5 В применяют стабисторы. Они работают на участке прямой ветви ВАХ *p-n* перехода (см. рис. 1.5), где также напряжение мало зависит от тока. Стабистор состоит из одного или нескольких последовательно включенных *p-n* переходов.

Контрольные вопросы

1. Назначение различных видов диодов.
2. Нарисуйте схему простейшего однополупериодного выпрямителя.
3. Постройте временные диаграммы токов и напряжений в однополупериодном выпрямителе.
4. Как выглядит ВАХ выпрямительного диода?
5. Как и зачем идеализируют ВАХ выпрямительного диода? Назовите параметры мощных выпрямительных диодов.
6. Укажите порядок величин параметров мощных выпрямительных диодов.
7. Принцип действия стабилитрона.
8. Нарисуйте схему простейшего стабилизатора напряжения. Укажите назначение элементов.
9. Как и почему зависит напряжение стабилизации от температуры.
10. В каких случаях и почему вместо стабилитронов используют стабисторы?

1.3. Транзисторы

1.3.1. Классификация транзисторов

Транзистор – это электропреобразовательный прибор, содержащий два и более $p-n$ переходов, имеющий три и более выводов и предназначенный для усиления мощности.

Транзисторы по принципу действия делятся на **биполярные** (управляемые током), **униполярные** (управляемые электрическим полем или **полевые**), **IGBT-транзисторы**. Аббревиатура IGBT – это сокращение названия Insulated gate bipolar transistor. В переводе это значит **биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ)**.

В биполярных транзисторах ток определяется движением носителей обоих знаков: электронов и дырок, поэтому они называются биполярными. В полевых транзисторах ток определяется шириной проводящего канала, по которому движутся носители одного знака, отсюда их другое название – униполярные. IGBT-транзисторы являются гибридными, в них сочетаются положительные свойства биполярных и полевых транзисторов.

1.3.2. Биполярные транзисторы

Биполярные транзисторы содержат три чередующихся слоя с различным типом проводимости. В зависимости от порядка их чередования биполярные транзисторы делятся на транзисторы типа $n-p-n$ и типа $p-n-p$. Их условные обозначения приведены на рис. 1.10.

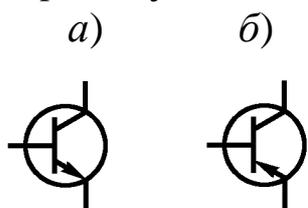


Рис. 1.10. Условные обозначения транзисторов:
а) типа $n-p-n$;
б) типа $p-n-p$

Принцип действия биполярного транзистора рассмотрим на примере транзистора типа $n-p-n$ (рис. 1.10). Средний слой структуры называется **базой**. Крайний слой, являющийся источником носителей заряда, называется **эмиттером**. Другой крайний слой, принимающий заряды, называется **коллектором**. Приложенными напряжениями переход эмиттер-база смещен в прямом направлении, а переход коллектор-база в обратном. К прямо смещенному переходу достаточно приложить небольшое напряжение, чтобы пошел большой ток. К обратному смещенному переходу может прикладываться значительное напряжение. Если разорвать цепь эмиттера, то под действием этого напряжения через коллектор будет протекать ма-

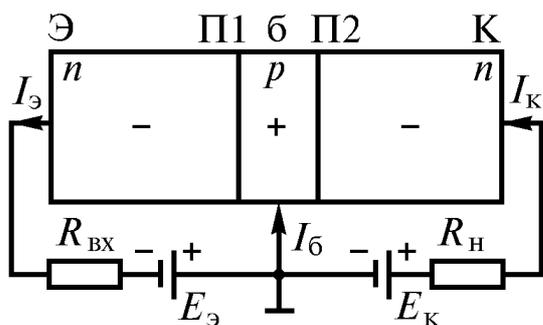


Рис. 1.11. Пояснение принципа действия транзистора типа $n-p-n$

Действием этого поля носители **дрейфуют** к коллектору. На этом сложном пути часть носителей теряется – в базе они рекомбинируют с носителями противоположного знака, поэтому ток коллектора I_K меньше тока эмиттера $I_Э$. Разность этих токов – это ток базы I_B . Усилительные свойства транзисторов характеризуют коэффициентом передачи тока α , который связывает приращения токов:

$$\alpha = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_Э} \quad (1.2)$$

Тогда ток коллектора

$$I_K = \alpha \cdot I_Э + I_{K0} \quad (1.3)$$

Из описания принципа действия следует, что коэффициент передачи тока меньше единицы. У современных транзисторов $\alpha = 0,9 \dots 0,99$. Может создаться впечатление, что транзистор не усиливает. Но здесь было только показано, что транзистор не усиливает ток в данной схеме. Оказывается, что усилительные свойства зависят от схемы включения транзистора.

В схеме рис. 1.10 у эмиттерной (входной) и коллекторной (выходной) цепи имеется общая точка – база. Поэтому эта схема называется схемой с **общей базой**. Существуют также схемы с **общим коллектором** и с **общим эмиттером** (рис. 1.11). Последняя схема имеет наилучшие усилительные свойства и поэтому чаще всего применяется.

Коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером

$$\beta = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \quad (1.4)$$

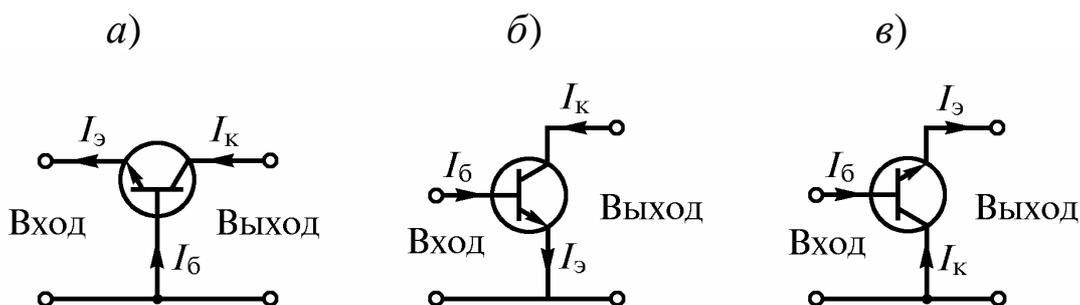


Рис. 1.12. Схемы включения транзистора: а) с общей базой (ОБ); б) с общим эмиттером (ОЭ); в) с общим коллектором (ОК)

Этот коэффициент, как следует из формулы, составляет 10...100. Сопротивление нагрузки в выходной цепи может быть большим, так как в этой цепи действует большое напряжение, а во входной цепи напряжение мало. Поэтому схема с общим эмиттером обеспечивает также усиление напряжения и, следовательно, большой коэффициент усиления мощности.

Основные недостатки схемы с общим эмиттером: низкая термостабильность и небольшое входное сопротивление. Эти недостатки преодолеваются в схеме с общим коллектором, но она не усиливает напряжение и имеет меньший коэффициент усиления мощности.

Коэффициенты передачи токов транзисторов α и β зависят от частоты. Из-за инерционности процессов, происходящих в транзисторе при движении зарядов, приращения выходного тока запаздывают по фазе по отношению к приращению входного. При этом уменьшается и амплитуда. Вводится понятия предельной частоты усиления в схеме с общей базой f_α и в схеме с общим эмиттером f_β , при которой коэффициенты α и β уменьшаются в $\sqrt{2}$ раз.

$$f_\beta = f_\alpha(1 - \alpha), \quad (1.5)$$

следовательно, частотные свойства схемы с общим эмиттером существенно хуже, чем схемы с общей базой

При расчете схем на транзисторах используются их статические ВАХ. Основные ВАХ – выходная и входная.

На рис. 1.13 приведено семейство выходных статических характеристик для схемы с общей базой $I_к = f(U_к)_{I_э = const}$. Характеристика при $I_э = 0$ соответствует обратной ветви ВАХ p-n перехода. При увеличении тока $I_э$ соответственно почти на такую же величину увеличивается ток $I_к$, так как коэффициент α близок к 1. Поэтому кривые идут параллельно и почти горизонтально.

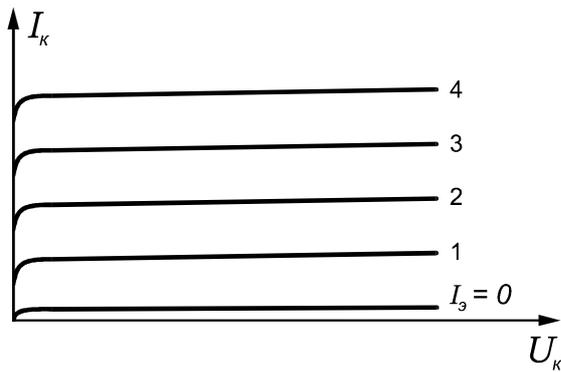
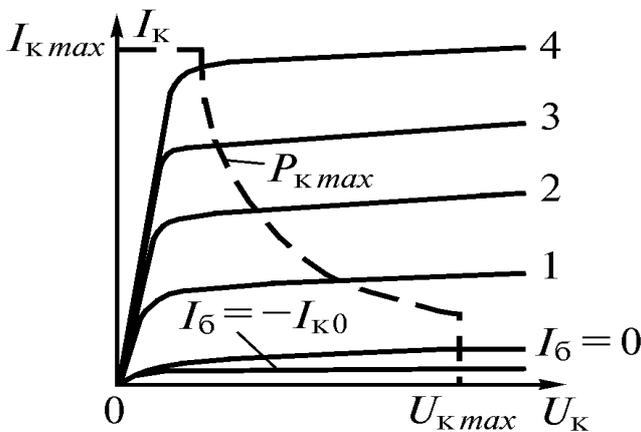


Рис.1.13. Выходные характеристики транзистора, включенного по схеме с ОБ

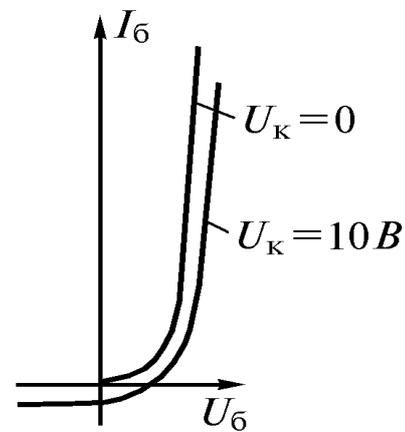
На рис. 1.14 приведены семейства ВАХ для схемы с общим эмиттером: выходная $I_K = f(U_K)_{I_B = const}$ и входная $I_B = f(U_B)_{I_K = const}$. Кроме них часто используют характеристику прямой передачи по току $I_K = f(I_B)_{U_K = const}$.

Основные параметры биполярных транзисторов:

$I_{K.MAX}$ – максимальный ток коллектора (достигает сотни ампер).



а)



б)

Рис. 1.14. Выходные (а) и входные (б) характеристики транзистора в схеме ОЭ

$U_{K.MAX}$ – максимальное напряжение на коллекторе (до 1000В).

$I_{K.MAX}$ и $U_{K.MAX}$ не могут достигать одновременно максимальных значений.

$P_{K.MAX}$ – максимальная мощность, которую можно рассеять на коллекторе.

β – коэффициент передачи (усиления) в схеме с общим эмиттером по току (до сотен, у высоковольтных это единицы).

I_{K0} – ток обратного смещенного коллекторного перехода (через запертый транзистор).

r_T – тепловое сопротивление.

$$r_T = \frac{\Delta T}{P_{K.MAX}} .$$

ΔT – разность температур между окружающей средой и кристаллом.

На рис. 1.14, *a* нанесена разрешенная область работы транзистора, ограниченная допустимым напряжением, допустимым током и кривой допустимой мощности.

1.3.3. Линейный режим работы транзистора

Усилительный каскад – это элементарный усилитель, выполненный на транзисторе, имеющий вход и выход. Рассмотрим работу транзистора в простейшем усилительном каскаде (рис. 1.15).

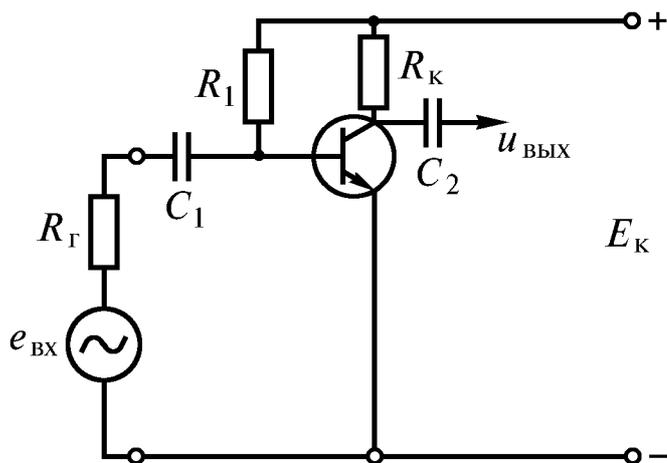


Рис. 1.15. Усилительный каскад

Для пояснения на рис. 1.16 приведена диаграмма иллюстрирующая процессы. В первом квадранте представлены выходные характеристики. Распределение напряжения питания E_K между транзистором VT и сопротивлением нагрузки R_K можно найти графически из уравнения, записанного по второму закону Кирхгофа:

$$E_K = U_K + I_K \cdot R_K, \quad (1.6)$$

где I_K – ток коллектора,

U_K – напряжение на коллекторе.

Это уравнение может быть решено графически. Для этого на рисунке построена линия нагрузки. Уравнение линии нагрузки

$$U_K = E_K - I_K \cdot R_K. \quad (1.7)$$

Точки пересечения выходных характеристик и линии нагрузки позволяют определить ток коллектора и напряжение на коллекторе при соответствующих токах базы.

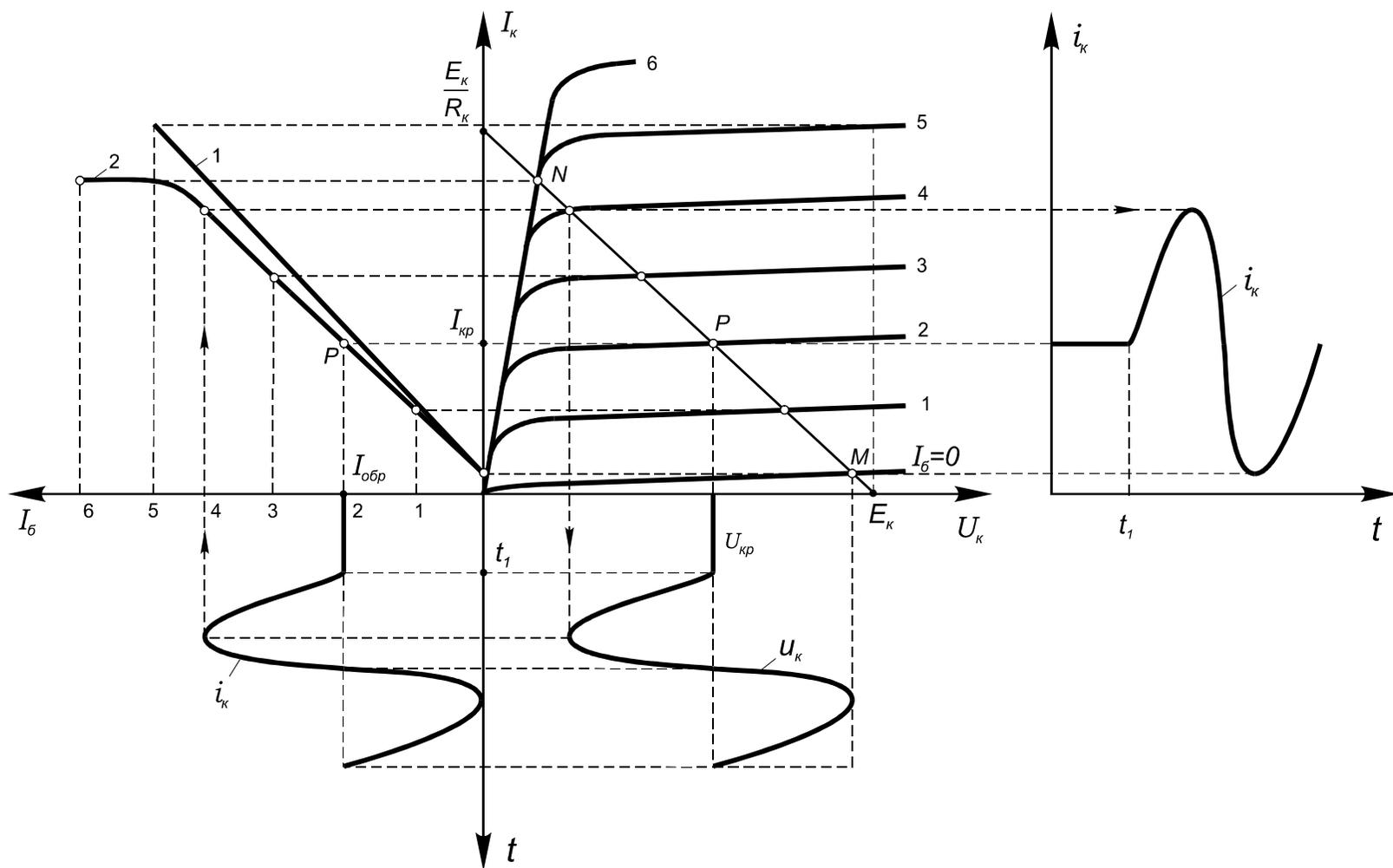


Рис. 1.16. Нагрузочная диаграмма. 1 – характеристика прямой передачи по току транзистора; 2 – характеристика прямой передачи по току усилительного каскада

По точкам пересечения выходных характеристик и линии нагрузки во втором квадранте построена характеристика прямой передачи по току (ХППТ) усилительного каскада $I_K = f(I_B)$ при данных E_K и R_K .

Состояние транзистора при отсутствии входного сигнала называется покоем. **Рабочая точка покоя** P выбирается на середине отрезка MN , отсекаемого участками выходных характеристик, идущими почти горизонтально, или на середине линейного участка ХППТ усилительного каскада.

Для выбора рабочей точки покоя на базу подается ток I_{BP} через резистор $R1$. Конденсатор C на входе устраняет влияние внутреннего сопротивления источника входного сигнала на положение рабочей точки покоя. Диаграмма рис. 1.16 иллюстрирует, как ток, подаваемый на вход, усиливается в транзисторе. При изменении входного тока рабочая точка будет перемещаться по участку MN . При этом будет обеспечиваться изменение тока и напряжения на выходе пропорционально входному току. Из рисунка видно, что, если рабочую точку покоя выбрать не так, как указано, то одна из полувольт может срезаться.

Мощность, выделяемая на коллекторе

$$P_K = U_K \cdot I_K. \quad (1.8)$$

Даже, когда отсутствует входной сигнал, в транзисторе выделяется мощность

$$P_{KP} = U_{KP} \cdot I_{KP}. \quad (1.9)$$

Поэтому линейный режим энергетически невыгоден.

1.3.4. Классы усиления

В зависимости от выбора положения рабочей точки покоя различают классы усиления.

В **классе А** рабочая точка покоя выбирается на середине участка линейного усиления, как это было описано выше (см. рис. 1.16). На рис. 1.17 эта точка обозначена буквой А. Преимущество класса А – высокая линейность усиления. Недостаток – , как указывалось выше, низкая энергетическая эффективность. Энергия потребляется от источника питания независимо от величины входного сигнала.

В **классе В** рабочая точка покоя выбирается при токе базы близком к нулю (см. рис.1.17). При этом усиливается только одна полуволна. Для усиления второй полуволны необходимо включение второго транзистора. Преимущество класса В более высокая энергетическая эффектив-

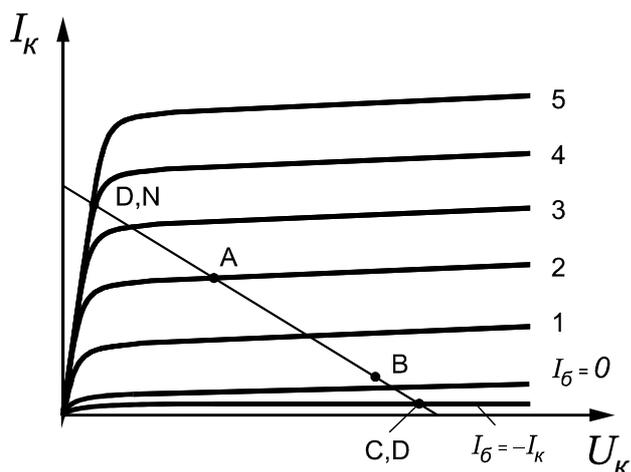


Рис. 1.17. Выбор рабочей точки покоя в различных классах усиления

полупериоду, но ухудшается энергетическая эффективность.

В классе **С** рабочая точка покоя выбирается при токе базы $I_B = -I_{K0}$, т.е. при обратном смещенном эмиттерно-базовом переходе (см. рис.1.17). При этом искажения увеличиваются, но несколько возрастает энергетическая эффективность.

В классе **Д** рабочая точка покоя выбирается при токе базы $I_B = -I_{K0}$, т.е. при обратном смещенном эмиттерно-базовом переходе (см. рис.1.17), но входной сигнал настолько велик, что транзистор сразу переходит в состояние насыщения (точка **Н**). Класс **Д** по-другому называется **ключевым режимом**. Этот режим наиболее энергетически эффективен.

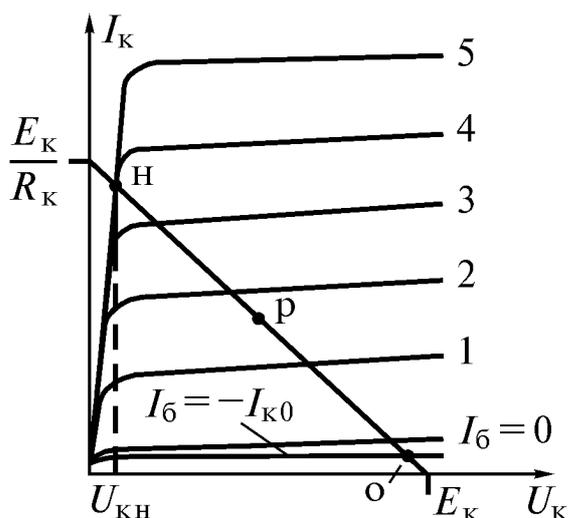


Рис. 1.18 Рабочие точки в ключевом режиме

ность. Потребление энергии от источника питания пропорционально величине входного сигнала и весьма мало при его отсутствии. Недостаток, вызванный нелинейностью входной характеристики транзистора, – искажение усиленной полуволны. (Длительность полуволны меньше полупериода).

Для уменьшения искажений переходят к классу **АВ**, в котором рабочая точка занимает промежуточное положение (рис. 1.17). Длительность полуволны становится равной полупериоду, но ухудшается энергетическая эффективность.

1.3.5. Ключевой режим

В **ключевом режиме** рабочая точка может находиться только в двух положениях – в точке **отсечки** **О** и в точке **насыщения** **Н** (рис. 1.18). В точке отсечки транзистор заперт, и через него проходит очень маленький ток I_{K0} . Поэтому, несмотря на значительное напряжение, мощность, выделяемая в транзисторе в состоянии отсечки, очень мала. Если на базу подан ток, обес-

печивающий насыщение, то падение напряжения U_{KH} на транзисторе мало. Поэтому даже при существенном токе I_{KH} потери в точке насыщения не велики. И те и другие потери существенно меньше, чем в точке Р в линейном режиме. Следовательно, **ключевой режим энергетически значительно более выгоден, чем линейный**. На рис. 1.19 приведена схема, обеспечивающая работу транзистора в ключевом режиме.

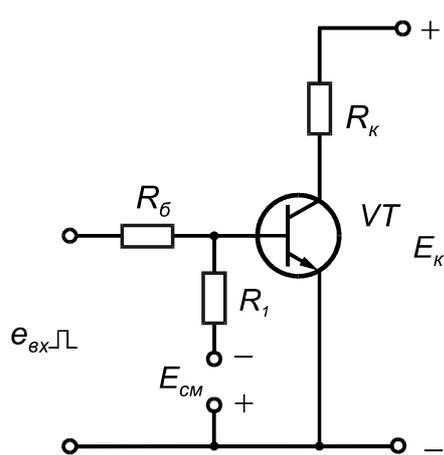


Рис.1.19. Схема включения транзистора в ключевом режиме

Чтобы оценить преимущества ключевого режима, рассмотрим пример. Пусть $E_K=100$ В; $I_{KH}=10$ А; $I_{K0}=0,01$ А; $U_{KH}=1$ В. При этом в точке Р $I_{KP}=5$ А; $U_{KP}=50$ В, тогда в линейном режиме в транзисторе выделяется мощность $P_{KP}=U_{KP} \cdot I_{KP}=50 \cdot 5=250$ Вт

В ключевом режиме в точке насыщения и отсечки выделяется, соответственно:

$$P_{KH}=U_{KH} \cdot I_{KH}=1 \cdot 10=10 \text{ Вт},$$

$$P_{K0}=U_{K0} \cdot I_{K0}=100 \cdot 0,01=1 \text{ Вт}.$$

Если время нахождения транзистора в состоянии насыщения и отсечки одинаково, то средняя мощность, выделяемая в транзисторе (5,5 Вт), почти в 50 раз меньше, чем в линейном режиме, хотя средний ток через нагрузку в обоих случаях одинаков. Поэтому применение ключевого режима является основным методом повышения энергетической эффективности в электронных устройствах. При расчете не учтены коммутационные потери, возникающие при переключениях ключа, однако, они обычно не превышают 15...25% и поэтому не влияют на результаты сравнения.

В связи с уменьшением потерь в ключевом режиме уменьшаются и теплоотводящие устройства (радиаторы), а следовательно, резко уменьшаются габариты и масса устройств. Поэтому **применение ключевого режима – основной путь улучшения массогабаритных и энергетических показателей электронных устройств**.

Преимущества ключевого режима.

1. Маленькие потери. Высокий КПД.
2. Лучшие массогабаритные показатели.

3. Транзисторы не «боятся» разброса параметров при правильном выборе тока базы (выбор по наименьшему коэффициенту передачи).

4. Транзисторы не «боятся» изменения температуры при правильном выборе тока базы (выбор по коэффициенту передачи при низшей температуре).

1.3.6. Полевые транзисторы

Полевые транзисторы (ПТ) – приборы, управляемые электрическим полем, делятся по принципу действия на **ПТ с затвором в виде р-п перехода** и на **ПТ с изолированным затвором (ПТИЗ)**. Последние по их структуре называют также МОП-транзисторами (металл – окисел – полупроводник) или МДП-транзисторами (металл – диэлектрик – полупроводник).

На рис. 1.20, *а, б* приведена схема включения и структура ПТ с затвором в виде р-п перехода. Электрод, из которого выходят основные носители, называется **истоком**. Электрод, куда приходят основные носители, называется **стоком**. От истока к стоку носители движутся по **каналу**. Электрод, регулирующий ширину канала, называется **затвором**.

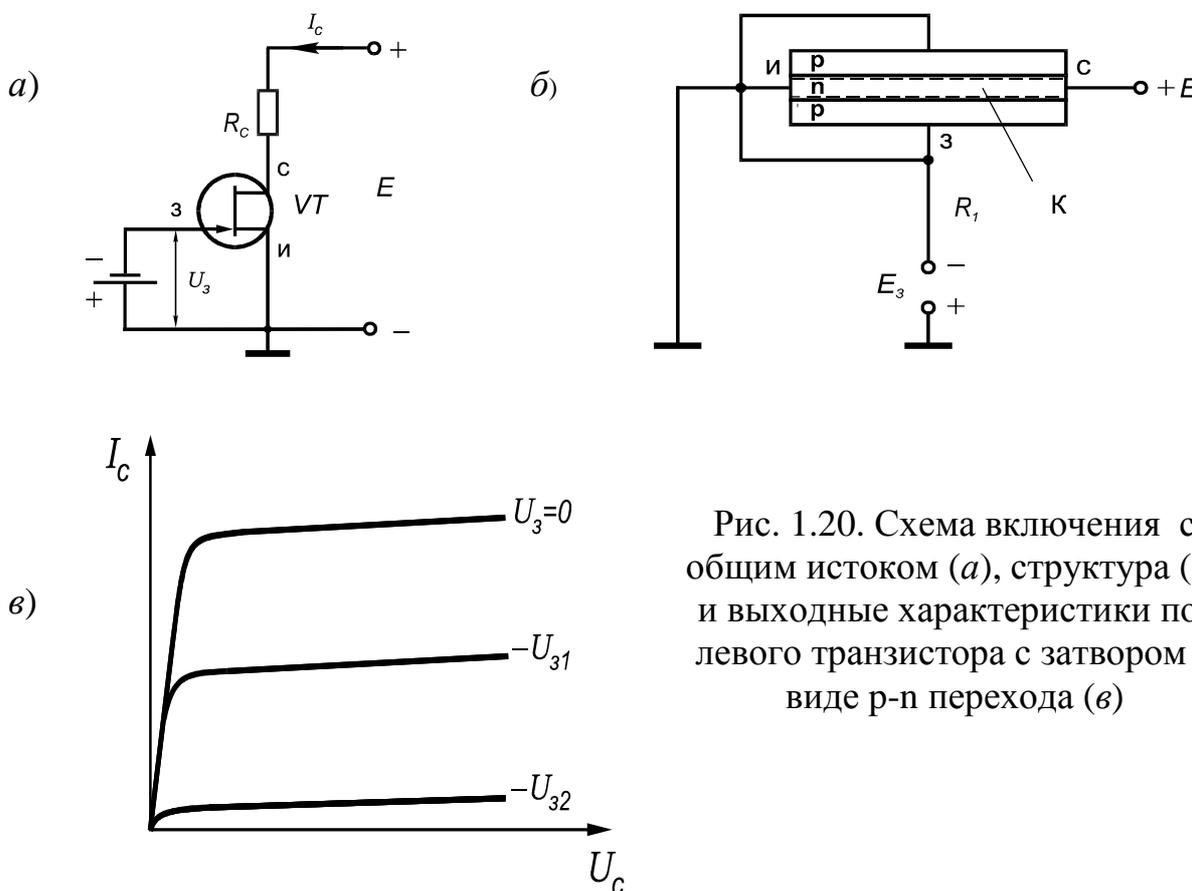


Рис. 1.20. Схема включения с общим истоком (*а*), структура (*б*) и выходные характеристики полевого транзистора с затвором в виде р-п перехода (*в*)

При подаче на затвор отрицательного напряжения U_3 р-п переход смещается в обратном направлении, проводящий канал между истоком и стоком сужается. Чем больше напряжение на затворе, тем уже канал и больше сопротивление между истоком и стоком, следовательно, меньше ток стока I_c при постоянном напряжении на стоке U_c . При этом входной ток I_3 очень мал, а входное сопротивление r_{BX} очень велико, так как р-п переход затвор – исток смещен в обратном направлении.

На рис. 1.20, в приведены выходные $I_c = f(U_c)_{U_3=const}$ характеристики для ПТ с затвором в виде р-п перехода для схемы включения с общим истоком. Другие схемы практически не применяются. Выходные характеристики ПТ похожи на характеристики биполярных, но вместо тока базы у них параметром является напряжение на затворе U_3 , а вместо тока коллектора и напряжения на коллекторе – ток стока I_c и напряжение на стоке U_c .

На рис. 1.21 приведена структура и схема включения ПТИЗ с индуцированным каналом. Электрод, из которого выходят основные носители, называется **истоком**. Электрод, куда приходят основные носители, называется **стоком**. От истока к стоку носители движутся по **каналу**. Электрод, регулирующий ширину канала, называется **затвором**. Затвор изолирован от структуры слоем диэлектрика (окисла).

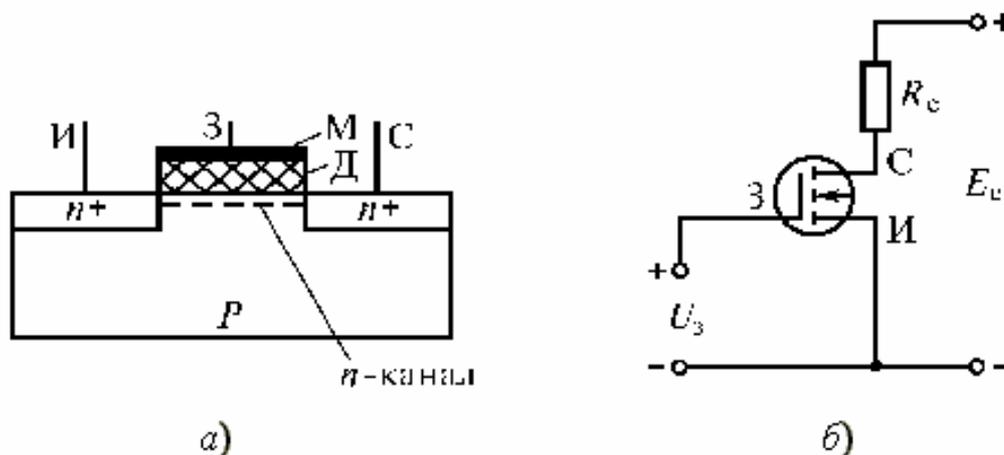


Рис. 1.21. Структура ПТИЗ с индуцированным каналом (а) и схема его включения (б)

Если на затвор не подано напряжение, то между истоком и стоком включено два встречно включенных р-п перехода, и ток в этой цепи очень мал. При подаче на затвор положительного напряжения U_3 электроны из слоя р подтягиваются к затвору и образуют (индуцируют)

проводящий канал между истоком и стоком. Чем больше напряжение на затворе, тем шире канал и меньше сопротивление между истоком и стоком, следовательно, больше ток стока I_C при постоянном напряжении на стоке U_C . При этом входной ток I_3 очень мал, а входное сопротивление r_{BX} очень велико, так как затвор подключен к каналу через диэлектрик (окисел).

На рис. 1.22 приведены выходные $I_C = f(U_C)_{U_3=const}$ и передаточные (стоко-затворные) $I_C = f(U_3)_{U_C=const}$ характеристики для ПТИЗ с индуцированным каналом для схемы включения с общим истоком. Другие схемы практически не применяются. Выходные характеристики ПТИЗ похожи на характеристики биполярных, но вместо тока базы у них параметром является напряжение на затворе U_3 , а вместо тока коллектора и напряжения на коллекторе – ток стока и напряжение на стоке.

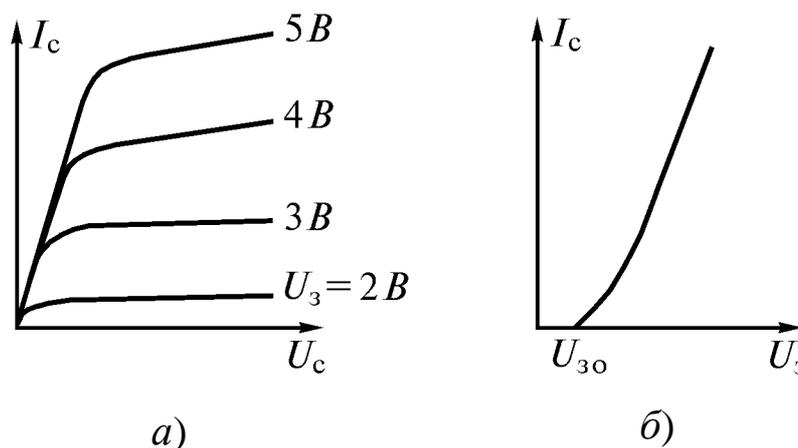


Рис. 1.22. Выходные (а) и передаточные (б) характеристики ПТИЗ с индуцированным каналом для схемы с ОИ

Основные параметры ПТИЗ: крутизна передаточной характеристики $S = \left(\frac{dI_C}{dU_3} \right)_{U_C=const}$, дифференциальное сопротивление стока на участке насыщения r_C , допустимый ток $I_{C.MAX}$, допустимое напряжение $U_{C.MAX}$ и допустимая мощность $P_{C.MAX}$. В современных транзисторах допустимые токи достигают сотен ампер, а напряжения сотен вольт, однако, эти значения не могут действовать одновременно.

ПТИЗ – это наиболее перспективные полевые транзисторы.

Основные преимущества полевых транзисторов: очень высокие входные сопротивления, работоспособность до сотен мегагерц и от-

сутствие вторичного пробоя (вторичный пробой возникает при работе биполярных транзисторов в ключевом режиме).

1.3.7. Биполярные транзисторы с изолированным затвором

Биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ) или, как они сокращенно называются по-английски **IGBT**, представляют собой гибрид биполярного транзистора и ПТИЗ, сочетающий их лучшие свойства. БТИЗ – это сложная многослойная структура и процессы в ней весьма сложны. Поэтому на рис. 1.23, *а* приведена очень упрощенная схема замещения. При подаче на затвор Z напряжения, положительного относительно точки \mathcal{E} , ПТИЗ открывается и начинает проходить ток от точки K через эмиттерно-базовый переход биполярного транзистора и открытый ПТИЗ к точке \mathcal{E} . При этом открывается биполярный транзистор, через который проходит ток от точки K к точке \mathcal{E} . Буквами \mathcal{E} , K , Z обозначены эмиттер, коллектор и затвор БТИЗ. На рис. 1.23, *б* приведено условное обозначение БТИЗ и пример его включения для прерывания тока в активном сопротивлении.

Выходные характеристики БТИЗ похожи на характеристики ПТИЗ, но на участке насыщения они идут значительно круче. Это обуславливает значительно меньшее падение напряжения в ключевом режиме.

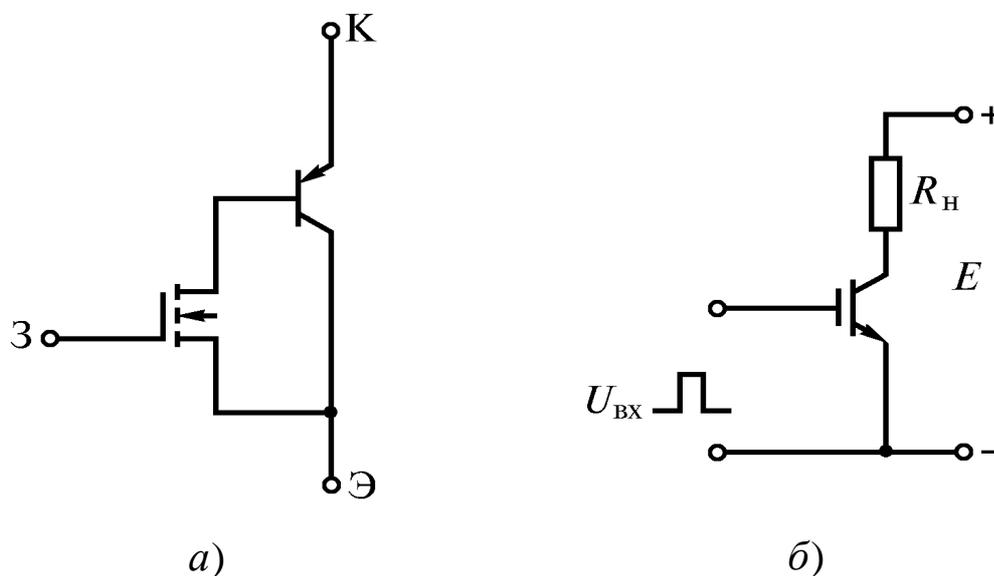


Рис. 1.23. Упрощенная схема замещения БТИЗ (*а*) и схема его включения для прерывания постоянного тока (*б*)

Основные параметры БТИЗ: падение напряжения на участке насыщения ΔU_{KH} при заданном токе I_K , допустимый ток $I_{K.MAX}$, допустимое напряжение $U_{K.MAX}$ и допустимая мощность $P_{K.MAX}$. В современных БТИЗ допустимые токи достигают тысячу ампер, а напряжения две тысячи вольт.

Основные преимущества БТИЗ: очень высокие входные сопротивления, допустимые токи и напряжения. Они предназначены для работы в ключевом режиме и работоспособны до сотен килогерц.

В настоящее время это **наиболее перспективные приборы для мощных устройств, преобразующих постоянное напряжение.**

1.3.8. Сравнение транзисторов

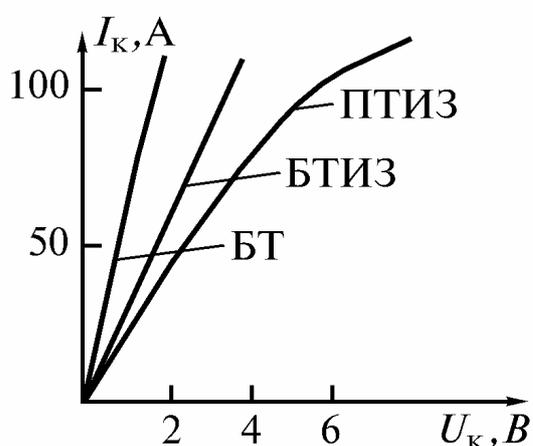


Рис. 1.24. Сравнение начальных участков выходных характеристик

На рис. 1.24 для сравнения приведены начальные участки выходных характеристик транзисторов различных типов, а в табл. 1.1 сравниваются основные параметры транзисторов (в ключевом режиме).

БТ находят основное применение в области низких напряжений и низких частот; ПТИЗ применимы в области высоких частот; БТИЗ наиболее перспективны в области больших напряжений, токов и мощностей.

Таблица 1.1

	БТ	ПТИЗ	БТИЗ
R_{BX}	Мало	Велико	Велико
ΔU	Мало, (1...2)В	Велико, (5...10)В	Мало, (3...4)В
U_{MAX}	1000 В	500 В	2000 В
I_{MAX}	500 А	200 А	1000А
Частотные свойства	Плохие	Хорошие	Средние

1.3.9. Переходные процессы в транзисторных ключах

Переходные процессы в транзисторных ключах при активной нагрузке иллюстрирует рис. 1.25. Рабочая точка перемещается по линии нагрузки. Точки a, b, c, \dots на рис.1.25, б и в соответствуют друг другу. Коммутационные потери относительно малы.

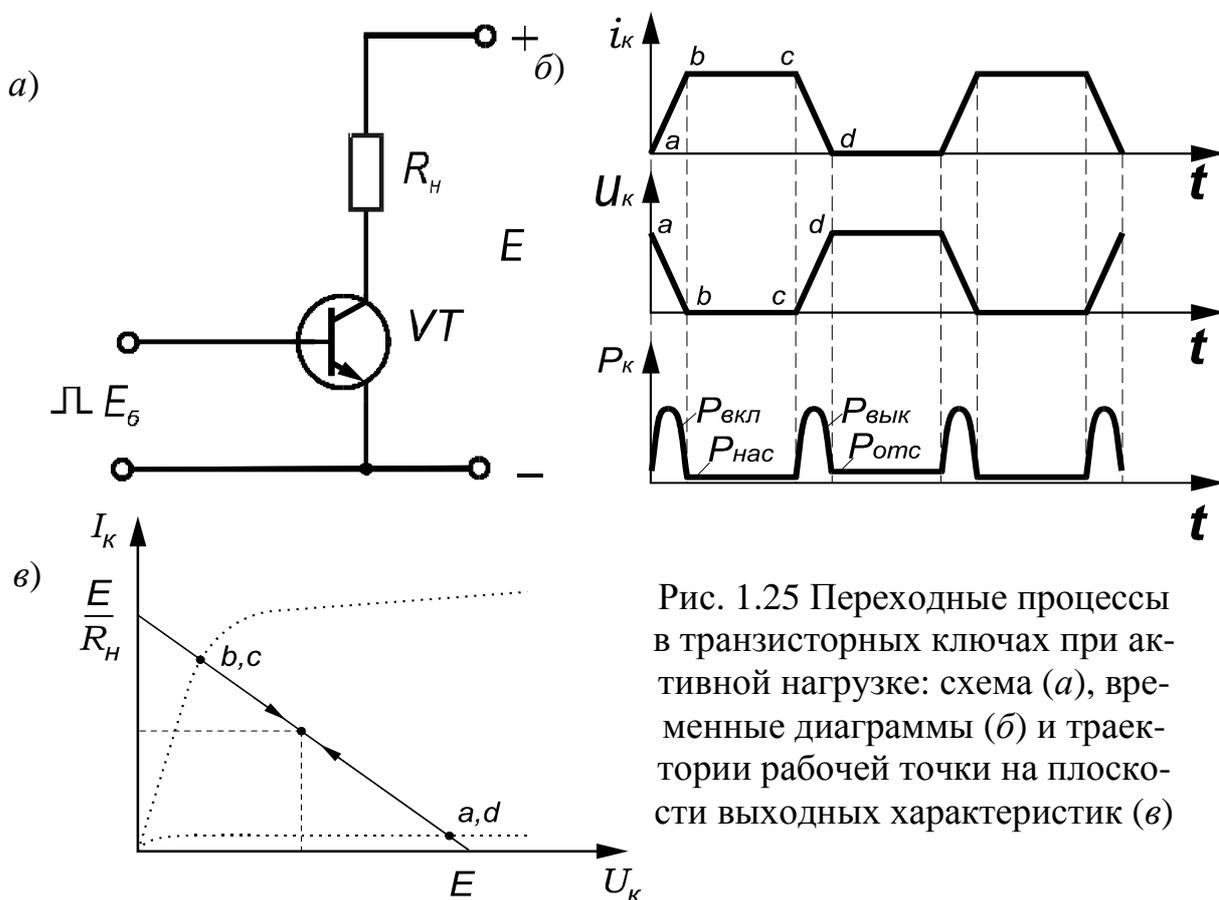


Рис. 1.25 Переходные процессы в транзисторных ключах при активной нагрузке: схема (а), временные диаграммы (б) и траектории рабочей точки на плоскости выходных характеристик (в)

Переходные процессы в транзисторных ключах при активно индуктивной нагрузке иллюстрирует рис. 1.26. Точки a, b, c, \dots на рис.1.26, б и в соответствуют друг другу. Коммутационные потери при включении меньше, чем при активной нагрузке, так как замедляется нарастание тока. При выключении возникают огромные перенапряжения (при мгновенном отключении теоретически бесконечно большие). Поэтому такая нагрузка недопустима. Для исключения перенапряжений она должна быть шунтирована диодом.

Переходные процессы в транзисторных ключах при активно-индуктивной нагрузке шунтированной диодом иллюстрирует рис. 1.27. Точки a, b, c, \dots на рис.1.27, б и в соответствуют друг другу. Потери при выключении уменьшаются, но растут потери при включении, так как диод не мгновенно восстанавливает свои запирающие свойства, и по

цепи $E - VD - VT$ протекает импульс тока, существенно превышающий ток нагрузки.

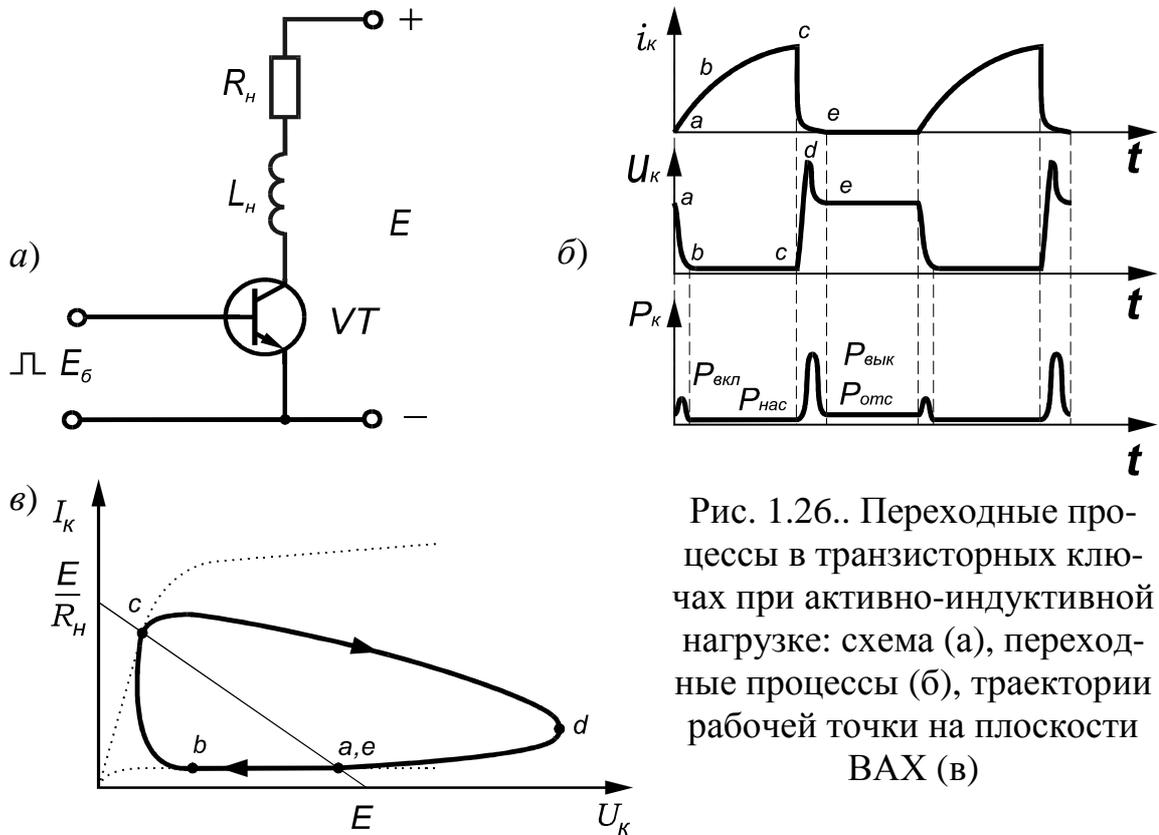


Рис. 1.26.. Переходные процессы в транзисторных ключах при активно-индуктивной нагрузке: схема (а), переходные процессы (б), траектории рабочей точки на плоскости ВАХ (в)

1.3.10. Защищенный транзисторный ключ

Схема защищенного транзисторного ключа с улучшенной траекторией движения рабочей точки при переключении приведена на рис. 1.28. Для ограничения импульса тока, протекающего через диод при включении транзистора, применяют малую индуктивность $L_{огр}$. Для уменьшения перенапряжений, возникающих при обрыве тока, параллельно транзистору включают RCD – цепочку. Конденсатор C уменьшает скорость нарастания напряжения на транзисторе, а диод D предотвращает быстрый разряд конденсатора на транзистор при его включении. Резистор $R_{ш}$ обеспечивает разряд конденсатора к следующему выключению. Резистор R_p способствует разряду энергии, запасенной в индуктивности, к следующему включению.

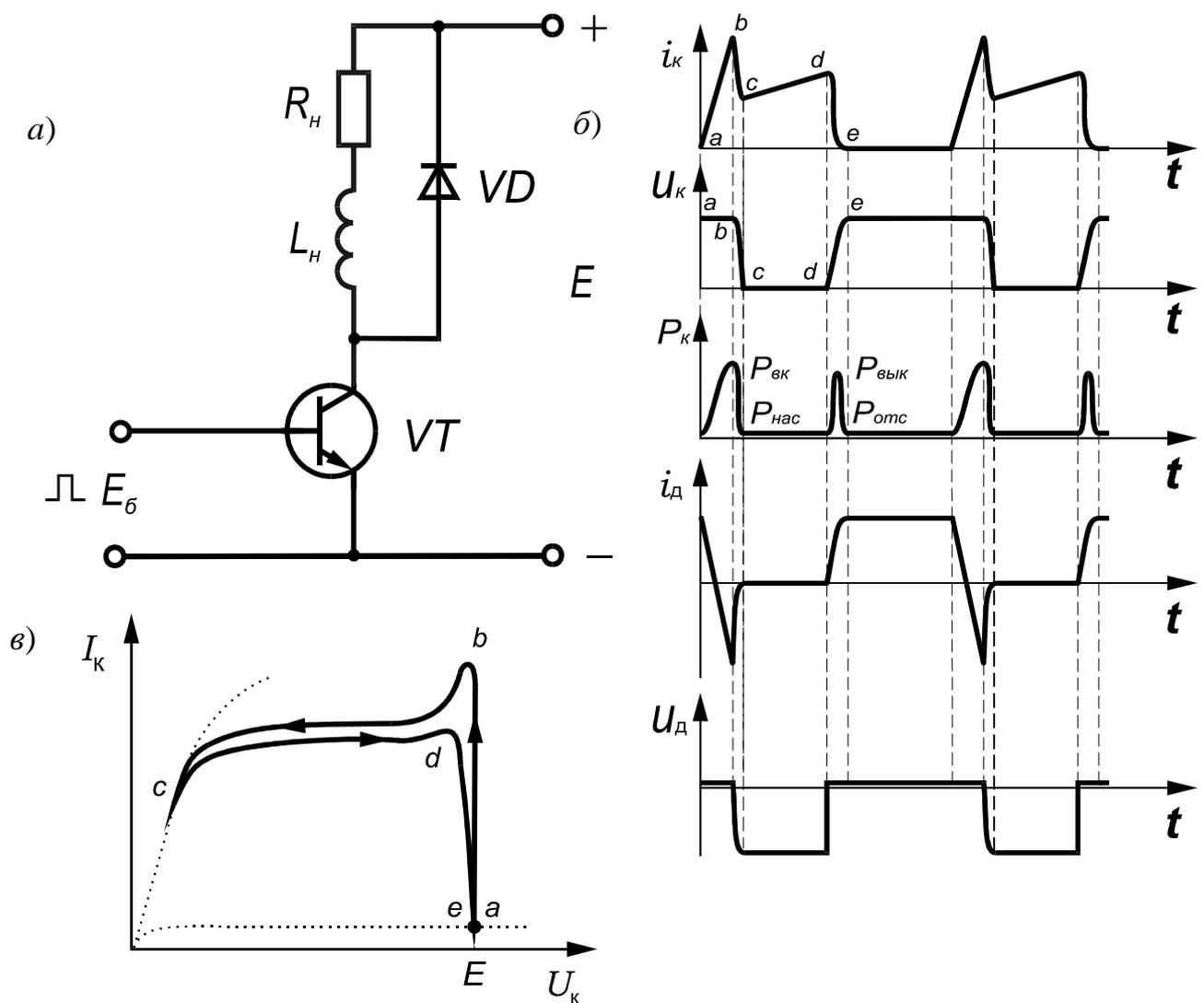


Рис. 1.27. Переходные процессы в транзисторных ключах при активно-индуктивной нагрузке, шунтированной диодом: схема (а), переходные процессы (б), траектории рабочей точки на плоскости ВАХ (в)

Контрольные вопросы

1. Принципы действия транзисторов: биполярного, полевого и БТИЗ.
2. Объясните вид выходных характеристик биполярного транзистора.
3. Сравните схемы включения транзистора. Укажите преимущества и недостатки схем по усилительным свойствам, частотным характеристикам и термостабильности.
4. Нарисуйте схему простейшего усилительного каскада. Укажите назначение элементов.
5. Почему отличаются характеристики прямой передачи по току транзистора и транзисторного усилительного каскада?

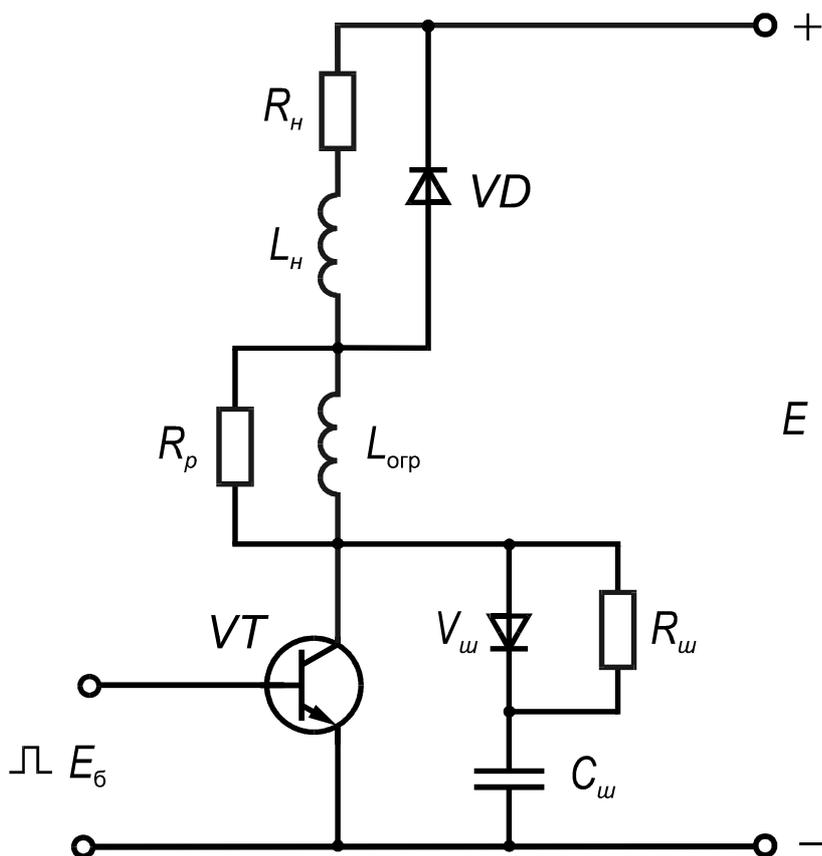


Рис. 1.28. Защищенный транзисторный ключ

6. Нарисуйте нагрузочную диаграмму транзисторного усилительного каскада. Что произойдет с выходным сигналом, если сместится рабочая точка покоя?
7. Что такое ключевой режим и каковы его преимущества?
8. Назовите основные параметры транзисторов.
9. Укажите порядок величин параметров мощных транзисторов.
10. Сравните параметры транзисторов, имеющих различные принципы действия.
11. От чего и как зависит переходный процесс при переключении транзисторного ключа?
12. Что такое защищенный транзисторный ключ?

1.4. Тиристоры

1.4.1. Устройство и принцип действия

Тиристор – полупроводниковый прибор, содержащий четыре и более слоев с разным типом проводимости, способный под действием управляющего сигнала переходить из закрытого в открытое состояние.

Наиболее распространены тиристоры с четырехслойной структурой (рис. 1.29, а). Если напряжение на **аноде** (А) по отношению к **катоду** (К) положительное, то переходы П1 и П3 смещаются в прямом направлении, а П2 в обратном. Тиристор закрыт, через него протекает маленький ток. При увеличении приложенного напряжения происходит лавинный пробой обратного смещенного перехода П2, ток резко нарастает, так как электроны и дырки из крайних слоев устремляются в средние.

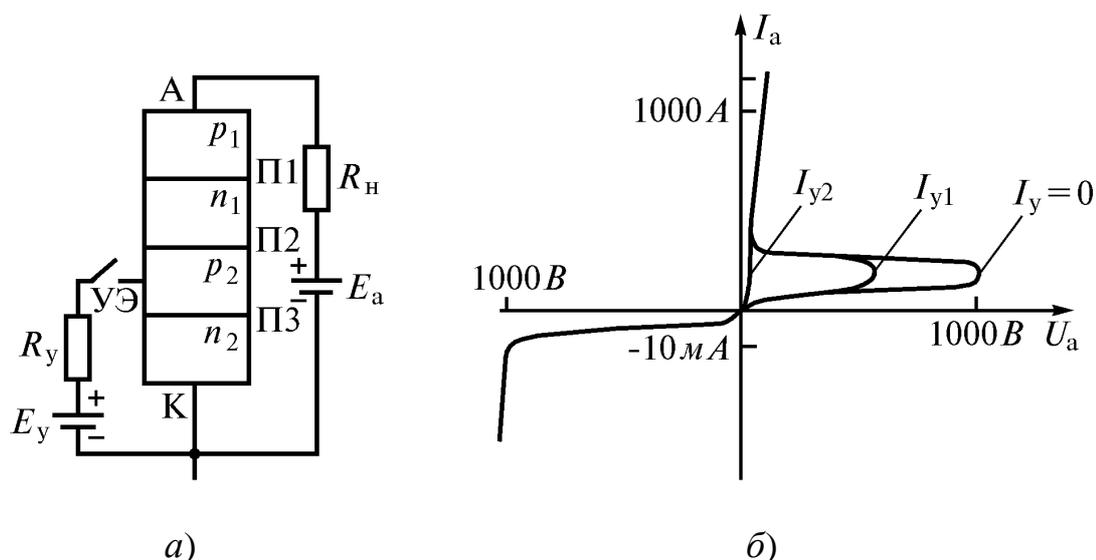


Рис. 1.29. Структура тиристора (а) и его анодные ВАХ (б)

Сопротивление тиристора резко падает, а напряжение на нем снижается до 1...2 В. Если подать на **управляющий электрод** (УЭ) тиристора положительное напряжение, то через прямо смещенный переход П3 проходит ток управления от УЭ к К. Чем больше ток управления, тем при меньшем напряжении на аноде включается тиристор. Коэффициент передачи тиристора по току очень велик (тысячи) После включения тиристора ток управления можно прекратить, однако, тиристор будет удерживаться во включенном состоянии. **Чтобы выключить тиристор нужно уменьшить ток в цепи анода до малой величины или при-**

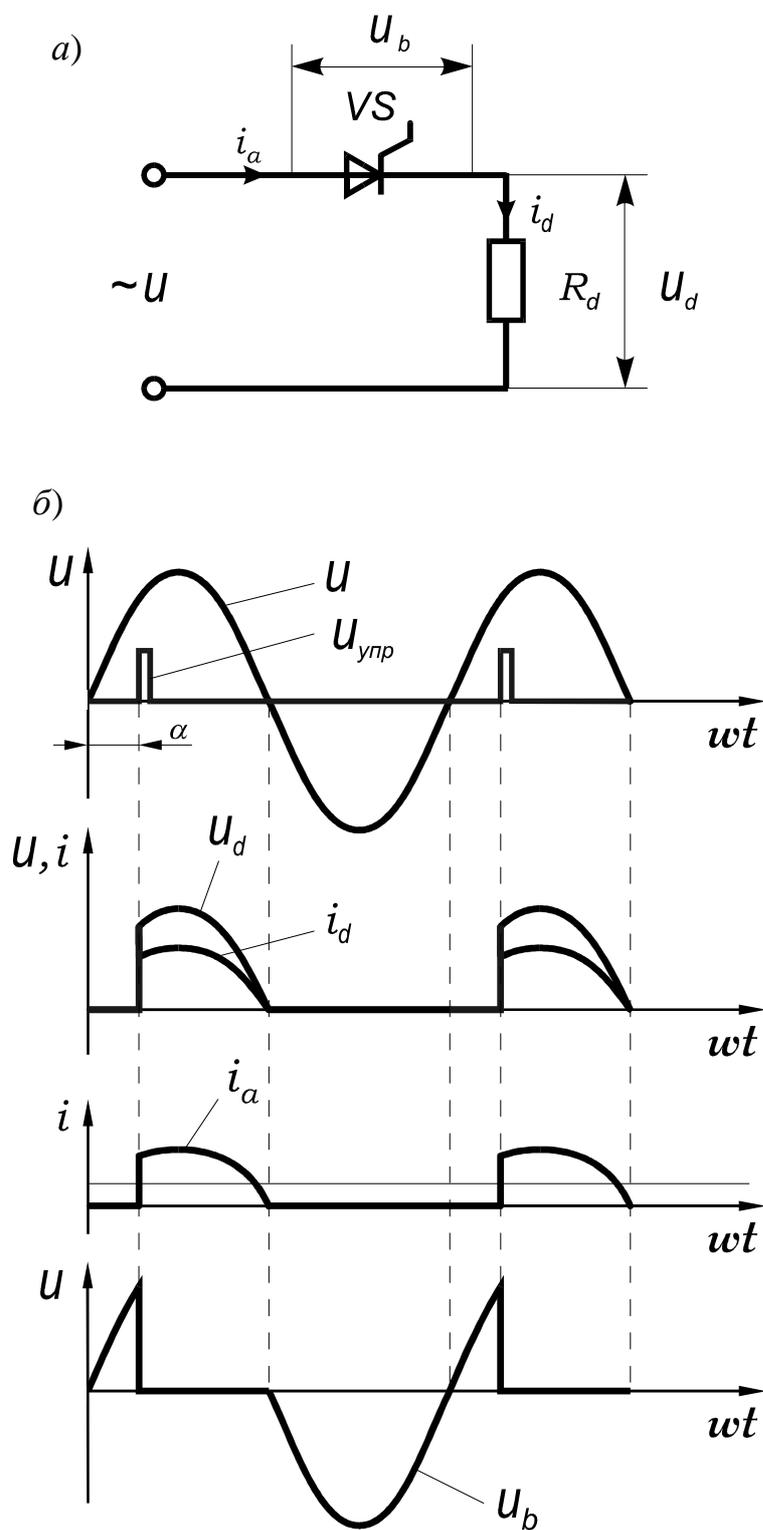


Рис. 1.30. Схема включения тиристора в однополупериодном выпрямителе (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие процессы (б)

ложить к нему обратное напряжение. Таким образом, обычный тиристор - это прибор с неполной управляемостью.

1.4.2. Схемы включения

Наиболее часто тиристоры применяют в управляемых выпрямителях. На рис. 1.30, а приведена схема включения тиристора в однополупериодном управляемом выпрямителе, а на рис. 1.30, б представлены временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в схеме. Для включения тиристора на его управляющий электрод подают управляющий импульс. Угол, измеряемый от момента перехода напряжения на аноде тиристора через нуль до момента подачи управляющего импульса, называется углом управления. Чем больше угол управления, тем меньше выпрямленное напряжение. Неполная управляемость тиристоров не вызывает затруднений при применении их в схемах выпрямления, так как ток через тиристор сам спадает до нуля, а к тиристоры прикладывается обратное напряжение (рис. 1.30, б).

1.4.3. Вольтамперные характеристики и диаграмма управления

На рис. 1.29, б приведены анодные вольтамперные характеристики тиристора при различных токах управления.

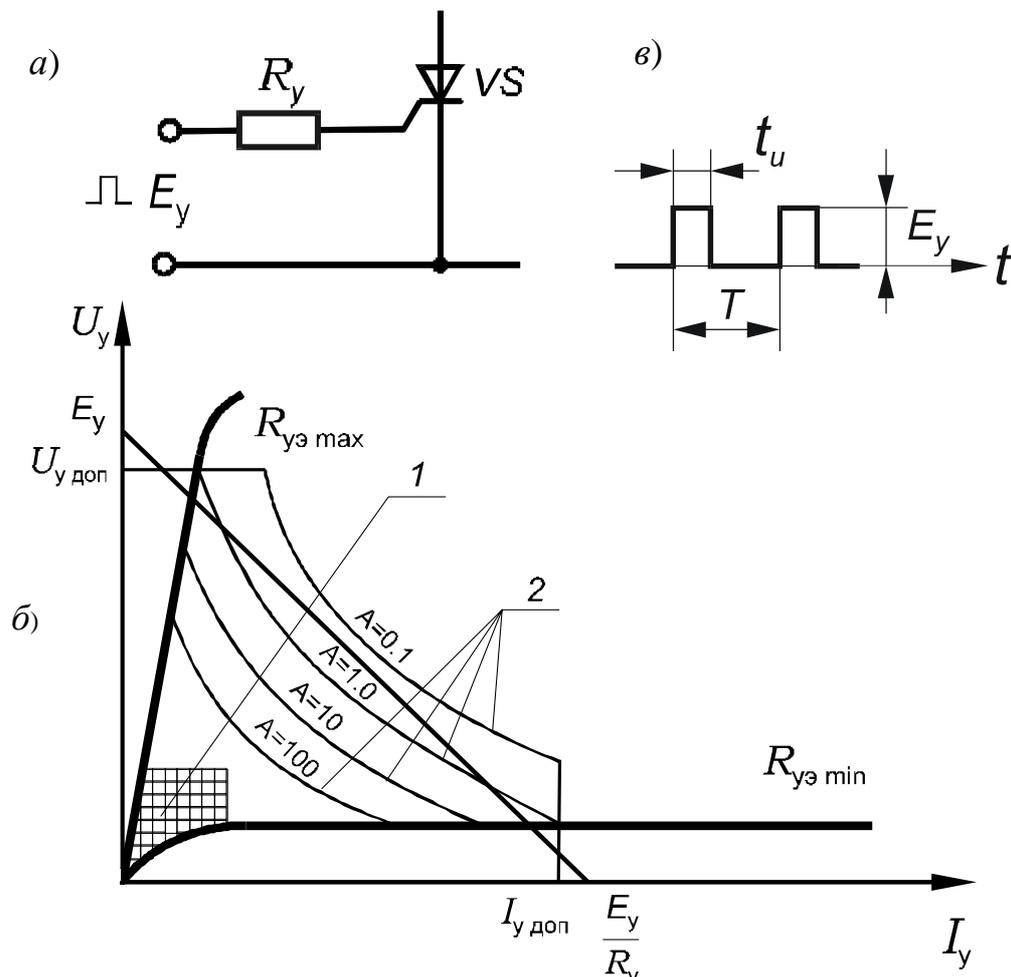


Рис. 1.31. Схема управления тиристором (а), диаграмма управления тиристором (б) и форма сигнала управления E_y (в)

На рис. 1.31, а приведена схема управления тиристором. Управляющие импульсы амплитудой E_y подаются на управляющий электрод через резистор R_y , служащий для ограничения тока. Диаграмма управления тиристором (рис.1.31, б) служит для выбора параметров схемы управления. Жирными линиями на рис. рис. 1.31, б показаны границы области существования входных характеристик соответствующих минимальному и максимальному сопротивлению управляющего перехода. Заштрихованная область 1 – это область существования токов управления, при которых тиристор не включается при минимальных напряжениях на аноде. Кривые 2 – это гиперболы постоянной средней мощности, выделяемой на управляющем переходе при различной относитель-

ной длительности импульсов $A = \frac{t_H}{T}$ (рис. 1.31, в), где t_H – время импульса, а T период их следования. На диаграмме показаны также предельно допустимые значения тока и напряжения управления.

По диаграмме управления выбираются значения E_Y , R_Y и $t_H(A)$, при которых ток управления I_Y и напряжение на управляющем электроде U_Y должны находиться внутри разрешенной области. Во время действия управляющего импульса справедливо уравнение, записанное по второму закону Кирхгофа для цепи управления (рис. 1.31, а):

$$E_Y = I_Y \cdot R_Y + U_Y. \quad (1.10)$$

или

$$U_Y = E_Y - I_Y \cdot R_Y. \quad (1.11)$$

Это уравнение прямой, которая может быть построена по двум точкам: при $I_Y = 0$, то $U_Y = E_Y$, при $U_Y = 0$, то $I_Y = \frac{E_Y}{R_Y}$.

При значениях E_Y , R_Y , выбранных на (рис.1.31, б), не превышаются допустимые величины I_Y , U_Y , а значение A не должно превышать 0,1.

1.4.4. Переходные процессы в тиристоре

Переходный процесс включения. Схема включения тиристора и переходные процессы при включении тиристором активной нагрузки приведены на рис.1.32. Включение происходит не мгновенно, так как должны произойти сложные физические процессы, связанные с накоплением носителей зарядов в средних слоях и расширением проводящего канала от управляющего электрода по всему объему. Для количественной оценки процесс включения разбивается на ряд интервалов. Время включения тиристора $t_{ВКЛ}$ – это время от момента подачи управляющего импульса до момента спада напряжения на тиристоре до 0,1 начального значения. Оно составляет несколько микросекунд.

$$t_{ВКЛ} = t_3 + t_H, \quad (1.12)$$

где

t_3 – время задержки – это время от момента подачи управляющего импульса до момента спада напряжения на тиристоре до 0,9 начального значения.

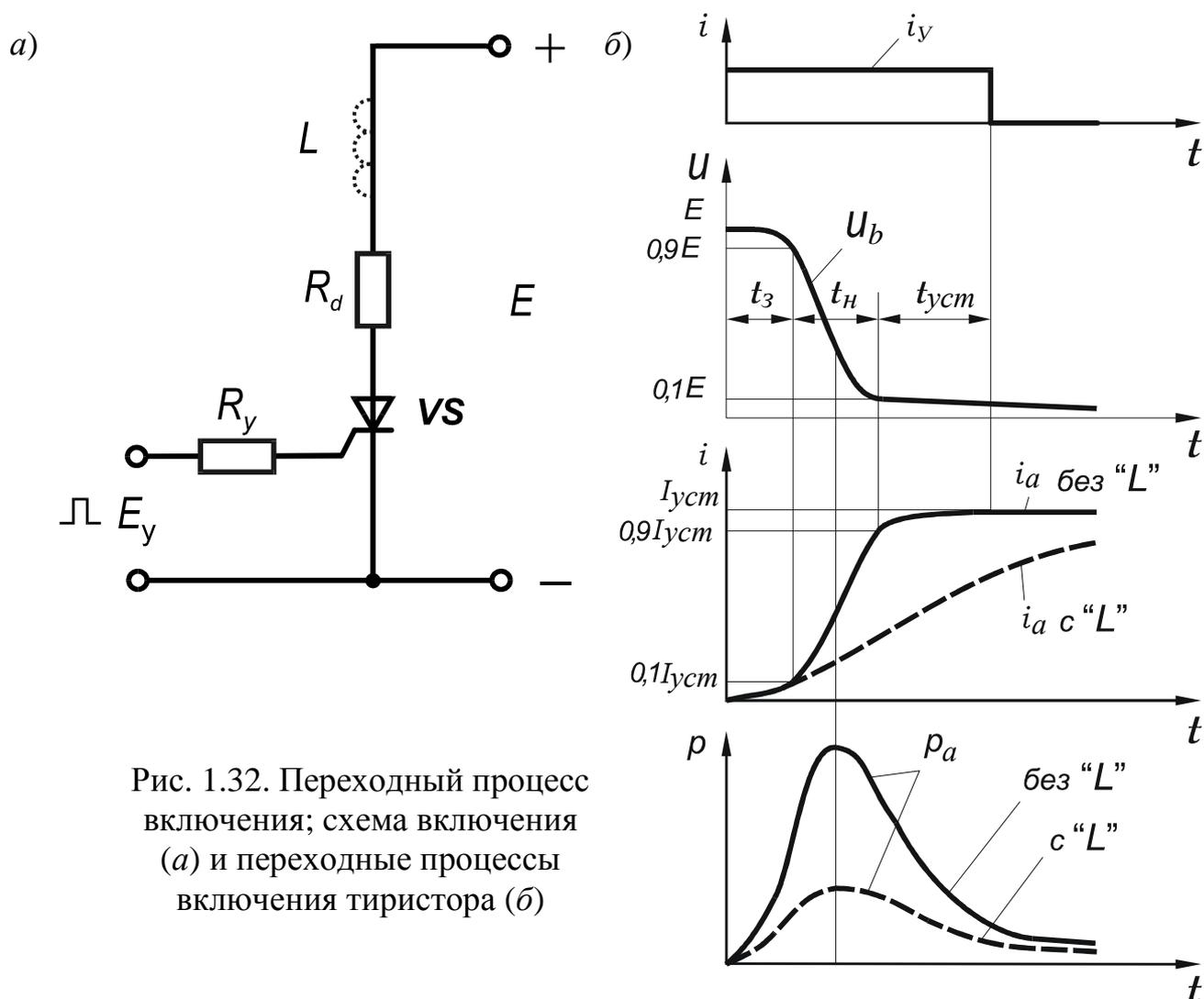


Рис. 1.32. Переходный процесс включения; схема включения (а) и переходные процессы включения тиристора (б)

t_H – время нарастания – это время изменения напряжения на тиристоре от $0,9$ до $0,1$ начального значения или нарастания тока от $0,1$ до $0,9$ установившегося значения.

Однако, по истечении времени включения тиристор еще не полностью включается и напряжение на нем продолжает спадать до установившегося значения. Время спада напряжения на тиристоре от $0,1$ начального до установившегося значения называется временем установления ($t_{уст}$ составляет $10...500$ мкс).

При включении тиристора мгновенная мощность потерь может достигать очень больших значений. Например, если $E=1000$ В, а $I_{уст}=1000$ А, то $p_{max}=0,5E \cdot 0,5I_{уст}=250000$ Вт=250 кВт. Чтобы облегчить условия работы тиристора при включении, целесообразно включить последовательно с тиристором индуктивность L (рис.1.32). Это снизит скорость нарастания анодного тока и уменьшит потери при включении. С учетом

допустимых потерь при включении тиристора вводится параметр допустимая скорость нарастания анодного тока $\left(\frac{di}{dt}\right)_{\text{доп}} = (10 \dots 100) \frac{A}{\text{МКС}}$.

Переходный процесс выключения. На рис.1.33 показана схема подачи на включенный тиристор обратного напряжения, и приведены временные диаграммы переходных процессов, возникающих при выключении тиристора.

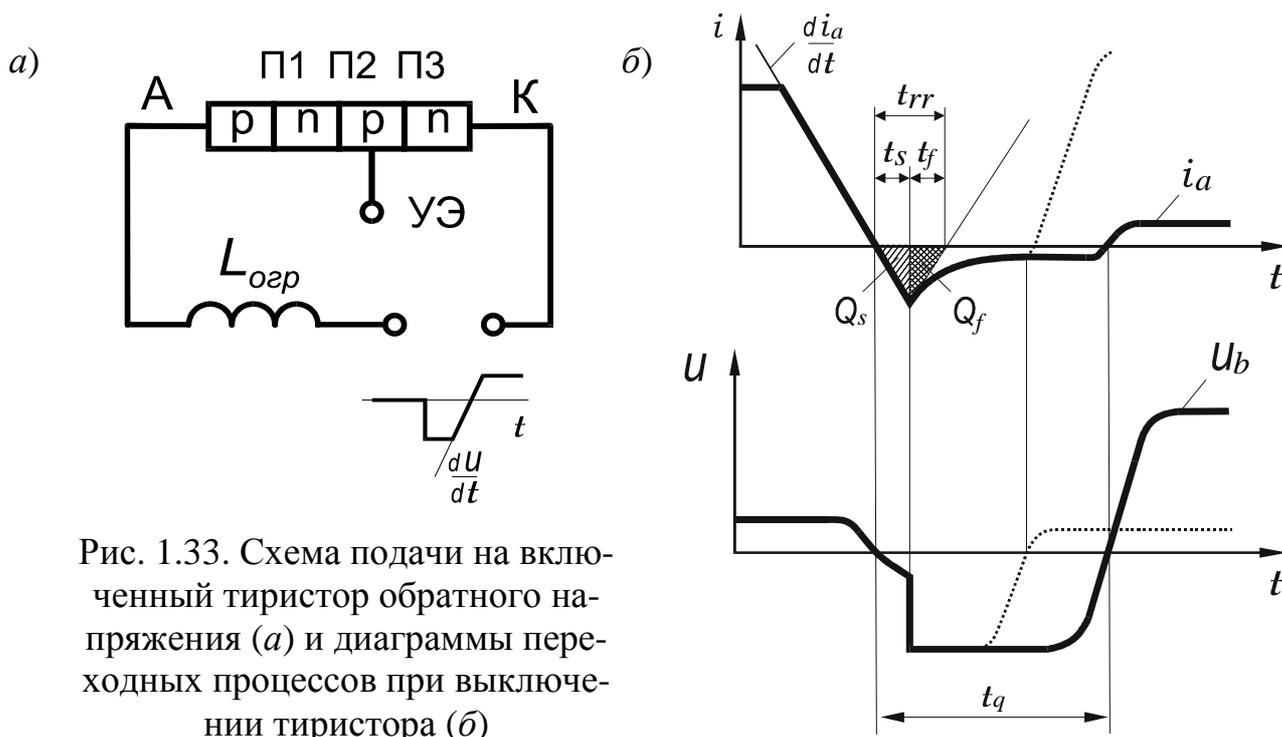


Рис. 1.33. Схема подачи на включенный тиристор обратного напряжения (а) и диаграммы переходных процессов при выключении тиристора (б)

Переходный процесс выключения состоит из двух этапов:

- 1) восстановление запирающей способности в обратном направлении;
- 2) восстановление запирающей способности в прямом направлении.

Время обратного восстановления t_{rr} — это время от перехода прямого тока через нуль до перехода через нуль касательной к уменьшающемуся обратному току (составляет доли или единицы микросекунд).

$$t_{rr} = t_s + t_f, \quad (1.13)$$

где t_s — время запаздывания обратного напряжения,

t_f — время спада обратного тока.

Заряд, вытекающий из вентиля за время обратного восстановления

$$Q_{rr} = Q_s + Q_f,$$

где Q_s, Q_f – заряды, вытекающие из вентиля соответственно за время запаздывания обратного напряжения и за время спада обратного тока. Все сказанное об обратном восстановлении справедливо и для диодов.

Время выключения t_q – это наименьший интервал от момента спада тока до нуля, до момента перехода анодного напряжения через нуль без включения тиристора. Время выключения тиристора – это не время прекращения тока, а время восстановления управляющих свойств тиристора в прямом направлении. Оно составляет 10...500 мкс и ограничивает частотные возможности тиристорov. Если время, предоставленное для выключения тиристора, меньше t_q (рис. 1.33, б), то происходит прорыв анодного тока, т.е. включение тиристора без подачи управляющего сигнала (это аварийный режим).

Переходный процесс при резком нарастании прямого напряжения на тиристоре. При нарастании прямого напряжения на тиристоре (рис. 1.33, а) центральный р-п переход смещается в обратном направлении и через его емкость C на управляющий электрод протекает ток, определяемый скоростью нарастания прямого напряжения $\frac{du}{dt}$,

$$i_c = C \cdot \left(\frac{du}{dt} \right).$$

Если при каком-то $\frac{du}{dt}$ этот ток достигает достаточной величины, то тиристор включается без подачи управляющего импульса. Следовательно, существует $\left(\frac{du}{dt} \right)_{\text{доп}}$, при котором тиристор не включится. В

современных тиристорах $\left(\frac{du}{dt} \right)_{\text{доп}} = (20...1000) \frac{B}{\text{мкс}}$.

1.4.5. Параметры тиристорov

Ряд параметров мощных тиристорov аналогичен параметрам выпрямительных диодов, но имеется много дополнительных параметров. Разобьем параметры тиристорov на группы.

Параметры силовой цепи по току.

1) I_{TAVm} – максимально допустимый средний прямой ток (предельный ток), определяемый в однофазной однополупериодной схеме вы-

прямления при синусоидальном токе с частотой 50 Гц, угле проводимости 180° , допустимой температуре кристалла или корпуса и заданных условиях охлаждения. Таким образом, он определяется так же, как и у диода. Предельный ток достигает 2 кА.

Допустимый ток тиристора, при условиях не соответствующих указанным выше, зависит от ряда факторов: частоты, угла проводимости, температуры охлаждающей среды и скорости охлаждающего воздуха.

Зависимость допустимого тока I_{TAV} от частоты в относительных единицах $K_i = \Psi(f)$ представлена на рис. 1.34, а, где $K_i = \frac{I_{TAV}}{I_{TAVm}}$. С ростом частоты ток I_{TAV} уменьшается т.к. растут коммутационные потери. С уменьшением частоты ниже 50 Гц ток I_{TAV} падает из-за больших колебаний температуры кристалла θ_{pn} , превышающих допустимую температуру θ_{don} , так как при той же максимальной температуре должна быть уменьшена средняя (сравните рис. 1.35, а и б).

Зависимость допустимого тока I_{TAV} от угла проводимости в относительных единицах $K_i = f(\lambda)$ представлена на рис. 1.34, б. С уменьшением угла проводимости растет коэффициент формы тока, поэтому при сохранении действующего значения тока снижается его среднее значение.

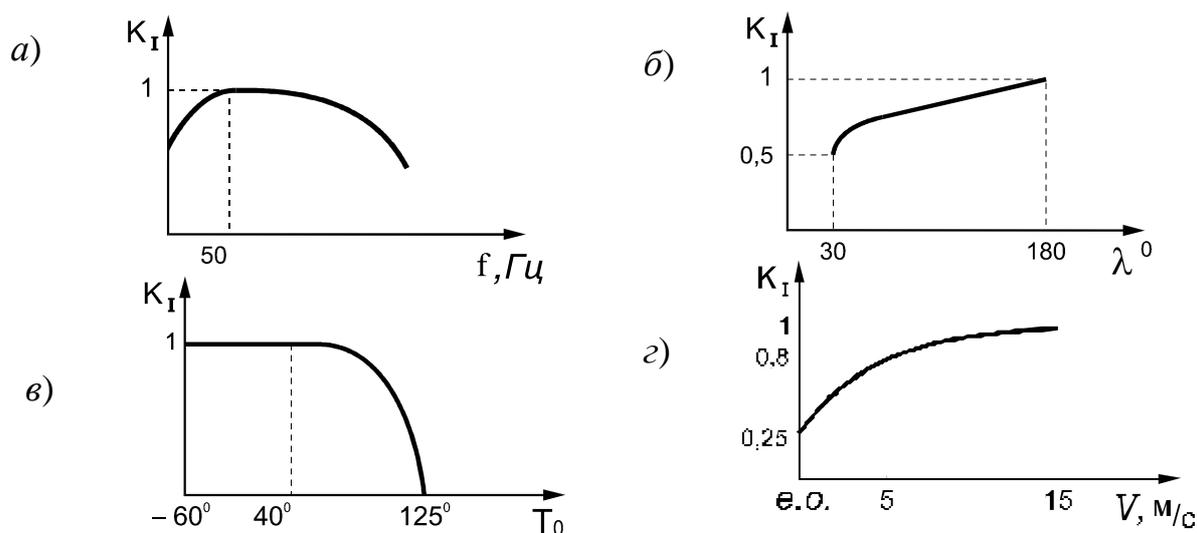


Рис. 1.34. Зависимость допустимого тока в относительных единицах от различных факторов: частоты (а); угла проводимости (б); температуры окружающей среды (в) и скорости охлаждающего воздуха (з)

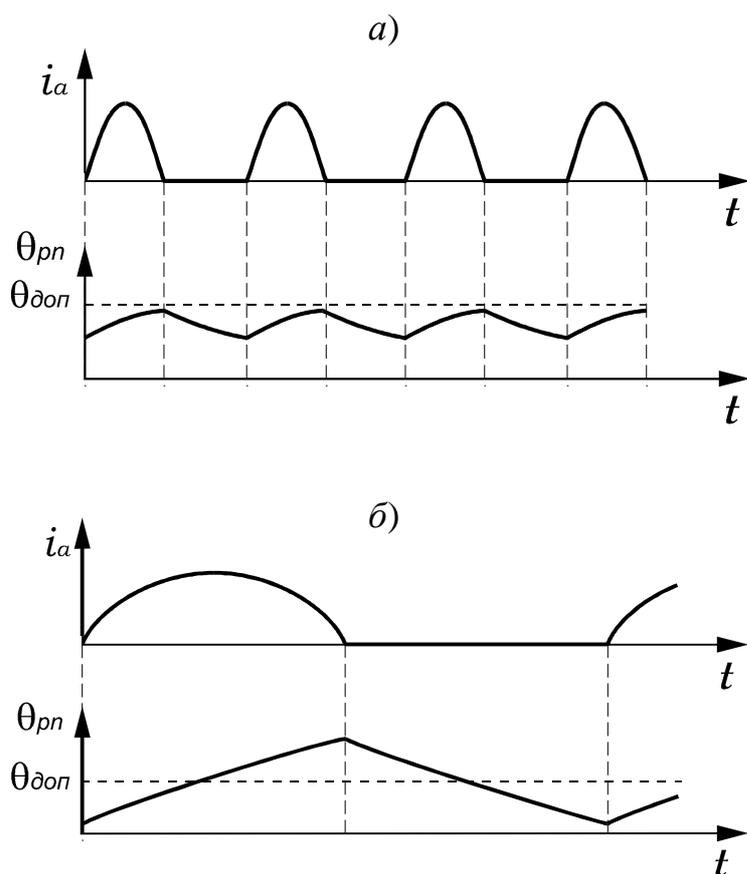


Рис. 1.35. Диаграммы тока и температуры кристалла при $f = 50$ Гц (а) и при $f = 1$ Гц (б)

Зависимость допустимого тока I_{TAV} от температуры окружающей среды в относительных единицах $K_i = f(T^\circ)$ представлена на рис. 1.34, в.

Зависимость допустимого тока I_{TAV} от скорости охлаждающего воздуха в относительных единицах $K_i = f(V)$ представлена на рис. 1.34, г. При отсутствии принудительного охлаждения воздух продолжает двигаться из-за конвекции. Эта точка на графике помечена: е.о. (естественное охлаждение).

2) I_{TSM} – ударный ток – максимально допустимая амплитуда импульса аварийного тока синусоидальной формы длительностью 10 мс. Этот ток в 15...30 раз превышает предельный ток. Но так как предельный ток – это среднее значение, то амплитудное значение предельного тока превышает лишь в 7...10 раз.

3) $\int_0^{0,01} i^2 dt$ – максимально допустимое значение интеграла аварийного тока по времени, обычно за время полупериода промышленной частоты. Оно определяет энергию, которая может выделиться в тиристоре без его разрушения.

Параметры силовой цепи по напряжению.

1) U_{RRM} и U_{DRM} – повторяющееся импульсное напряжение в обратном и прямом направлении – максимальное напряжение, которое каждый период может прикладываться к тиристору (рис. 1.36, а).

$$U_{RRM} = (0,7 \dots 0,8) \cdot U_{BR} ; U_{DRM} = (0,7 \dots 0,8) \cdot U_{BO}$$

где U_{BR} – напряжение лавинного пробоя; U_{BO} – напряжение переключения тиристора. В современных тиристорах повторяющееся импульсное напряжение достигает 4 кВ. Как и у диодов, оно определяет класс тиристора;

2) U_{RSM} и U_{DSM} – неповторяющиеся импульсные напряжения в обратном и прямом направлениях, которые редко могут прикладываться к тиристорам (рис. 1.36, а);

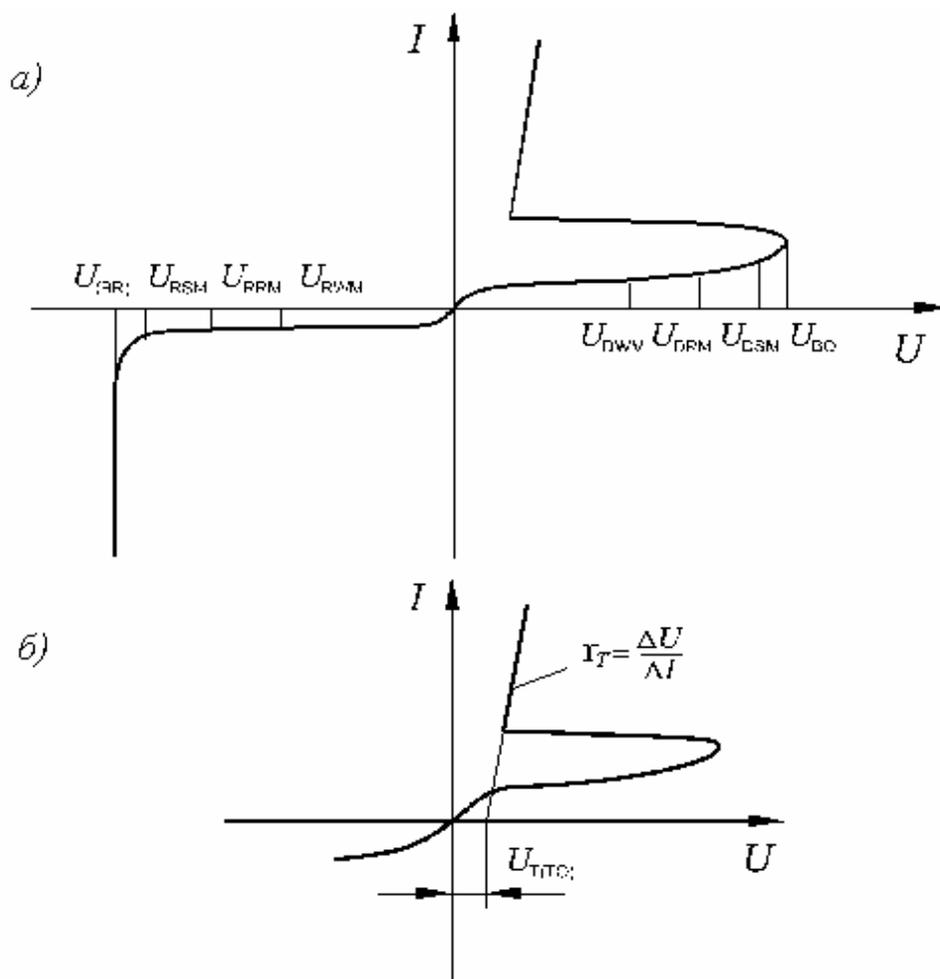


Рис. 1.36. Параметры по напряжению на ВАХ тиристора в запертом (а) и открытом (б) состоянии

3) U_{RWM} и U_{DWM} – рабочие напряжения (рис. 1.36, а), которые следует использовать в расчетах. (составляют 70% от U_{RRM} или U_{DRM});

4) U_{TM} – импульсное напряжение в открытом состоянии при протекании предельного тока (1...3)В;

5) $U_{T(TO)}$ – пороговое напряжение тиристора (рис. 1.36, б), а также его дифференциальное прямое сопротивление r_T .

Динамические параметры тиристора t_{BKL} , t_q , $\frac{di_a}{dt}$, $\frac{du_a}{dt}$ определены при описании переходных процессов в тиристоре.

Параметры цепи управления $U_{y.доп}$, $I_{y.доп}$, $P_{y.доп}$ определены при описании диаграммы управления.

Примечание. В индексах используются первые буквы английских слов, приведенные в п. 1.2.2, а также W (working) – работа.

1.4.6. Разновидности тиристорov

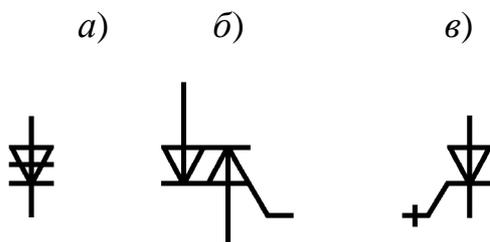


Рис. 1.37. Условные обозначения динистора (а), симистора (б) и запираемого тиристора (в)

Кроме описанных тиристорov существуют их разновидности.

Тиристоры без управляющего электрода называются **динисторами**. Они включаются при превышении анодным напряжением определенной величины. Это слаботочные приборы. На рис. 1.37, а приведено их условное обозначение.

Тиристоры, которые могут пропускать и не пропускать ток в обоих направлениях, называются симметричными или **симисторами**. Их условное обозначение приведено на рис. 1.37, б, а вольтамперная характеристика приведена на рис. 1.38, а. Они применяются для управления в цепях переменного тока. Рис. 1.38, б иллюстрируют, как для регулирования переменного тока можно применить встречнопараллельно включенные тиристоры. Вместо них можно включить один симистор.

Существуют тиристоры, которые можно выключать, подавая на управляющий электрод запирающее напряжение. Такие тиристоры называются **запираемыми**. На рис. 1.37, в приведено их условное обозначение.

Возможность выключения – это большое преимущество запираемых тиристорov, но они имеют и существенный недостаток – их коэффициент усиления по току при выключении не превышает 3...4 (например, если тиристор пропускает ток 1000А, то для его выключения на управляющий электрод надо подать короткий импульс амплитудой 250А).

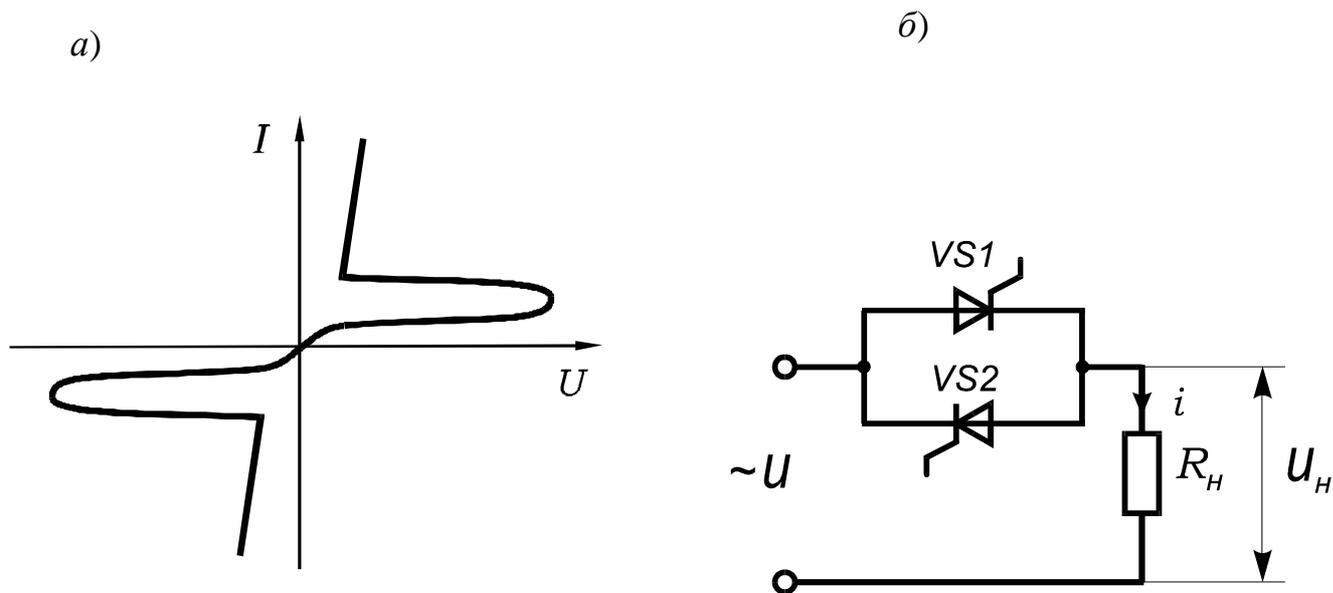


Рис. 1.38. ВАХ симистора (а) и схема включения тиристоров, реализующая такую ВАХ (б)

В настоящее время тиристоры являются основными приборами в мощных преобразователях электрической энергии, особенно, в преобразователях связанных с сетью переменного тока. Они применяются в управляемых выпрямителях, инверторах (преобразователях постоянного тока в переменный), коммутационной аппаратуре.

Контрольные вопросы

1. Устройство и принцип действия тиристора.
2. Нарисуйте схему простейшего однополупериодного управляемого выпрямителя.
3. Сравните тиристоры и транзисторы по возможностям управления и области применения.
4. Постройте временные диаграммы токов и напряжений в однополупериодном управляемом выпрямителе.
5. Объясните вид анодной ВАХ тиристора.
6. Каково назначение диаграммы управления и как ею пользоваться?
7. От чего и как зависит переходный процесс при включении тиристора?
8. Как протекает процесс выключения тиристора?
9. Почему напряжение на тиристоре не может нарастать слишком быстро?

1.5. Фотоэлектронные приборы

Фотоэлектронные (фотоэлектрические) приборы предназначены для преобразования световой энергии в электрическую.

Все полупроводниковые фотоэлектрические приборы основаны на внутреннем фотоэффекте – возбуждении атомов и росте концентрации свободных носителей заряда под воздействием светового излучения. При этом в полупроводнике растет проводимость, а на p - n переходах появляется ЭДС.

К фотоэлектронным приборам относятся фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры.

Фоторезистор – это полупроводниковый фотоэлектрический прибор, сопротивление которого изменяется под действием светового излучения. На рис. 1.39 показана схема включения фоторезистора и его характеристики. Фоторезисторы, как и другие фотоэлектрические приборы, характеризуются **световой характеристикой**, т.е. зависимостью фототока I_Φ , протекающего через прибор от светового потока Φ . Она нелинейная и это является недостатком фоторезистора. ВАХ фоторезистора линейны, а их наклон зависит от величины светового потока.

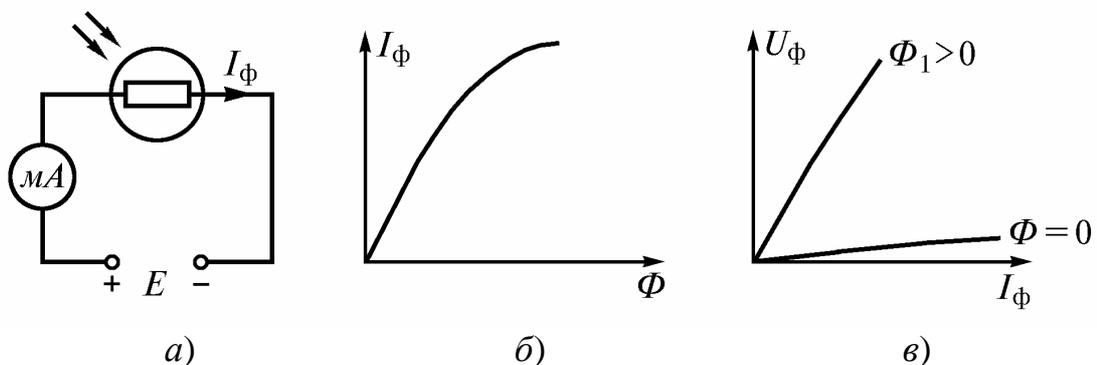


Рис. 1.39. Схема включения фоторезистора (а); его световая (б) и вольтамперная характеристики (в)

Фоторезисторы могут работать и на переменном токе. Фоторезисторы являются самыми простыми и дешевыми фотоэлектрическими приборами.

Фотодиод – это полупроводниковый фотоэлектрический прибор, основанный на внутреннем фотоэффекте, содержащий один $p-n$ переход и имеющий два вывода.

Фотодиоды могут работать в двух режимах: без внешнего источника электроэнергии (**режим фотогенератора**) и с внешним источником (**режим фотопреобразователя**). На рис. 1.40, *а, б* показаны эти схемы включения.

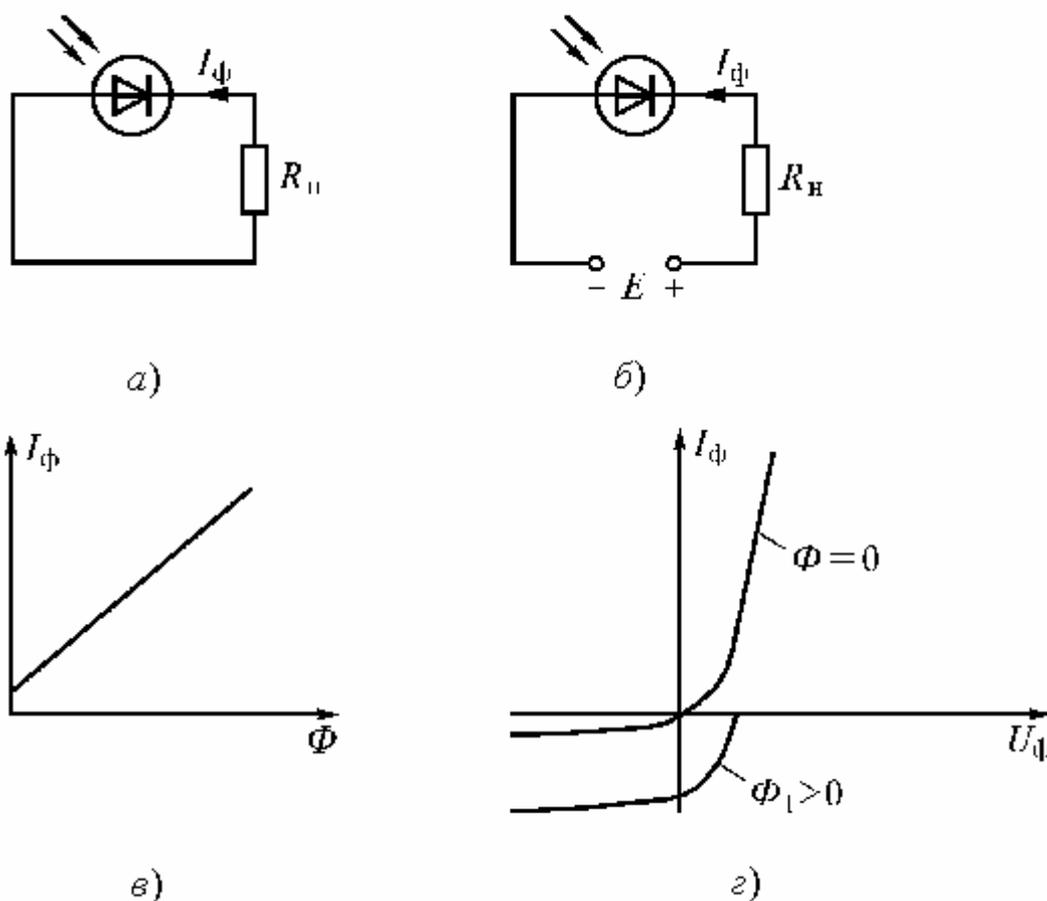


Рис. 1.40. Схемы включения фотодиода в режиме фотогенератора (*а*) и фотопреобразователя (*б*); его световая (*в*) и вольтамперная (*г*) характеристики

При освещении фотодиода в режиме фотогенератора на его выводах появляется фото-ЭДС с полярностью слева «+», справа «-». При подключении сопротивления нагрузки под действием ЭДС по нему идет фототок. Именно в таком режиме работают солнечные батареи. В режиме фотопреобразователя через $p-n$ переход протекает обратный ток, зависящий от светового потока, определяющего число неосновных

носителей. Световая характеристика в режиме фотопреобразователя (рис. 1.40, в) линейна и выражается уравнением

$$I_{\phi} = K \cdot \Phi + I_{\phi T}, \quad (1.14)$$

где K – чувствительность (до 20 мА/лм),

$I_{\phi T}$ – темновой ток (начальный ток в темноте).

ВАХ фотодиода в темноте не отличаются от ВАХ $p-n$ перехода (см. рис. 1.40 з), а при освещении опускается вниз. Режиму фотопреобразователя соответствуют участки в третьем квадранте, а режиму фотогенератора – в четвертом.

Фотодиоды имеют большее быстродействие, чем фоторезисторы (работоспособны при частоте 1 ГГц и выше), но менее чувствительны.

С целью повышения чувствительности вместо фотодиодов применяют фототранзисторы.

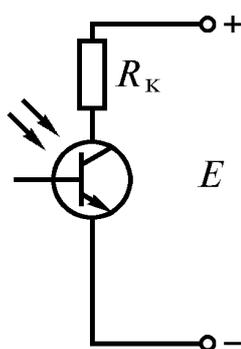


Рис. 1.41.
Схема включения фототранзистора

Фототранзистор – фотоэлектронный прибор, имеющий трехслойную структуру, как обычный транзистор, в котором ток зависит от освещения базы. Схема включения фототранзистора показана на рис. 1.41. Они имеют линейную световую характеристику, а выходные ВАХ аналогичны ВАХ обычного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, но в качестве параметра вместо тока базы выступает световой поток. Чувствительность фототранзисторов достигает 1 А/лм. Параметры фототранзисторов существенно зависят от температуры.

Фототиристор – фотоэлектронный прибор, имеющий четырехслойную структуру, как обычный тиристор, но управляемый световыми импульсами. При освещении тиристора он включается.

Контрольные вопросы

1. Принципы действия фотоэлектронных приборов.
2. Схемы включения и применение фотоэлектронных приборов.
3. Режимы работы фотодиода.
4. Объясните вид ВАХ фотодиода.

1.6. Полупроводниковые излучатели

В качестве полупроводниковых излучателей света используются **светодиоды (светодиоды)**. Принцип действия светодиодов основан на излучении квантов света при прямом токе вследствие рекомбинации носителей заряда. Цвет излучения определяется материалом, из которого сделан фотодиод. Индикаторы на фотодиодах бывают точечные и знаковые (отображающие цифры и буквы). Знаковые содержат диодную матрицу (несколько диодов с объединенным одним выводом). Светодиоды работают при напряжении 2...5 В и токе до 40 мА на один диод. Они имеют весьма низкий КПД.

На рис. 1.42 приведена схема включения светодиода и его яркостная характеристика – зависимость яркости B от тока I .

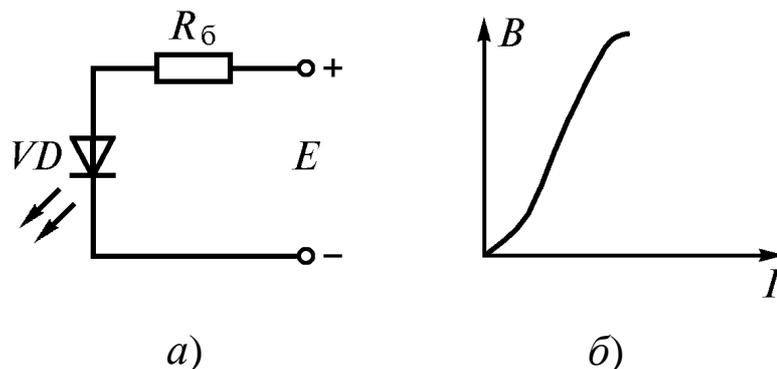


Рис.1.42. Схема включения фотодиода (а) и его яркостная характеристика (б)

Основное применение светодиодов – устройства индикации.

Контрольные вопросы

1. Принцип действия светодиода.
2. Схема включения и применение светодиодов.

1.7. Оптоэлектронные приборы

Оптоэлектронные приборы (оптроны) – приборы с двойным преобразованием энергии, обеспечивающие потенциальную развязку между двумя электрическими цепями (рис. 1.43).

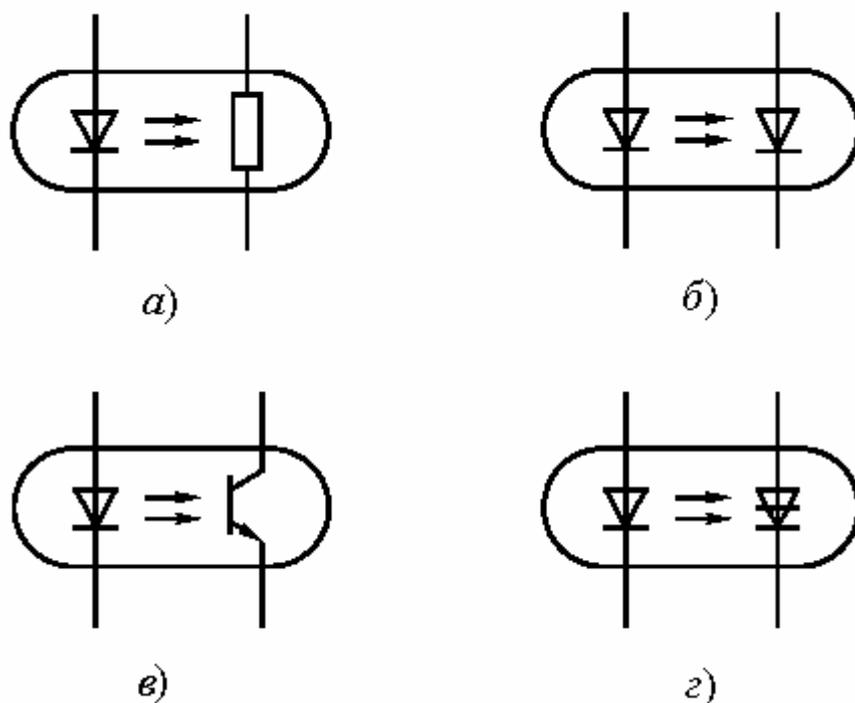


Рис. 1.43. Условные обозначения оптронов: а) резисторного; б) диодного; в) транзисторного; з) тиристорного

Оптрон состоит из источника и приемника излучения. В качестве источника используется светодиод, а в качестве приемника могут быть применены фоторезистор, фотодиод, фототранзистор или фототиристор

Диодные и транзисторные оптроны характеризуются коэффициентом передачи тока. У диодных оптронов он составляет 0,01...0,03, а у транзисторных – 5...10.

Оптроны широко применяются в вычислительной технике и в автоматике. Тиристорные оптроны (оптотиристоры) значительно упрощают построение систем управления полупроводниковых преобразователей электроэнергии.

Контрольные вопросы

1. Принципы действия оптоэлектронных приборов.
2. Основное назначение оптоэлектронных приборов.
3. Объясните вид ВАХ оптоэлектронных приборов.

1.8. Терморезисторы

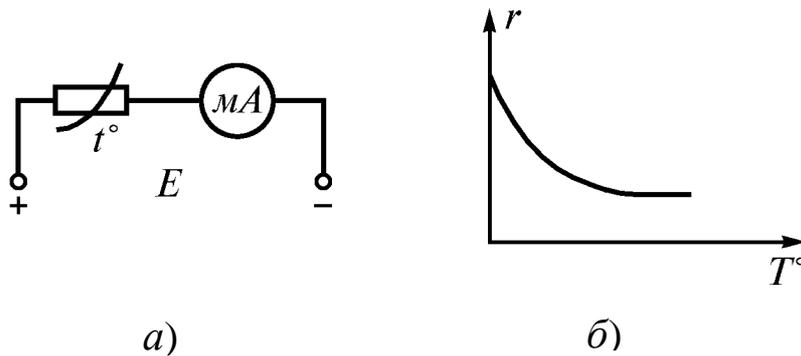


Рис. 1.44. Схема включения терморезистора (а) и его температурная характеристика (б)

Терморезистор – полупроводниковый резистор, сопротивление которого зависит от температуры. Принцип действия терморезистора основан на увеличении числа свободных носителей при повышении температуры полупроводника.

Схема включения терморезистора для измерения температуры и его температурная характеристика приведены на рис. 1.44. С ростом температуры сопротивление терморезистора (термистора) падает.

Терморезисторы используются в диапазоне температур до 200 °С. Их недостаток – большой разброс характеристик.

Контрольные вопросы

1. Принцип действия терморезистора.
2. Схема включения и применение терморезисторов.

1.9. Элементы микроэлектроники

Микроэлектроника – область электроники, изучающая вопросы создания и применения микроэлектронных изделий.

Микроэлектронное изделие – электронное устройство с высокой степенью интеграции.

Интегральная микросхема (ИМС) – микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигнала и имеющее высокую плотность упаковки элементов (активных и пассивных), изготовленное в едином технологическом процессе и заключенное в общий корпус.

Активные элементы – транзисторы, диоды; пассивные – резисторы, конденсаторы.

Элемент ИМС – часть микросхемы, реализующая функцию электро-радиоэлемента, которая выполнена нераздельно от кристалла и не может быть выделена как самостоятельное изделие.

Компонент ИМС – часть микросхемы, которая может быть выделена как самостоятельное изделие.

Серия ИМС – совокупность типов ИМС, которые могут выполнять различные функции, имеют единое конструктивно-технологическое исполнение и предназначены для совместного применения.

ИМС классифицируются по различным принципам.

1. По технологии ИМС делятся на:

а) **полупроводниковые микросхемы**, все элементы и соединения в которых выполнены в объеме и на поверхности полупроводника;

б) **пленочные микросхемы**, все элементы и соединения в которых выполнены в виде пленок (толстопленочные и тонкопленочные);

в) **гибридные микросхемы** содержат, кроме элементов, компоненты и кристаллы.

Полупроводниковая ИМС представляет собой кристалл полупроводника, непосредственно в котором за счет введения примесей формируются элементы схемы. В нем создаются и активные и пассивные элементы. В пленочной схеме на поверхность диэлектрика наносятся проводящие и непроводящие пленки, что позволяет формировать только пассивные элементы. Гибридная ИМС создается путем присоединения активных элементов, компонентов и кристаллов к пленочной схеме.

2. По степени интеграции (количеству элементов в одном корпусе) ИМС делятся на :

а) схемы малой интеграции (до 100 элементов);

б) схемы средней интеграции (100...1000 элементов);

в) схемы большой интеграции (1000...100000 элементов);

г) сверхбольшие интегральные схемы (свыше 100000 элементов).

3. По выполняемым функциям ИМС делятся на:

а) **аналоговые интегральные микросхемы (АИМС)**;

б) **цифровые интегральные микросхемы (ЦИМС)**.

Аналоговые интегральные микросхемы предназначены для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону непрерывной функции. В них любому допустимому значению входного сигнала соответствует определенное значение выходного. К АИМС относятся линейные ИМС. В них входной и выходной сигналы связаны коэффициентом передачи.

Цифровые интегральные микросхемы предназначены для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону дискретной функции, т.е. сигналов, которые могут принимать только два значения, условно называемые 0 и 1. К ЦИМС относятся и логические микросхемы. Устройство ИМС рассматривается в следующей главе.

Контрольные вопросы

1. Что такое ИМС?
2. Что такое серия ИМС?
3. Как классифицируются ИМС?

1.10. Гибридные силовые схемы

При создании силовой части преобразователей полупроводниковые приборы (диоды, транзисторы, тиристоры) соединяются между собой по определенным схемам. Как альтернатива дискретным приборам и схемам с внешними по отношению к приборам соединениями, появились **гибридные силовые модули**, совмещающие в одном корпусе несколько силовых ключей и различные вспомогательные элементы. Применение гибридных силовых модулей упрощает конструкции преобразователей и повышает надежность его работы.

Существуют выпрямительные диодные модули, содержащие 2, 4 и 6 диодов, соединенных по схемам: два последовательно соединенных диода, однофазный мост, трехфазный мост.

По таким же схемам соединяют транзисторно-диодные ключи, содержащие IGBT-транзисторы с встречнопараллельно соединенными диодами. Эти схемы применяются в автономных инверторах, преобразующих постоянный ток в переменный, и в преобразователях постоянного тока, преобразующих величину постоянного напряжения. Мощность таких модулей достигает 1000 кВт.

Для преобразователей частоты выпускаются модули, содержащие комбинацию диодного моста и моста на IGBT-транзисторах. Они выполняются на мощности до 30 кВт. Такие модули могут дополняться температурным датчиком, датчиком тока и цепями защиты.

Существуют специальные микросхемы (**драйверы**) предназначенные для управления силовыми ключами. Дальнейшим развитием гибридных силовых модулей является введение в них цепей управления. Такие модули называют **интеллектуальными модулями**.

Интеграция микропроцессоров и силовых модулей позволяет создавать схемы, непосредственно управляющие маломощными двигателями постоянного и переменного тока. При необходимости мощность электроприводов может быть увеличена за счет применения промежуточных драйверов и мощных силовых ключей.

Контрольные вопросы

1. Каковы тенденции интеграции силовых приборов?
2. Что такое гибридный силовой модуль?

1.11. Рекомендации по применению полупроводниковых приборов

Полупроводниковые устройства работают надежно, если выполняются определенные условия. Рекомендации по применению полупроводниковых приборов можно разбить на несколько групп.

1. Тепловые рекомендации:

- а) обеспечивать хороший отвод тепла;
- б) устанавливать приборы вдали от сильно нагревающихся элементов;
- в) применять преимущественно кремниевые приборы, особенно при высокой температуре окружающей среды;
- г) при пайке приборов применять теплоотвод между местом пайки и корпусом прибора.

2. Рекомендации по току:

- а) ограничивать токи короткого замыкания, применять быстродействующую защиту;
- б) при работе выпрямителя на емкостной фильтр применять диоды с большим запасом по току; по возможности избегать такие режимы;
- в) не применять слишком больших запасов по току; токи должны быть существенно выше, чем токи утечки.

3. Рекомендации по напряжению:

- а) ни в коем случае не превышать допустимое напряжение, применять запас 1,5...2;
- б) не подавать на коллектор транзистора напряжение обратного знака;
- в) не допускать разрыва цепи базы транзистора во избежание накопления заряда и самооткрывания транзистора;

г) при пайке полевых транзисторов применять низковольтные паяльники; защищать от электростатических полей.

4. Общие рекомендации по проектированию:

а) учитывать возможный разброс параметров приборов, а не рассчитывать на фиксированные значения;

б) по возможности применять ключевые режимы.

Приведенные краткие советы не претендуют на полное освещение вопроса, но дают полезные начальные сведения.

Глава 2. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ И АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

2.1. Классификация электронных усилителей

Устройства, усиливающие мощность входного сигнала за счет энергии источника питания называются **электронными усилителями**.

В электронном усилителе имеется два канала: **информационный канал (ИК)** и **энергетический канал (ЭК)** (рис. 2.1). По первому от входа к выходу передается информация за счет энергии, поступающей по второму каналу от источника питания (ИП).

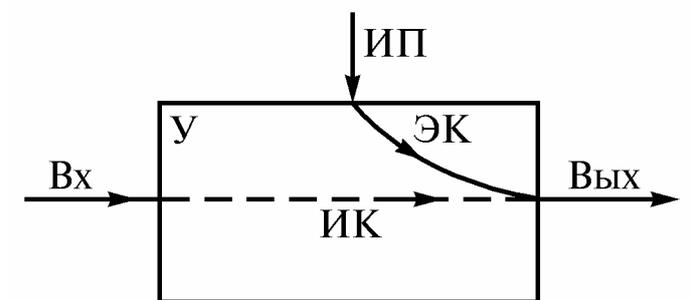


Рис. 2.1. Структурная схема электронного усилителя

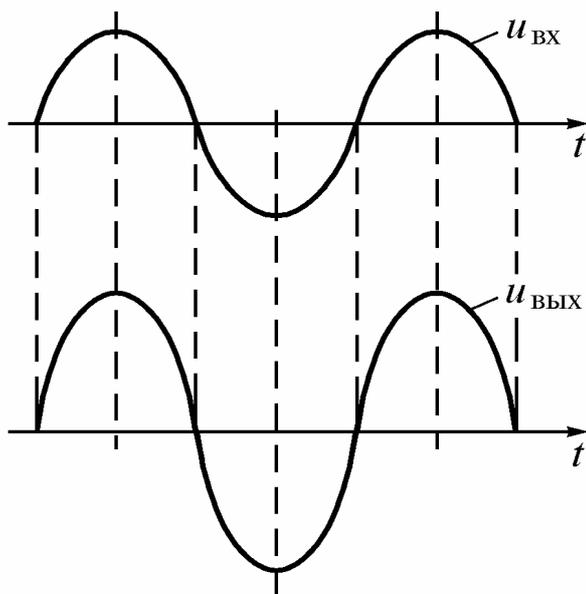


Рис. 2.2. Входной и выходной сигналы

Все усилители делятся на усилители мгновенных значений сигнала и усилители действующих или средних значений сигнала. В усилителях мгновенных значений выходной сигнал соответствует входному (рис. 2.2).

В усилителях средних значений выходной сигнал пропорционален входному, но может по форме существенно отличаться.

Далее мы будем рассматривать только усилители мгновенных значений. Усилители мгновенных значений делятся по ряду признаков.

1. По назначению на:

а) усилители напряжения (УН), обеспечивающие существенное увеличение напряжения при малых уровнях тока;

б) усилители тока (УТ), обеспечивающие существенное увеличение тока;

в) усилители мощности (УМ), обеспечивающие существенное

венное увеличение мощности при, по возможности, высоком коэффициенте полезного действия (КПД).

2. По числу каскадов на:

- а) однокаскадные усилители;
- б) многокаскадные усилители.

Усилительный каскад – это один или несколько транзисторов с навесными элементами (резисторами и конденсаторами), выполняющие законченную функцию. Например, двухкаскадный усилитель может содержать УН на входе и УМ на выходе.

3. По межкаскадным связям на:

- а) усилители с емкостной связью, в которых между каскадами включен конденсатор;
- б) усилители с трансформаторной связью, в которых между каскадами включен трансформатор;
- в) усилители с резонансной связью, в которых между каскадами включен резонансный контур;
- г) усилители с гальванической (непосредственной) связью, в которых каскады связаны непосредственно.

4. По рабочему диапазону частот на усилители:

- а) низкой частоты (НЧ), которые работают в области звуковых частот (20 Гц...20 кГц);
- б) высокой частоты (ВЧ), которые работают в области частот выше 100 кГц;
- в) постоянного тока (ПТ), усиливающие, как постоянный, так и переменный ток вплоть до высоких частот.

5. По ширине диапазона частот на усилители:

- а) апериодические (или широкополосные), которые усиливают переменный ток в широком диапазоне частот (например, от 20 Гц до 20 кГц), когда высшая частота диапазона во много раз больше низшей;
- б) избирательные (узкополосные), которые усиливают переменный ток в узком диапазоне частот (например, от 1000 кГц до 1020 кГц), когда высшая частота диапазона близка к низшей.

Контрольные вопросы

1. Какие каналы есть в электронном усилителе?
2. Чем отличаются усилители мгновенных и средних значений?

2.2. Характеристики и параметры усилителей

Свойства усилителей определяются их характеристиками и параметрами, которые ниже рассматриваются по группам, связанным между собой.

1. **Коэффициент усиления** (коэффициент передачи) усилителя – это отношение выходного и входного сигналов

$$\dot{k} = \frac{\dot{A}_{ВЫХ}}{\dot{A}_{ВХ}}, \quad (2.1)$$

где $\dot{A}_{ВХ}$ и $\dot{A}_{ВЫХ}$ сигналы на входе и на выходе усилителя (в общем случае комплексные величины).

$$\dot{A}_{ВХ} = A_{ВХ} \cdot e^{j\varphi_{ВХ}} ; \dot{A}_{ВЫХ} = A_{ВЫХ} \cdot e^{j\varphi_{ВЫХ}} ; \quad \dots\dots(2.2)$$

$$\dot{k} = k e^{j\varphi} ; k = \frac{A_{ВЫХ}}{A_{ВХ}} ; \varphi = \varphi_{ВЫХ} - \varphi_{ВХ}, \quad (2.3)$$

где k модуль коэффициента усиления, а φ его фаза.

Бывают коэффициенты усиления по напряжению, току, мощности (последний коэффициент – скалярная величина) $\dot{k}_i, \dot{k}_u, k_p$.

Коэффициент усиления последовательного ряда каскадов равен произведению их коэффициентов усиления

$$\dot{k} = \dot{k}_1 \cdot \dot{k}_2 \cdot \dots \quad (2.4)$$

Коэффициент усиления часто измеряется в логарифмических единицах – децибелах. Коэффициенты усиления по мощности и напряжению в децибелах:

$$k_{p(\text{дб})} = 10 \cdot \lg k_p, \quad k_{u(\text{дб})} = 20 \cdot \lg k_u. \quad (2.5)$$

2. **Линейные искажения.** Линейные (частотные) искажения являются важнейшим показателем качества усилителей. Это такие искажения, при которых сохраняется форма синусоидального входного сигнала, но коэффициент усиления изменяется при изменении частоты. При этом, если входной сигнал несинусоидален, то выходной сигнал будет отличаться и по форме.

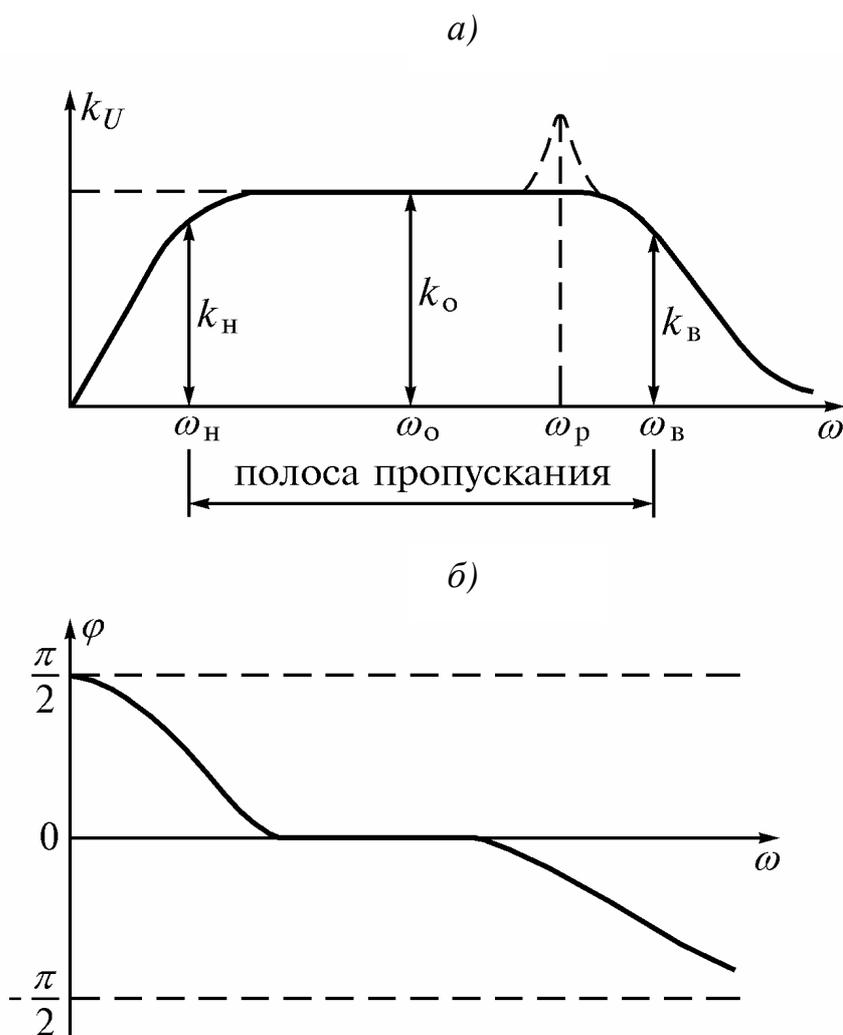


Рис. 2.3. Амплитудная (а) и фазочастотная (б) характеристики

Линейные искажения определяются по **амплитудно-частотной характеристике (АЧХ)** $k=f(\omega)$ (рис. 2.3, а). Снижение коэффициента усиления в определенной области частот называется **завалом АЧХ**. По коэффициентам усиления при средней, низкой и высокой частотах диапазона k_o, k_H, k_B можно определить соответствующие **коэффициенты частотных искажений**:

$$M_n = \frac{k_o}{k_H}; M_e = \frac{k_o}{k_B}. \quad (2.6)$$

Коэффициенты частотных искажений

в децибелах:

$$M_{n(\text{дб})} = 20 \cdot \lg M_n; M_{e(\text{дб})} = 20 \cdot \lg M_e \quad (2.7)$$

Диапазон частот, в котором коэффициент частотных искажений не превышает заданного, называется **полосой пропускания** (см. рис. 2.3, а).

Зависимость $\varphi = F(\omega)$ называется **фазочастотной характеристикой** и характеризует изменение сдвига по фазе между выходным и входным сигналами при изменении частоты (см. рис. 2.3, б).

Частотные искажения характеризует и **переходная характеристика**. Переходная характеристика – это выходной сигнал при единичном скачке входного сигнала (рис. 2.4). Вид переходной характеристики за-

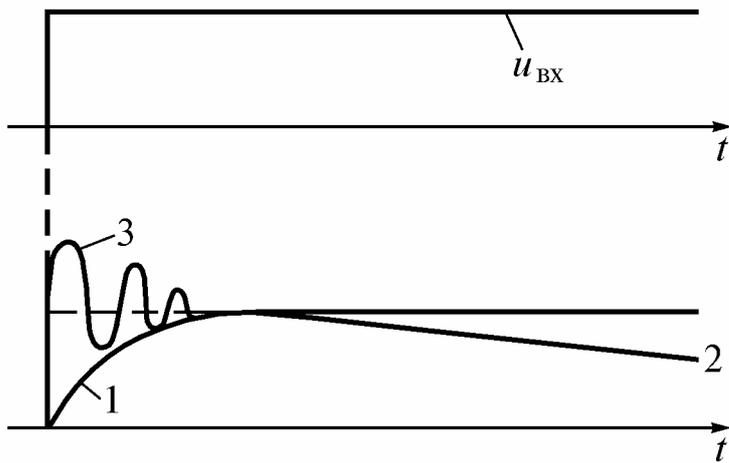


Рис. 2.4. Переходная характеристика. 1, 2, 3 – выходные сигналы при разных АЧХ

висит от вида АЧХ. При завале АЧХ в области высоких частот плохо воспроизводится передний фронт входного сигнала (кривая 1), при завале АЧХ в области низких частот плохо воспроизводится вершина (кривая 2), а при появлении на АЧХ резонансных подъемов (см. рис 2.3, а при частоте ω_p) появляются колебания (кривая

3).

3. Нелинейные искажения. Нелинейные искажения определяются **амплитудной характеристикой (АХ)** $U_{\text{вых.}m} = f(U_{\text{вх.}m})$ (рис. 2.5, а). Нелинейные искажения возникают, когда усилитель начинает работать на нелинейных участках АХ и форма выходного сигнала начинает отличаться от формы входного синусоидального сигнала (см. рис. 2.5, б).

Когда сигнал на входе имеет произвольную форму, то пользуются понятием **передаточная характеристика (ПХ)** $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$.

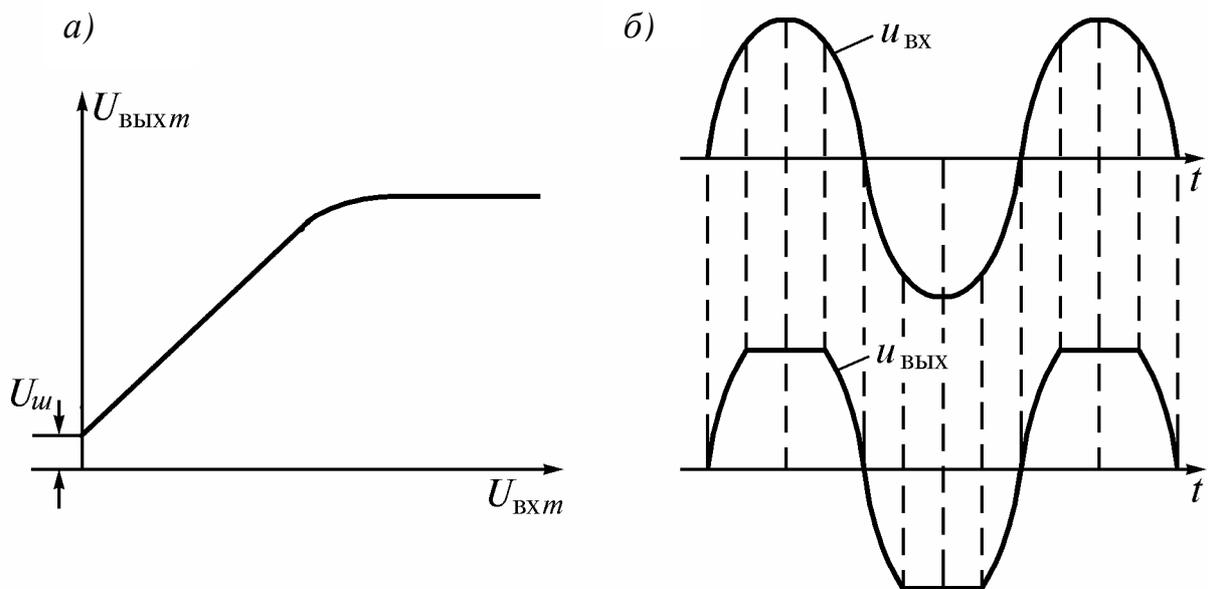


Рис. 2.5. Амплитудная характеристика (а) и входной и выходной сигналы при наличии нелинейных искажений (б)

Для количественной оценки нелинейных искажений вводится понятие **коэффициент нелинейных искажений K** .

$$K = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1} \cdot 100\%. \quad (2.8)$$

Он определяет процентное содержание высших гармоник в выходном сигнале, отнесенное к первой гармонике, при подаче на вход синусоидального сигнала.

4. **Уровень шума ($U_{ш}$)**. Это выходной сигнал при отсутствии входного (см. рис. 2.5, а). Его источники: пульсации напряжения источников питания, собственные шумы элементов и т.д. Уровень шума, приведенный ко входу

$$U_{ш}^{ex} = \frac{U_{ш}}{k_u}. \quad (2.9)$$

5. **Динамический диапазон**

$$D = \frac{U_{вх.т.маx}}{U_{вх.т.миn}}, \quad (2.10)$$

где $U_{вх.т.маx}$ – максимальная амплитуда входного сигнала, определяемая линейным участком АХ;

$U_{вх.т.миn}$ – минимальная амплитуда входного сигнала, определяемая уровнем шума. $U_{вх.т.миn} = (5 \dots 10)U_{ш}^{ex}$.

Чем больше динамический диапазон, тем усилитель лучше.

Описанные параметры и характеристики относятся к информационному каналу. Следующие относятся к энергетическому.

6. **Выходная мощность**

$$P_{вых} = \frac{U_{вых.т}^2}{2} \cdot \frac{\cos \varphi}{z_n}, \quad (2.11)$$

где z_n , φ_n параметры нагрузки.

7. **Коэффициент полезного действия**

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_{и.п.}}, \quad (2.12)$$

где $P_{и.п.}$ мощность, потребляемая от источника питания.

Контрольные вопросы

1. Что такое коэффициент усиления (коэффициент передачи)?
2. Что можно определить по АЧХ?
3. Что можно определить по амплитудной или передаточной характеристике?
4. Какие параметры и характеристики относятся к информационному, а какие к энергетическому каналу?

2.3. Обратные связи в усилителях

Обратная связь (ОС) – это передача части мощности с выхода или промежуточного звена на вход (рис. 2.6). Усилитель с коэффициентом усиления \dot{k} , охватывается цепью обратной связи с коэффициентом передачи $\dot{\gamma}$.

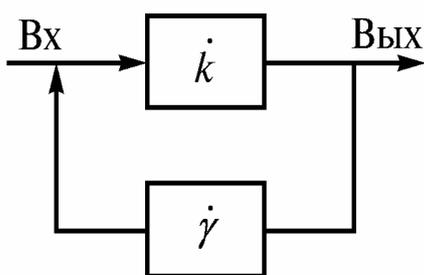


Рис. 2.6. Структурная схема усилителя с ОС

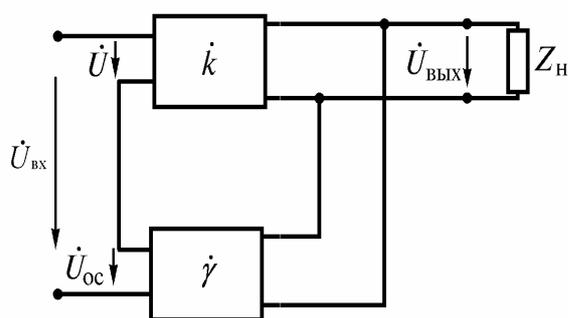


Рис. 2.7. Функциональная схема усилителя, охваченного последовательной ОС по напряжению

Классификация обратных связей.

Обратные связи делятся:

1. По способу получения сигнала обратной связи

- а) по напряжению;
- б) по току.
- в) комбинированная.

2. По способу подачи сигнала обратной связи по отношению к входному

сигналу

- а) последовательная;
- б) параллельная.

3. По соответствию знаков входного и выходного сигнала

- а) положительная (если знаки соответствуют);
- б) отрицательная (если знаки противоположны).

4. По происхождению

- а) полезные;
- б) паразитные (которые мешают нормальной работе усилителя).

Коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной связью.

На рис. 2.7 приведена функциональная схема усилителя, охваченного последовательной обратной связью по напряжению. Определим коэффициент усиления усилителя, охваченного последовательной обратной связью по напряжению.

Обозначим (см. рис. 2.7):

\dot{U} – напряжение на входе усилителя, неохваченного обратной связью;

$\dot{U}_{вх}$ – напряжение на входе усилителя, охваченного обратной связью;

$\dot{U}_{ос}$ – напряжение на выходе цепи обратной связи;

$\dot{U}_{вых}$ – напряжение на выходе усилителя.

Тогда коэффициент усиления усилителя, охваченного обратной связью

$$\dot{k}_{ос} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}}. \quad (2.13)$$

Коэффициент усиления усилителя, неохваченного обратной связью

$$\dot{k} = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}}; \quad (2.14)$$

коэффициент передачи цепи обратной связи

$$\dot{\gamma} = \frac{\dot{U}_{ос}}{\dot{U}_{вых}}. \quad (2.15)$$

Напряжение на входе усилителя, неохваченного обратной связью

$$\dot{U} = \dot{U}_{вх} + \dot{U}_{ос}. \quad (2.16)$$

Разделим левую и правую части равенства на $U_{вых}$. Получим

$$\frac{1}{\dot{k}} = \frac{1}{\dot{k}_{ос}} + \dot{\gamma}. \quad (2.17)$$

Отсюда

$$\dot{k}_{ос} = \frac{\dot{k}}{1 - \dot{\gamma}\dot{k}}. \quad (2.18)$$

Отрицательная обратная связь (ООС). Если произведение γk в формуле (2.18) вещественное отрицательное число, то обратная связь называется **отрицательной**, а коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью

$$k_{оос} = \frac{k}{1 + |\gamma k|}. \quad (2.19)$$

Недостаток ООС: она уменьшает коэффициент усиления в $(1 + |\gamma k|)$ раз.

Преимущества ООС:

- 1) если $|\gamma k| \gg 1$, то $k_{оос} \cong \frac{1}{\gamma}$, то есть стабилизируется коэффициент усиления, расширяется полоса пропускания;
- 2) уменьшаются нелинейные искажения и помехи, возникающие внутри усилительного тракта, т.к. они подаются на вход в противофазе;
- 3) при последовательной отрицательной обратной связи растет входное сопротивление $z_{вх}$ и падает выходное сопротивление $z_{вых}$ в $(1 + \gamma k)$ раз.

Положительная обратная связь (ПОС). Если произведение γk в формуле (2.18) вещественное положительное число, то **обратная связь** называется **положительной**, а коэффициент усиления усилителя, охваченного положительной обратной связью

$$k_{пос} = \frac{k}{1 - \gamma k}. \quad (2.20)$$

Рассмотрим два случая:

- 1) пусть $0 < \gamma k < 1$, тогда повышается коэффициент усиления $k_{пос}$, но при этом он очень не стабилен и усилитель имеет очень узкую полосу пропускания;
- 2) пусть $\gamma k = 1$, $k_{пос}$ стремится к бесконечности, усилитель превращается в генератор. При $\gamma k > 1$ происходит самовозбуждение колебаний.

Контрольные вопросы

1. Что такое ОС?
2. Что такое коэффициент передачи цепи ОС?

3. Преимущества и недостатки ООС.

4. Преимущества и недостатки ПОС.

2.4. Усилители переменного тока

2.4.1. Одиночные усилительные каскады

Усилители переменного тока служат для усиления сигналов, в которых нет постоянной составляющей. Усилители состоят из одиночных каскадов, через которые последовательно проходит усиливаемый сигнал. В соответствии со схемами включения транзисторов бывают каскады с ОЭ, ОК, ОБ.

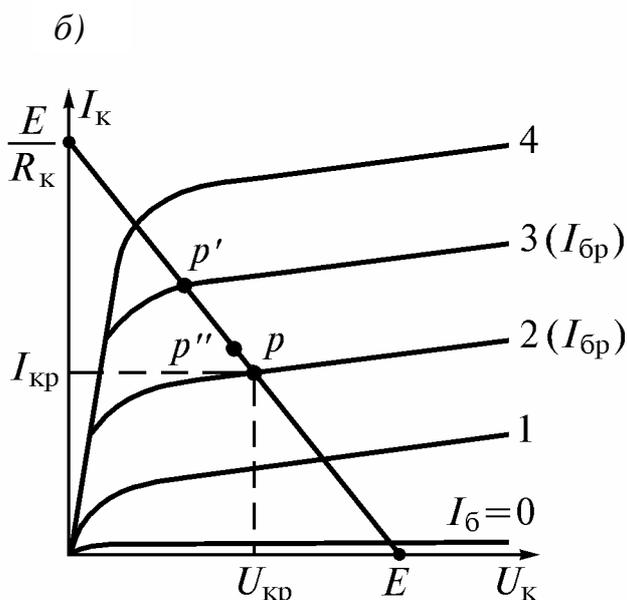
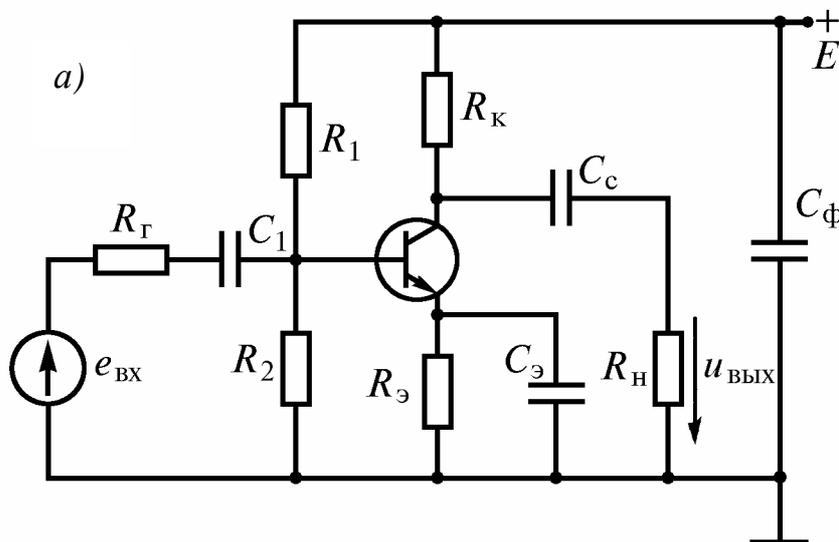


Рис. 2.8. Каскад с ОЭ (а) и определение положения рабочей точки покоя при увеличении температуры (б)

Усилительный каскад с общим эмиттером требует из-за неустойчивости применения схемы стабилизации рабочей точки покоя (рис. 2.8, а). В этой схеме введена отрицательная обратная связь по току эмиттера. Сопротивление обратной связи R_3 служит для создания ООС по постоянной составляющей для стабилизации рабочей точки покоя; R_1 , R_2 — делитель, задающий рабочую точку покоя. При данной температуре и отсутствии входного сигнала через базу протекает ток $I_{бр}$, остальные токи и на-

пряжения показаны на рис.2.8, б. При повышении температуры выходная характеристика при том же $I_{\text{бp}}$ идет выше, рабочая точка покоя P перемещается в точку P' . Ниже условно показана цепочка изменений токов и напряжений, приводящая к переходу рабочей точки покоя в точку P'' :

$$t^{\circ} \uparrow; I_{\text{кр}} \uparrow; I_{\text{эp}} \uparrow; U_{\text{рэ}} \uparrow; U_{\text{бэ}} \downarrow; I_{\text{бp}} \downarrow.$$

Чтобы уменьшить вредную ООС по переменной составляющей, уменьшающую коэффициент усиления усилителя, параллельно $R_{\text{э}}$ включен конденсатор $C_{\text{э}}$, уменьшающий сопротивление для переменного тока.

Расчет усилительного каскада производится на основе его схемы замещения. Схема замещения каскада с общим эмиттером приведена на рис. 2.9, а. Она построена для переменных составляющих при следующих допущениях: R_1 и R_2 очень велики, и их можно не учитывать; C_1 и $C_{\text{э}}$ тоже очень велики и являются короткими замыканиями для переменной составляющей; между плюсом источника питания и землей сто-

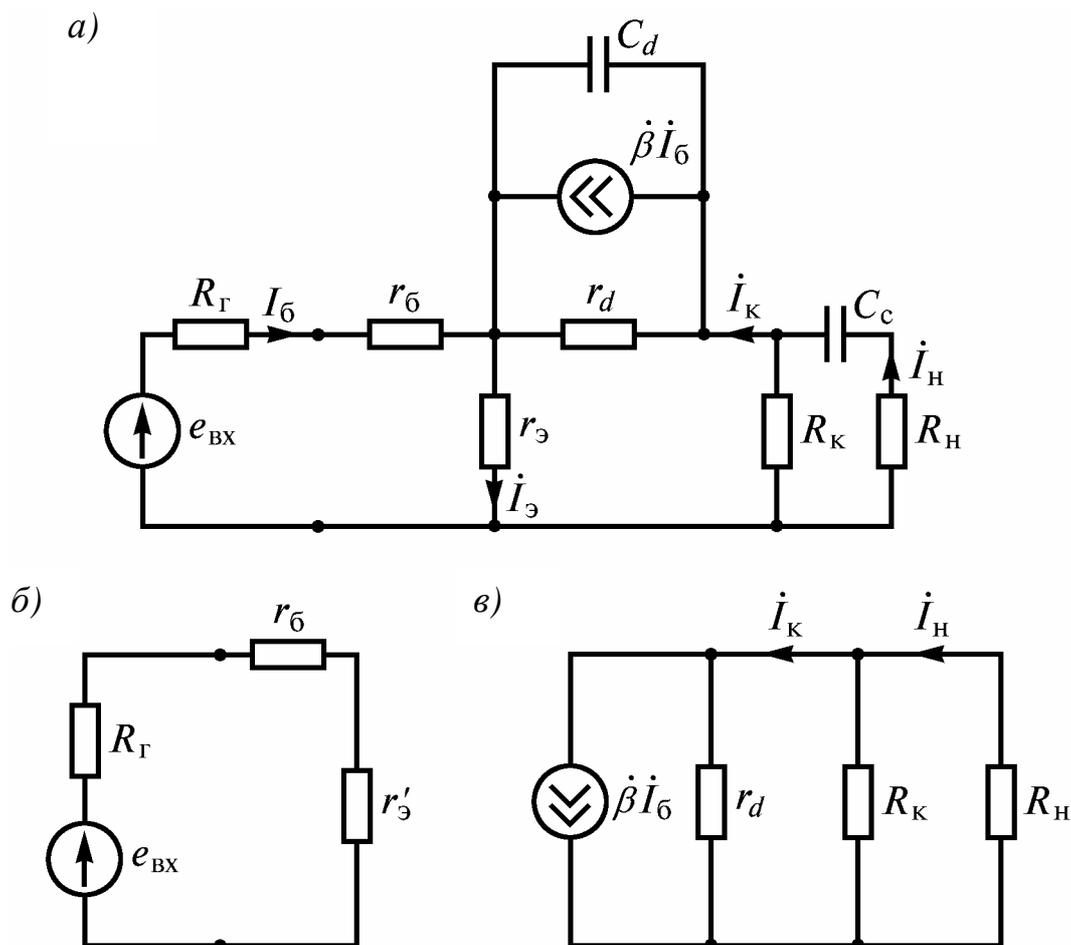


Рис. 2.9. Схема замещения каскада с ОЭ (а) и схемы замещения для входной (б) и выходной (в) цепей

ит конденсатор C_ϕ , также создающий короткое замыкание для переменной составляющей. Резистор R_k подключен к шине «-» т.к. сопротивление C_ϕ по переменной составляющей равно нулю.

На схеме рис. 2.9, а транзистор заменен его схемой замещения, на которой приведены физические параметры транзистора – сопротивление базы r_b , сопротивление эмиттера r_e , дифференциальное сопротивление коллектора r_d , емкость коллекторного перехода C_d ; $\beta \dot{I}_b$ – источник тока, учитывающий передачу тока от базы к коллектору.

Для упрощения расчета, схема разбита на схемы замещения для входной и выходной цепи (рис. 2.9, б, в). При преобразовании должно выполняться условие: $\dot{I}_e \cdot r_e = \dot{I}_b \cdot r'_e$.

На основе расчета схемы рис. 2.9, б получены основные соотношения для входной цепи. Входное сопротивление каскада

$$R_{ex} = r_b + r'_e, \quad (2.21)$$

где

$$r'_e = r_b \left(1 + \beta \frac{r_d}{r_d + R_H} \right); \quad (2.22)$$

$$R'_H = \frac{R_H \cdot R_k}{R_H + R_k}. \quad (2.23)$$

В схеме с общим эмиттером $R_{ex}=100\dots1000$ Ом.

Для дальнейшего упрощения последующие расчеты ведутся отдельно для средней, низшей и высшей частоты диапазона.

При средней частоте емкость C_d еще не сказывается (действует как разрыв), а емкость C_c уже не сказывается (действует как короткое замыкание).

Схема замещения выходной части для средних частот (см. рис.2.9, в) получается, если допустить, что r_e равно нулю. На схеме \dot{I}_k – переменная составляющая тока через коллектор; \dot{I}_H – переменная составляющая тока через нагрузку.

$$\dot{I}_H = \dot{I}_k \cdot \frac{R_k}{R_k + R_H}. \quad (2.24)$$

Коэффициент усиления по току в нагрузке

$$k_{in} = \beta \frac{r_d}{r_d + R'_H} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}. \quad (2.25)$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$k_u = k_{in} \cdot \frac{R_H}{R_{ex}}. \quad (2.26)$$

Выходное сопротивление

$$R_{вых} = \frac{R_K \cdot r_d}{R_K + r_d} \cdot \left(1 + \beta \frac{r_э}{R_э + r_б + r_э}\right). \quad (2.27)$$

Выходное сопротивление в схеме с общим эмиттером составляет десятки килоом. Входное и выходное сопротивления зависят друг от друга.

Недостаток каскада с общим эмиттером: большое выходное сопротивление и малое входное.

При низких частотах малая емкость C_d не сказывается, а емкость C_c начинает сказываться. Коэффициент усиления падает т.к. растет емкостное сопротивление C_c . Аналогично влияют конденсаторы C_b , C_f и $C_э$ (см. рис.2.8, а).

При высоких частотах коэффициент усиления транзистора падает, следовательно, падает и коэффициент усиления всего каскада.

АЧХ усилительного каскада приведена на рис. 2.10.

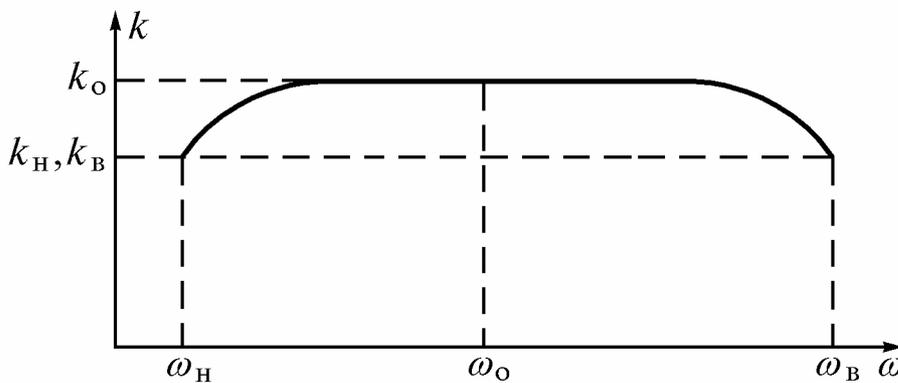


Рис. 2.10. АЧХ усилительного каскада с ОЭ

Усилительный каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель) повторяет форму входного сигнала в отличие от каскада с общим эмиттером, который инвертирует (переворачивает)

фазу входного сигнала. В каскаде с общим коллектором действует последовательная ООС по напряжению (рис. 2.11).

Поэтому $k_u < 1$; $k_i = \beta + 1$.

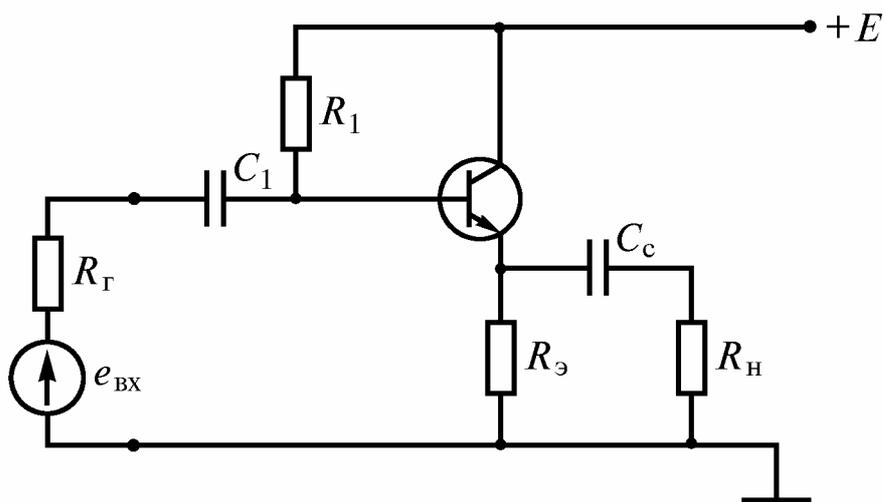


Рис. 2.11. Усилительный каскад с ОК

Преимущества этого усилительного каскада:

1) большое входное и очень маленькое выходное сопротивления (на входе 10...100 кОм, на выходе 100 Ом).

2) малые искажения.

3) Повторяет форму входного

сигнала.

Недостаток:

Малое усиление по напряжению (усиливается только ток).

Преимущества и недостатки определяются тем, что в усилительном каскаде применена глубокая отрицательная обратная связь по напряжению.

Каскад с общим коллектором применяется в качестве согласующего.

2.4.2. Многокаскадные усилители

Двухкаскадный усилитель переменного напряжения с емкостной связью приведен на рис. 2.12. Он представляет собой два каскада с общим эмиттером, соединенных через конденсатор. Включение конденсатора позволяет устанавливать режим покоя в каждом каскаде независимо. Расчет двухкаскадного усилителя можно свести к расчету однокаскадного. В качестве сопротивления нагрузки каждого каскада при этом принимается входное сопротивление последующего каскада.

Многокаскадные усилители переменного напряжения строятся аналогично. Они могут содержать, как каскады усиления напряжения, так и другие, например, каскады усиления мощности.

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов.

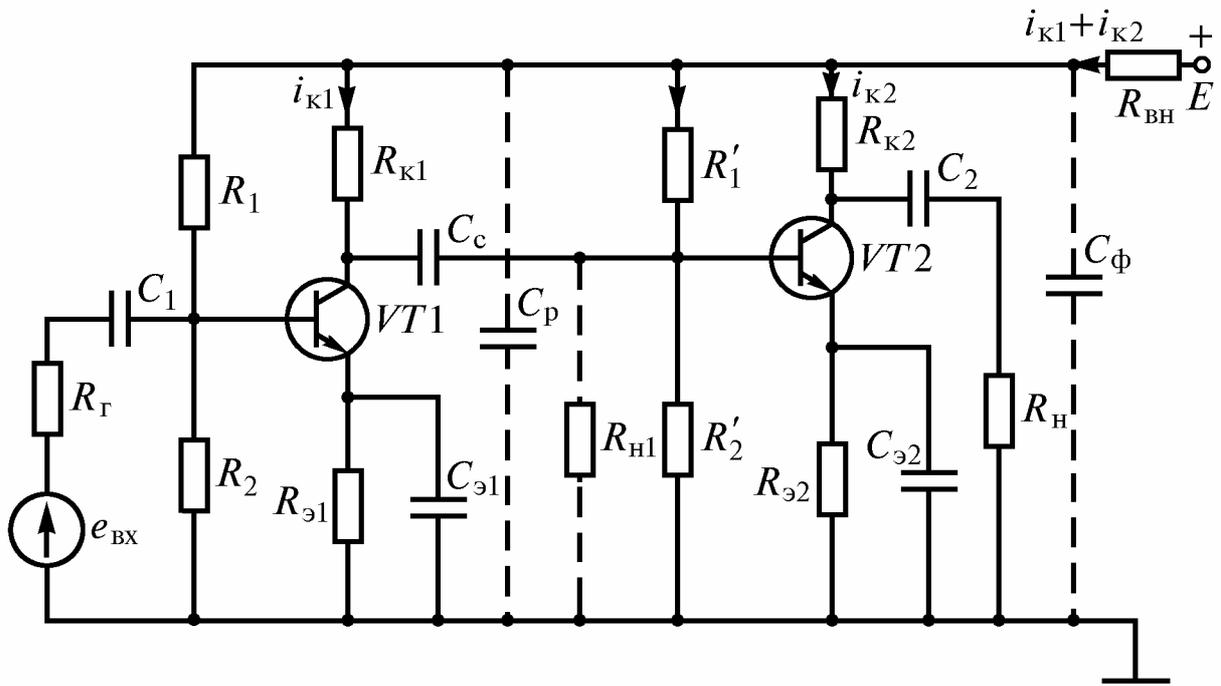


Рис. 2.12. Двухкаскадный усилитель переменного тока с емкостной связью

2.4.3. Паразитные обратные связи и развязывающие фильтры

Паразитные обратные связи возникают благодаря передаче энергии электромагнитного поля с выхода на вход, в частности через паразитные емкости и взаимоиндуктивности, которые не указаны на схеме, но возникают из-за того, что, например, между любыми проводами имеется емкость. Если при этом один провод идет ко входу, а второй к выходу, то через эту емкость возникает паразитная обратная связь.

Методы борьбы с такими паразитными обратными связями:

1. Правильное взаимное расположение элементов (например, входные и выходные провода должны проходить перпендикулярно друг другу).

2. Экранирование (излучающие и воспринимающие элементы окружаются проводящим или ферромагнитным экраном). Экранирование позволяет устранить взаимное влияние источников сигнала, но применяя экранирование мы ухудшаем частотную характеристику, поэтому, по возможности, следует применять первый способ.

Паразитные обратные связи возникают и через внутреннее сопротивление источника питания. За счет падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника питания появляются переменные составляющие, передаваемые по цепям питания на вход (см. рис. 2.12). Для борьбы с ними непосредственно в месте подвода питания к каскаду

подключается конденсатор. Он служит **развязывающим фильтром**. Переменные составляющие, приходящие от источника питания, замыкаются через него и не проходят на вход.

Контрольные вопросы

1. Как стабилизировать рабочую точку покоя?
2. Как определить коэффициент усиления каскада с ОЭ?
3. Как определить АЧХ каскада с ОЭ? Как можно влиять на нее?
4. В чем состоят преимущества каскада с ОК?

2.5. Усилители постоянного тока (УПТ)

2.5.1 Особенности УПТ. Дрейф нуля

УПТ – это усилитель с полосой пропускания, включающей нулевую частоту. На рис. 2.13 приведена его АЧХ. УПТ очень широко применяются в системах автоматического регулирования.

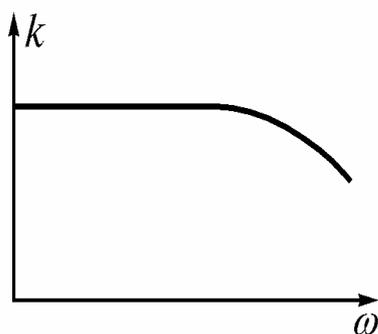


Рис. 2.13. АЧХ УПТ

В УПТ применяется только гальваническая связь каскадов. Из-за этого возникает ряд проблем:

а) трудность согласования потенциалов соседних каскадов, трудность независимого выбора рабочей точки покоя;

б) нестабильность выходного сигнала при изменении напряжения питания, температуры, параметров элементов, получившая название дрейф нуля.

Дрейф нуля – это изменение выходного напряжения при неизменном входном.

Абсолютный дрейф – это максимальное изменение выходного напряжения за определенный промежуток времени при закороченном входе.

Дрейф, приведенный ко входу:
$$U_{\partial p}^{вх} = \frac{U_{\partial p}^{вых}}{k_u}$$

Он определяет чувствительность усилителя.

Причины дрейфа:

1. Колебания напряжения питания.
2. Изменение параметров транзисторов и резисторов при изменении температуры.
3. Изменение параметров транзисторов и резисторов во времени (старение).

Пути уменьшения дрейфа нуля:

1. Стабилизация напряжения источника питания.
2. Применение термостабильных элементов и применение температурной компенсации.
3. Применение элементов стабильных во времени.
4. Применение глубоких отрицательных обратных связей.
5. Применение мостовых (балансных) схем.
6. Применение усилителей с промежуточным преобразованием.

Очевидно, что первые три метода являются прямым ответом на причины. Применение глубоких отрицательных обратных связей является общим методом борьбы со всякой нестабильностью. Применение специальных балансных схем будет рассмотрено ниже. В усилителях с промежуточным преобразованием входное постоянное напряжение вначале преобразовывается в переменное, затем усиливается без дрейфа нуля и вновь превращается в постоянное.

В соответствии с этим УПТ по построению делятся на:

1. **Усилители прямого усиления.**
2. **Усилители с промежуточным преобразованием.**

В усилителях прямого усиления входной сигнал усиливается без преобразований.

2.5.2. Усилители постоянного тока прямого усиления

На рис. 2.14 приведена упрощенная схема трехкаскадного усилителя постоянного тока прямого усиления. Первый каскад - **дифференциальный (балансный) усилительный каскад (ДУ)** представляет собой мост, выполненный на резисторах $R_{к1}$, $R_{к2}$ и транзисторах $VT1$, $VT2$. Если мост сбалансирован, то напряжение на его выходе $U_{\text{вых диф}}$ равно нулю независимо от изменения напряжения питания и других факторов одновременно действующих на оба плеча (например, изменения температуры).

Для дальнейшего уменьшения дрейфа нуля в цепь эмиттеров включен, стабилизатор тока, выполненный на транзисторе $VT3$. Для темпера-

турной компенсации в стабилизаторе тока включен диод, выполненный на транзисторе $VT4$.

На рис. 2.15 приведена схема замещения дифференциального усилительного каскада, в котором стабилизатор тока заменен на источник тока.

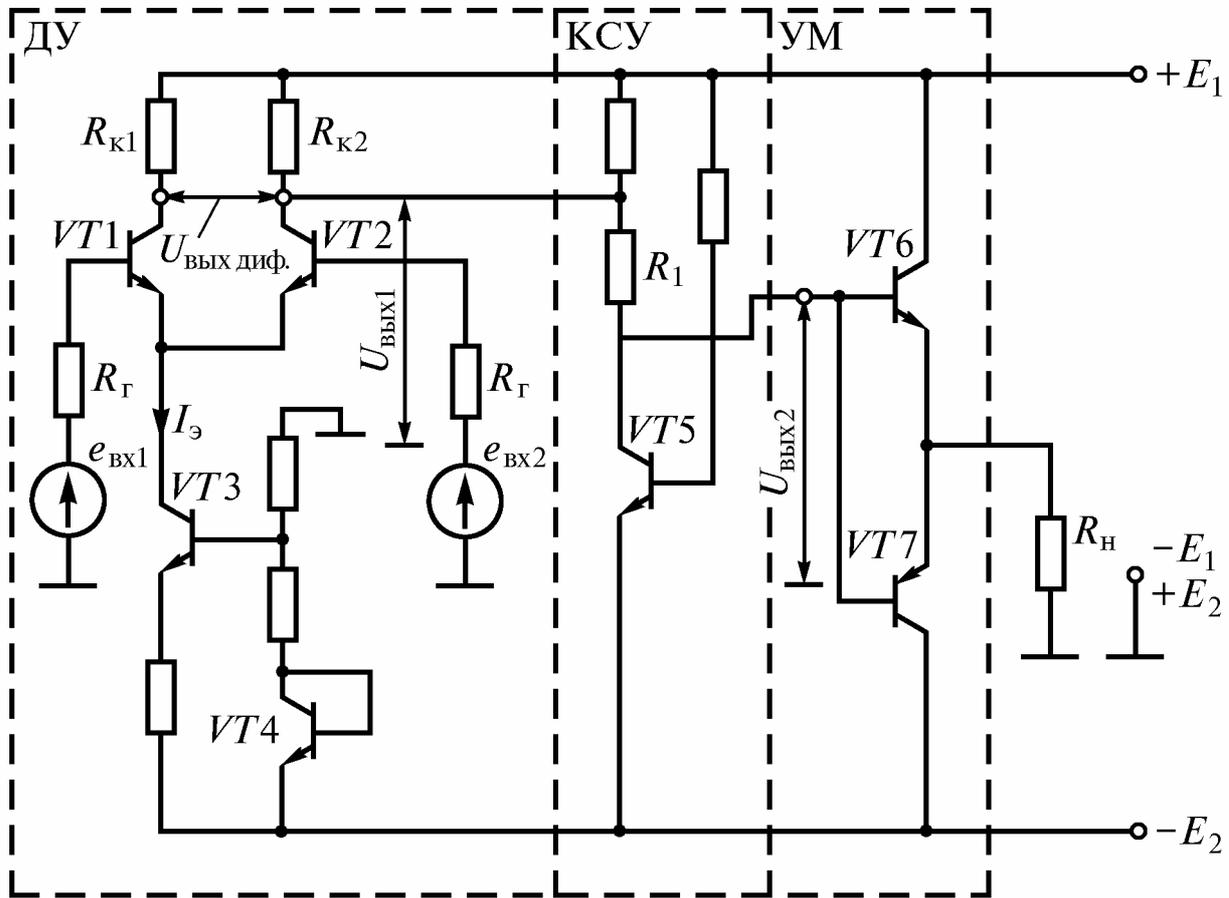


Рис. 2.14. Трехкаскадный УПТ

Рассмотрим режим покоя в этом каскаде, когда $e_{вх1}=0$, $e_{вх2}=0$. За счет одинакового напряжения на базах через транзисторы протекают равные токи, создающие равные падения напряжения на резисторах $R_{к1}$, $R_{к2}$. Поэтому напряжение на выходе $U_{вых\ диф}$, равное разности этих падений, равно нулю.

Нетрудно увидеть, что любые симметричные воздействия в схеме не изменят выходной сигнал, если плечи совершенно одинаковы.

Если подать входной сигнал $e_{вх1}>0$, то ток $I_{к1}$ увеличивается, а, так как $I_3=\text{const}$, то $I_{к2}$ уменьшается, и выходное напряжение имеет полярность: слева «-», справа «+».

Выходное напряжение в схеме (см. рис. 2.15) снимается между коллекторами и не связано с землей. Это является недостатком данного каскада. **Дифференциальный усилительный каскад**, в котором выходное напряжение снимается между коллекторами, называется **симметричным**.

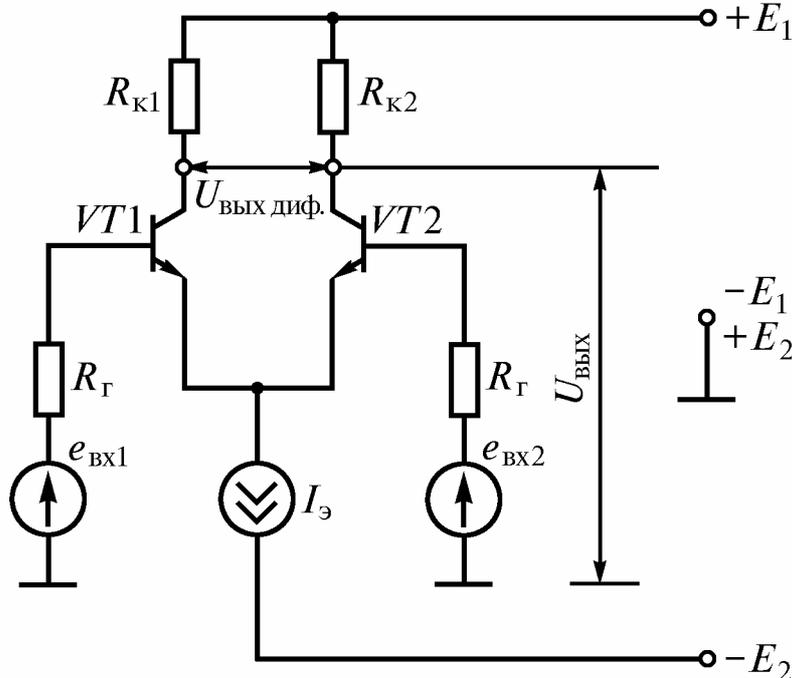


Рис. 2.15. Схема замещения дифференциального усилительного каскада

Выходной сигнал $U_{\text{ВЫХ1}}$ снимается с одного коллектора относительно земли (см. рис. 2.14). Несимметричный ДУ имеет два входа. Если на вход транзистора $VT1$ подать сигнал $e_{\text{ВХ1}} > 0$, то ток $I_{\text{к1}}$ увеличивается, а, так как $I_{\text{э}} = \text{const}$, то $I_{\text{к2}}$ уменьшается, и выходное напряжение на коллекторе $VT2$ увеличивается, то есть направление изменения выходного сигнала соответствует входному. Поэтому этот вход называется **неинвертирующим** (прямым, повторяющим).

Если на вход транзистора $VT2$ подать сигнал $e_{\text{ВХ2}} > 0$, то ток $I_{\text{к2}}$ увеличивается, а выходное напряжение на коллекторе $VT2$ уменьшается, то есть направление изменения выходного сигнала противоположно входному. Поэтому этот вход называется **инвертирующим**.

Если положительные сигналы поданы на оба входа, то сигнал на выходе пропорционален их разности (дифференциалу). Отсюда и название усилителя - дифференциальный. Разность входных сигналов называется **дифференциальным сигналом**. **Коэффициент усиления дифференциального сигнала.**

$$k_{\text{ид}} = \frac{\beta \cdot R_{\text{к}}}{R_{\text{вх}}}, \quad (2.28)$$

где $R_{\text{вх}}$ – входное сопротивление каскада, определяемое по формуле (2.21).

На рис. 2.16 показаны временные диаграммы, при усилении дифференциального сигнала. При отсутствии входных сигналов выходное на-

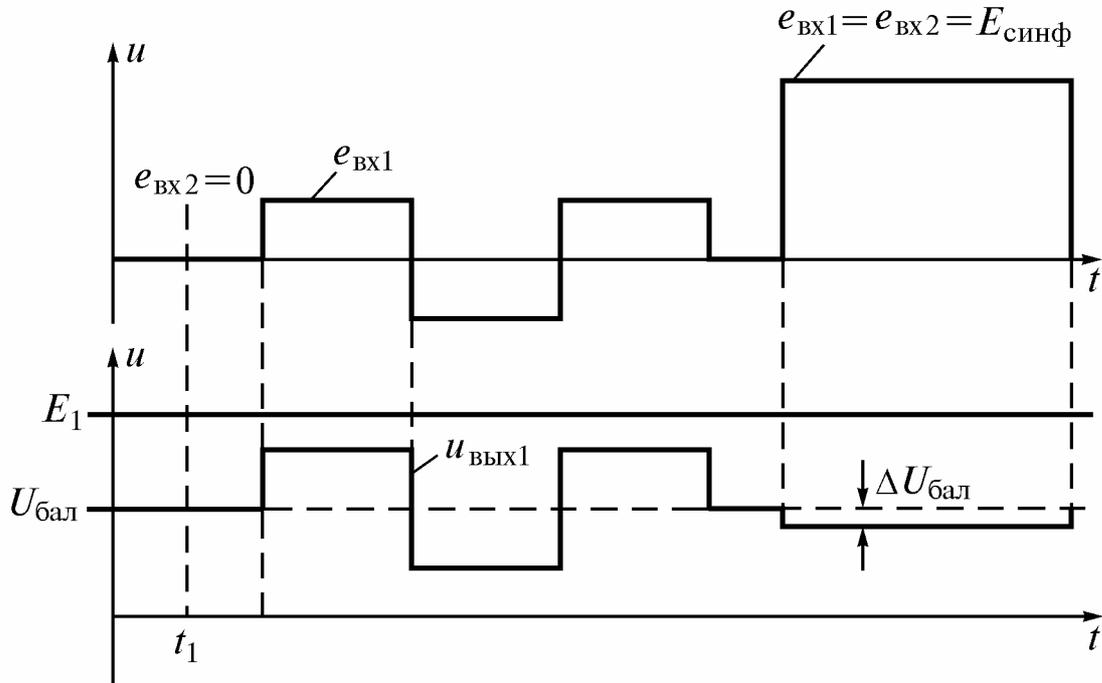


Рис. 2.16. Временные диаграммы при усилении дифференциальных и синфазных сигналов

пряжение не равно нулю: $U_{\text{вых1}} = U_{\text{бал}}$. При подаче входного сигнала на неинвертирующий вход на выходе появляется напряжение $u_{\text{вых1}}$.

Два одинаковых сигнала, подаваемых на оба входа называются **синфазными** (см. рис. 2.16). За счет неполной симметрии в реальном каскаде на выходе появляется ненулевой сигнал ($|\Delta U_{\text{бал}}|$). **Коэффициент передачи синфазного сигнала**

$$k_{\text{сиф}} = \frac{|\Delta U_{\text{бал}}|}{E_{\text{сиф}}}, \quad (2.29)$$

где $E_{\text{сиф}} = e_{\text{вх1}} = e_{\text{вх2}}$.

Качество ослабления синфазного сигнала характеризует **коэффициент ослабления синфазного сигнала**

$$k_{\text{осл}} = 20 \lg \frac{k_{\text{сиф}}}{k_{\text{ид}}} \quad (2.30)$$

В усилителях на интегральных схемах синфазный сигнал ослабляется на 80...100 дБ, т.е. в 10000...100000 раз.

Преимущества дифференциального усилительного каскада.

1. Входной сигнал подается относительно земли.
2. Малый дрейф нуля.
3. Ослабляется синфазный сигнал, что обеспечивает высокую помехоустойчивость, так как помехи одновременно поступают на оба входа.

Недостаток:

В выходном сигнале присутствует постоянная составляющая при отсутствии входного сигнала.

Каскад сдвига уровня сигнала (КСУ на рис. 2.14) позволяет устранить эту постоянную составляющую. На транзисторе $VT5$ выполнен стабилизатор тока, создающий на резисторе R_1 падение напряжения, равное $U_{\text{бал}}$. Это напряжение вычитается из выходного напряжения ДУ $U_{\text{вых1}}$. Поэтому выходное напряжение КСУ $U_{\text{вых2}}$ при отсутствии входных сигналов равно нулю.

Выходной каскад усиления мощности с заземленной нагрузкой (УМ на рис. 2.14) обеспечивает усиление мощности. При этом выходной сигнал снимается относительно земли. УМ представляет собой двухтактный эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторах $VT6$; $VT7$. Если, поступающее на его вход напряжение $U_{\text{вых2}}$ положительно, то открывается транзистор $VT6$ и на нагрузку подается положительное напряжение, если $U_{\text{вых2}}$ отрицательно, то открывается $VT7$ и на нагрузку подается отрицательное напряжение.

Структура УПТ, приведенная на рис. 2.14, является основой создания операционных усилителей.

Контрольные вопросы

1. В чем состоят особенности УПТ?
2. Что такое дрейф нуля и как с ним бороться?
3. Как в дифференциальном усилительном каскаде уменьшается дрейф нуля без уменьшения коэффициента усиления?
4. Что такое коэффициент передачи дифференциального и синфазного сигнала?
5. Каков недостаток дифференциального усилительного каскада и как с ним борются?

6. Как работает усилитель мощности с заземленной нагрузкой?

2.6. Аналоговые интегральные микросхемы (АИМС)

2.6.1. Классификация АИМС

По решаемым задачам АИМС делятся на:

- а) операционные усилители (ОУ);
- б) инструментальные схемы (ИС);
- в) силовые схемы (СС);
- г) радиочастотные схемы (РС).

ОУ – это многоцелевой усилитель, предназначенный для выполнения математических операций.

ИС – это многоцелевые устройства, осуществляющие высокоточные преобразования аналоговых сигналов. От операционных усилителей отличаются наличием цифровых цепей и большей стабильностью.

СС – применяют для блоков питания и в каскадах усиления мощности.

РС – служат для усиления и преобразования радиосигналов.

2.6.2. Операционные усилители

Операционный усилитель (ОУ) – это усилитель постоянного тока прямого усиления с дифференциальным входом. На рис. 2.17 приведена функциональная схема операционного усилителя. На схеме ДУ – дифференциальный усилительный каскад; КСУ – каскад сдвига уровня; УМ – усилитель мощности. Из рис. 2.17 видно, что структура ОУ соответствует структуре, рассмотренного ранее УПТ (рис. 2.14), однако, современные ОУ имеют гораздо более сложные схемы.

На рис. 2.18, а приведены передаточные характеристики ОУ по инвертирующему (1) и неинвертирующему (2) входам $U_{вых} = f(U_{вх})$.

Характеристики, приведенные на рис. 2.18, а, справедливы для идеального ОУ. Передаточные характеристики реального ОУ, показанные на рис. 2.18, б штрихами (два варианта) не проходят через нуль. Из-за малости смещения нуля, его можно определить только косвенно:

Для устранения смещения нуля применяют схемы балансировки. В лучших образцах ОУ балансировка не требуется.

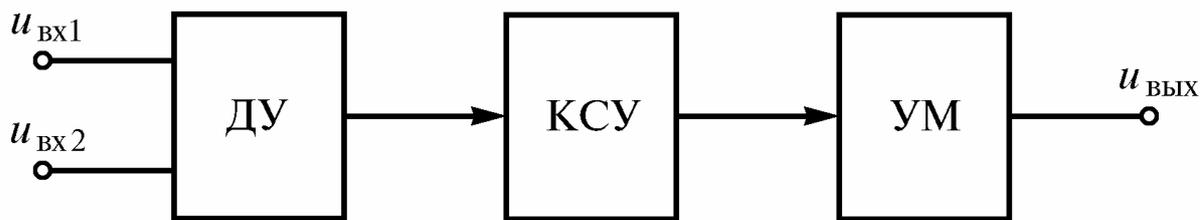


Рис. 2.17. Функциональная схема ОУ

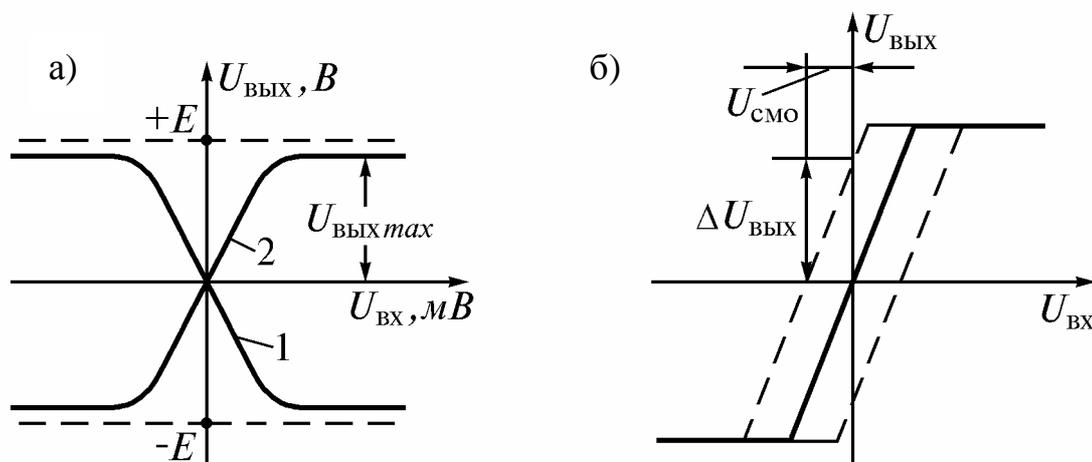


Рис. 2.18. Передаточные характеристики идеального (а) и реального (б) ОУ

Современные ОУ характеризуются очень высоким коэффициентом усиления ($k_u=10^3...10^7$) и очень большим входным сопротивлением ($R_{вх} = \text{до } 10^7 \text{ Ом}$).

На рис. 2.19 приведена схема включения операционного усилителя и его условное обозначение. Через резисторы R_1 и R_2 на входы подаются входные сигналы, а выходной сигнал появляется на нагрузке R_n . Цепи питания и присоединения к земле обычно на схемах не изображают.

При анализе схем с ОУ обычно применяют допущения, существенно упрощающие расчеты:

1) входное сопротивление $R_{вх.оу} = \infty$, оно действительно велико, см. выше;

2) напряжение непосредственно на входе в точке суммирования $U_{\Sigma} = 0$. Оно мало по сравнению с выходным и с входным напряжениями, т.к. k_u очень велико).

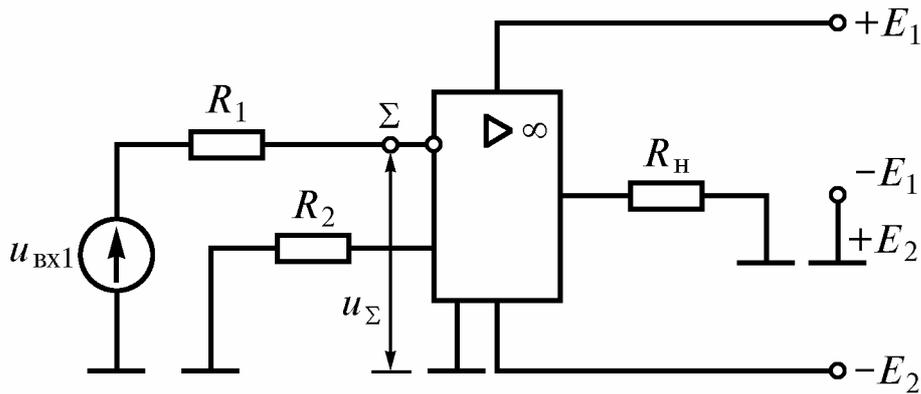


Рис. 2.19. Схема включения ОУ

Чтобы ОУ выполнял различные операции, его по-разному включают, охватывая различными обратными связями. Глубокие обратные связи позволяют обеспечить малый дрейф нуля.

2.6.3. Инвертирующий усилитель

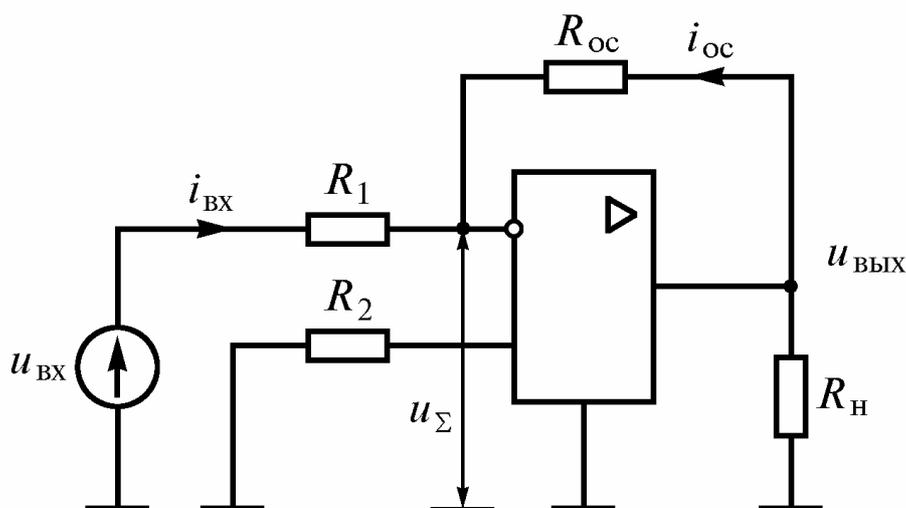


Рис. 2.20. Схема инвертирующего усилителя

На рис. 2.20 приведена схема инвертирующего усилителя на базе ОУ.

Усилитель охвачен отрицательной параллельной обратной связью по напряжению, так как выходное напряжение подается на инвертирующий вход параллельно

входному сигналу. Определим коэффициент усиления для этой схемы.

Входной ток (с учетом допущения $U_{\Sigma} = 0$)

$$i_{вх} = \frac{U_{вх} - U_{\Sigma}}{R_1} = \frac{U_{вх}}{R_1}. \quad (2.31)$$

Ток в цепи обратной связи

$$i_{oc} = \frac{U_{вых} - U_{\Sigma}}{R_{oc}} = \frac{U_{вых}}{R_{oc}}. \quad (2.32)$$

С учетом допущения, $R_{ex.oy} = \infty$ очевидно, что $i_{ex} = -i_{oc}$, тогда коэффициент усиления

$$k_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{R_{oc}}{R_1}. \quad (2.33)$$

Таким образом, коэффициент усиления определяется отношением резисторов и не зависит от коэффициента усиления операционного усилителя.

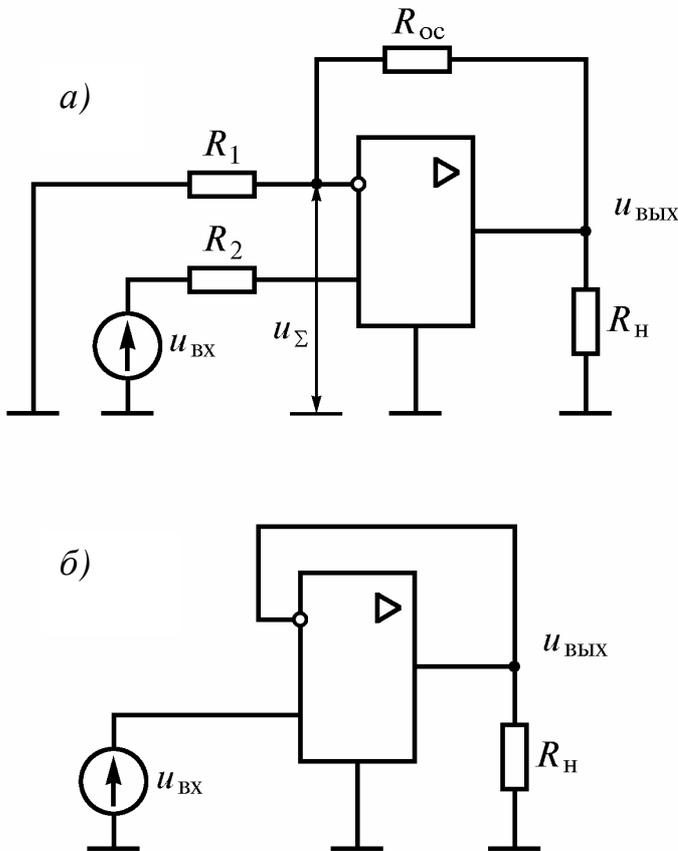


Рис. 2.21. Схемы неинвертирующего усилителя (а) и повторителя (б)

Так как $R_{ex.oy} = \infty$, то сопротивление R_2 можно замкнуть.

2.6.4. Неинвертирующий усилитель

На рис. 2.21, а приведена схема неинвертирующего усилителя на базе ОУ. В этой схеме действует отрицательная последовательная обратная связь по напряжению. Поэтому можно воспользоваться формулой (2.19)

$$k_{uooc} = \frac{k}{1 + \gamma k} = \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\gamma k} + 1}, \quad (2.34)$$

где γ – коэффициент передачи цепи обратной связи.

$$\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}. \quad (2.35)$$

Пусть $k_u = 10^4$, $\gamma = 0.01$, тогда $\gamma \cdot k_u = 100$ и второй сомножитель в выражении (2.34) близок к единице.

$$k_{uooc} \approx \frac{1}{\gamma} \approx \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1}. \quad (2.36)$$

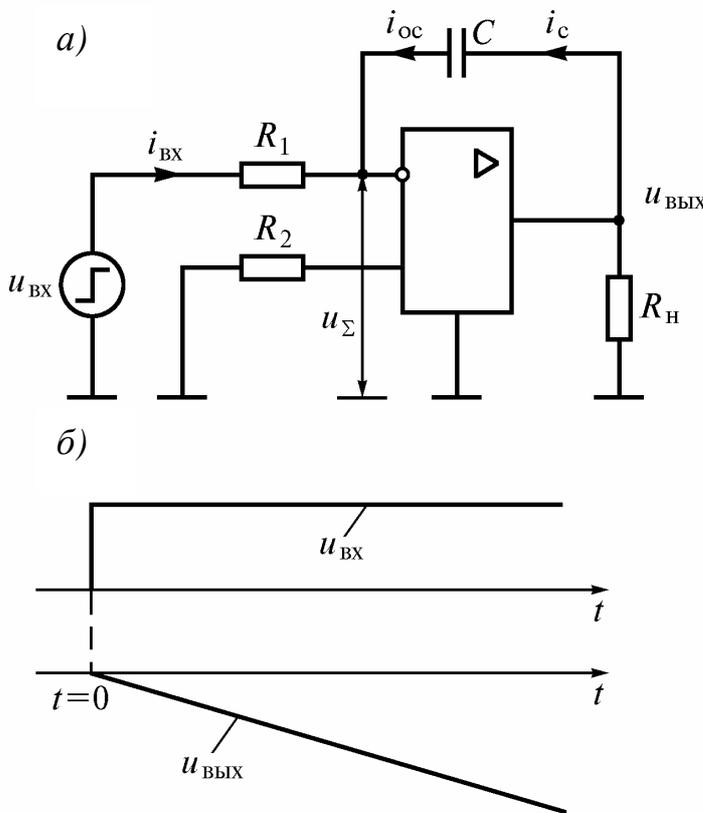
Этот усилитель позволяет с высокой степенью точности усиливать сигнал без изменения знака.

2.6.5. Повторитель на ОУ

Повторитель (рис. 2.21, б) – это неинвертирующий усилитель, у которого коэффициент передачи цепи обратной связи γ равен единице. Определим коэффициент усиления повторителя

$$k_{uooc} = \frac{k_u}{1 + k_u} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_u}}. \quad (2.37)$$

Если $k_u = 10^3 \dots 10^7$ то, очевидно, что повторитель воспроизводит входной сигнал с очень большой точностью. Он применяется для согласования, так как имеет очень большое входное сопротивление и достаточную выходную мощность.



2.6.6. Интегратор

На рис. 2.22, а приведена схема интегратора, выполненная на базе ОУ. В цепь обратной связи включен конденсатор C . Пусть в момент $t=0$ (рис. 2.22, б) на вход подается скачок напряжения U . Входной ток с учетом допущения $U_{\Sigma} \Rightarrow 0$

$$i_{ex} = \frac{U - U_{\Sigma}}{R_1} = \frac{U}{R_1}. \quad (2.38)$$

Рис. 2.22. Интегратор (а) и его временные диаграммы (б)

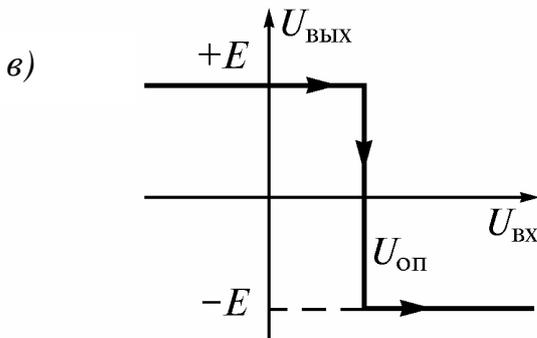
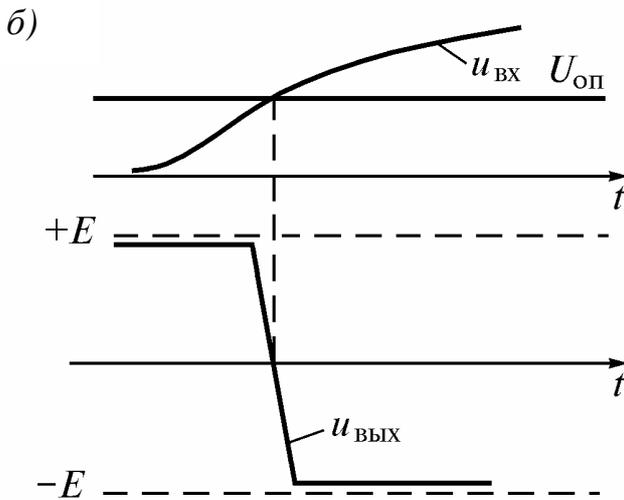
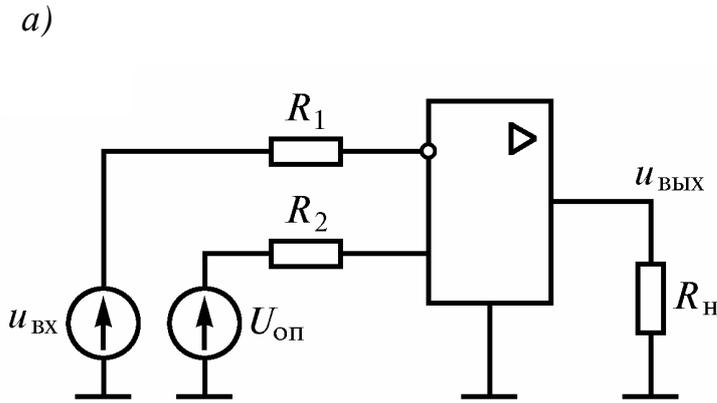


Рис. 2.23. Компаратор (а), его временные диаграммы (б) и передаточная характеристика (в)

меньше опорного $U_{оп}$ напряжение на выходе максимальное положительное. Из-за большого коэффициента усиления ОУ под действием большой разности напряжений он находится в глубоком насыщении.

С учетом допущения $R_{ex.oy} = \infty$, ток через конденсатор

$$i_c = i_{oc} = -i_{ex}. \quad (2.39)$$

Напряжение на конденсаторе с учетом первого допущения

$$u_c = u_{ex} - U_{\Sigma} = u_{ex}. \quad (2.40)$$

С учетом формул (2.38 – 2.39)

$$\begin{aligned} u_{ex} &= u_c = \frac{1}{C_0} \int i_c dt = \\ &= \frac{1}{C_0} \int -\frac{U}{R_1} dt = -\frac{1}{R_1 \cdot C_0} \int U dt = \\ &= -\frac{U}{R_1 \cdot C} t. \end{aligned} \quad (2.41)$$

Таким образом, напряжение на выходе равно интегралу входного сигнала.

2.6.7. Компараторы

Компаратор – это устройство для сравнения двух сигналов. Рассмотрим компаратор для сравнения сигналов одинаковой полярности (рис. 2.23, а). На временной диаграмме (см. рис. 2.23, б) видно, что пока входное напряжение u_{ex} , подаваемое на инвертирующий вход,

Когда напряжения становятся очень близкими компаратор выходит из насыщения и быстро переключается, т.е. напряжение на выходе меняет знак. На рис. 2.23, в представлена передаточная характеристика компаратора.

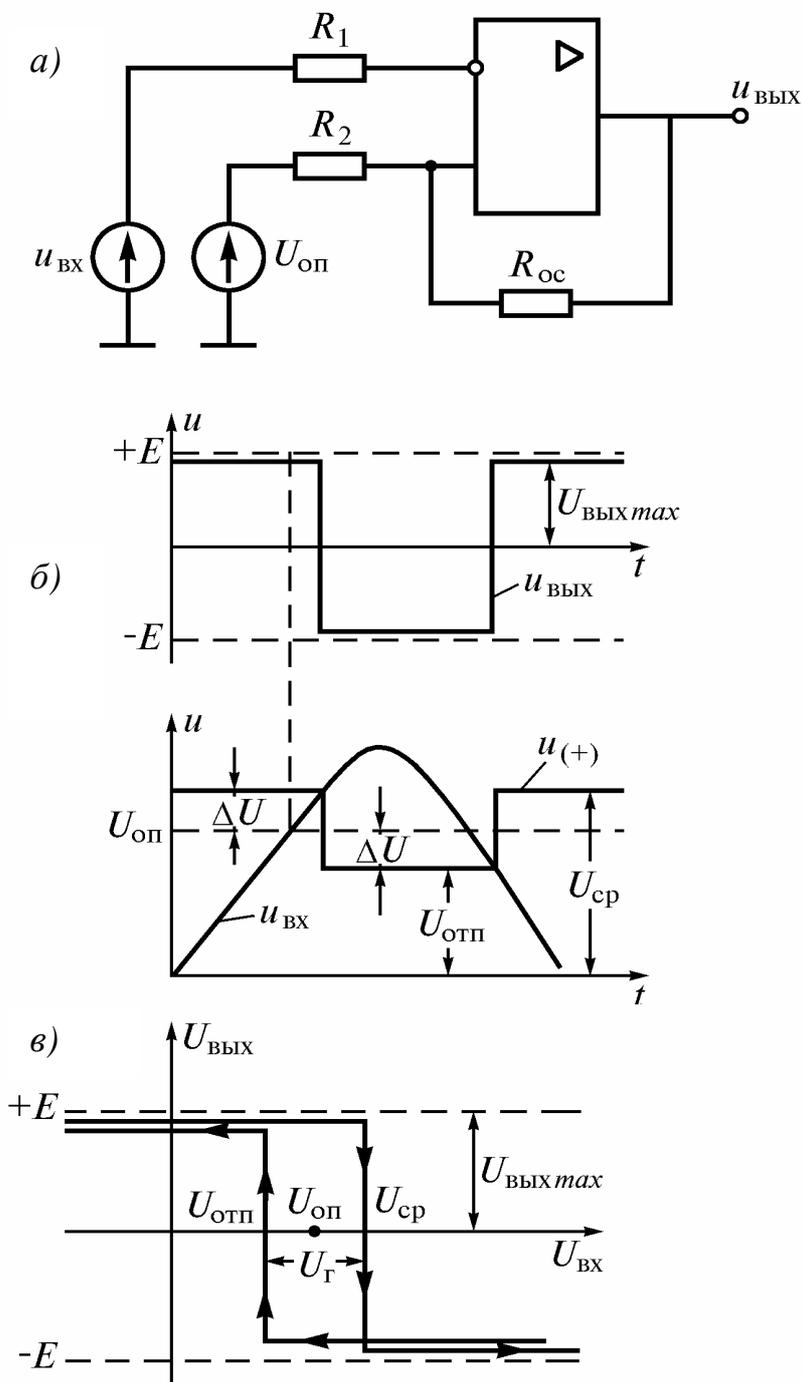


Рис. 2.24. Регенеративный компаратор (а), его временные диаграммы (б) и передаточная характеристика (в)

Недостаток компаратора – низкая помехоустойчивость (чем чувствительнее компаратор, тем ниже помехоустойчивость). Это вызвано тем, что помеха накладывается на полезный сигнал и вызывает многократные ложные переключения.

Регенеративный компаратор (триггер Шмидта) (рис. 2.24, а) применяется для повышения помехоустойчивости. В нем используется положительная обратная связь, подаваемая на вход через резистор R_{oc} . Коэффициент передачи цепи обратной связи

$$\gamma = \frac{R_2}{R_2 + R_{oc}}. \quad (2.42)$$

На временной диаграмме (см. рис. 2.24, б) видно, что пока входное напряжение $u_{вх}$, подаваемое на инвертирующий вход, меньше опорного $U_{оп}$, напряжение на выходе макси-

мальное положительное. Через цепь обратной связи на неинвертирующий вход подается дополнительное напряжение $\Delta U = \gamma \cdot U_{\text{вых. max}}$. Поэтому на входе действует сумма $U_{\text{он}} + \Delta U$ и компаратор срабатывает при $u_{\text{вх}} = U_{\text{ср}}$. После срабатывания напряжение на выходе становится отрицательным. Положительное напряжение на неинвертирующий вход уменьшается до напряжения отпускания $U_{\text{отп}} = U_{\text{он}} - \Delta U$. Следующее переключение произойдет, если входное напряжение станет меньше напряжения отпускания. Если амплитуда помехи не превышает $2\Delta U$, то ложных переключений не происходит.

За счет положительной обратной связи переключения в регенеративном компараторе происходят очень быстро.

Передаточная характеристика регенеративного компаратора имеет петлю гистерезиса (см. рис. 2.24, в). Ширина петли гистерезиса

$$U_{\text{г}} = 2 \cdot U_{\text{вых. max}} \gamma. \quad (2.43)$$

Преимущества регенеративного компаратора: большая помехоустойчивость и быстрое переключение.

Недостаток: меньшая точность.

Временные диаграммы и передаточная характеристика для случая: $U_{\text{он}} = 0$ приведены на рис. 2.25.

2.6.8. Мультивибратор

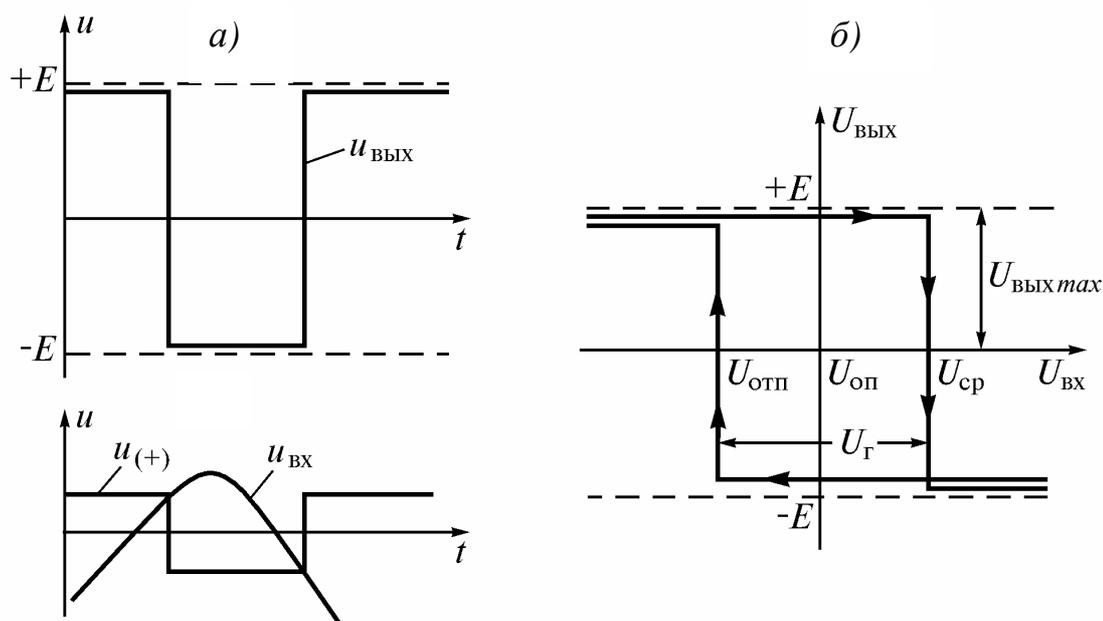


Рис. 2.25. Временные диаграммы (а) и передаточная характеристика (б) регенеративного компаратора при $U_{\text{он}} = 0$

Мультивибратор – это генератор прямоугольных колебаний (рис. 2.26, а). Он представляет собой регенеративный компаратор, в котором на инвертирующий вход подается сигнал обратной связи через интегрирующую цепь RC , а опорное напряжение равно нулю.

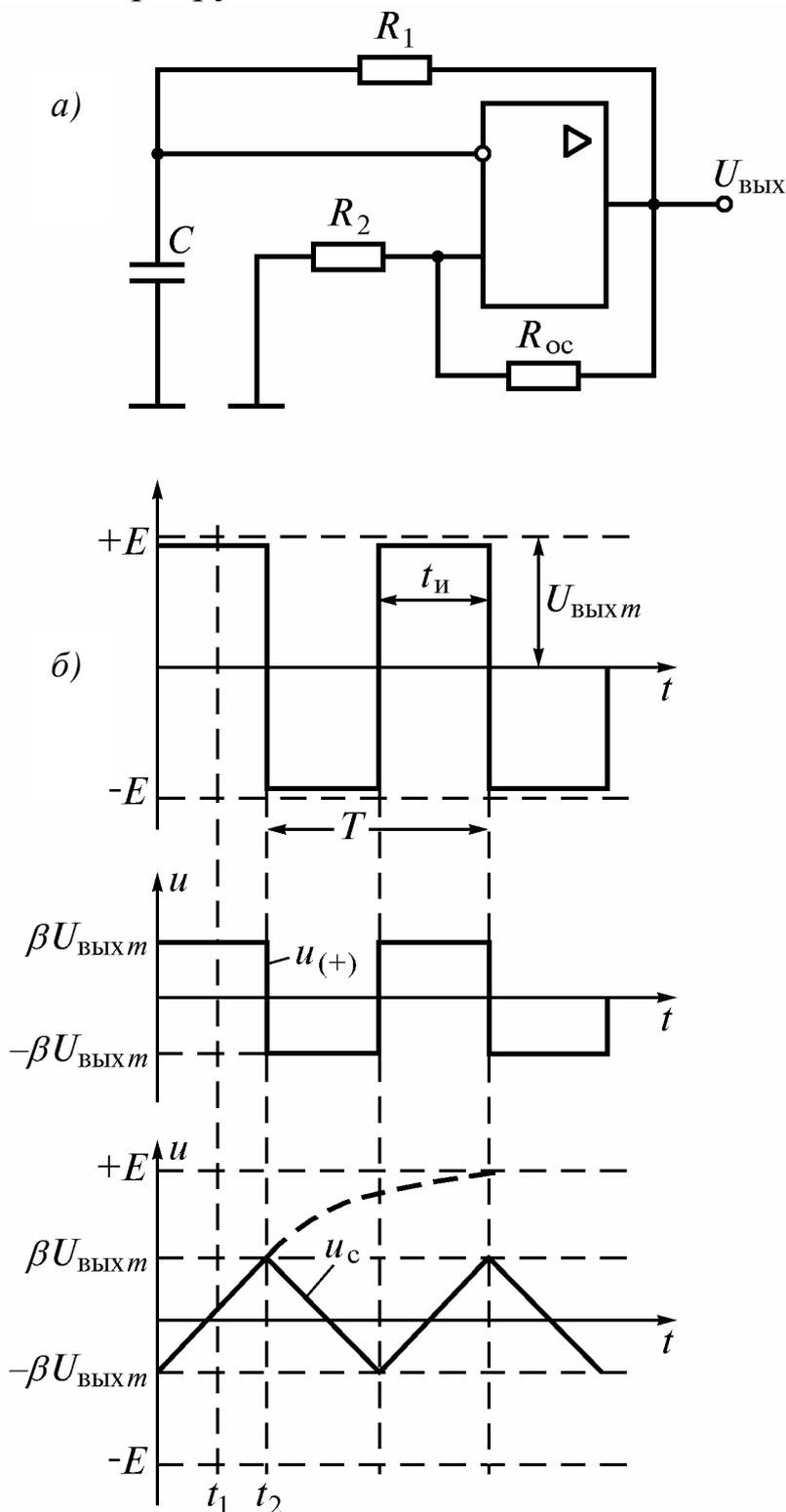


Рис. 2.26. Мультивибратор (а) и его временные диаграммы (б)

Мультивибратор является автогенератором и работает без подачи входного сигнала. Временные диаграммы мультивибратора показаны на рис. 2.26, б.

Пусть в момент t напряжение на выходе положительное, тогда напряжение на неинвертирующем входе тоже положительное. Оно определяется коэффициентом передачи цепи обратной связи

$$\gamma = \frac{R_2}{R_2 + R_{oc}} \quad (2.44)$$

Напряжение с выхода, подаваемое на RC цепь, вызывает нарастание напряжения на инвертирующем входе. В момент t , когда это напряжение превысит напряжение на неинвертирующем входе, произойдет переключение. Напряжение на выходе и на неинвертирующем входе станет отрица-

тельным, конденсатор начнет перезаряжаться в противоположном направлении.

Выходное напряжение мультивибратора имеет частоту

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2 \cdot t_u}, \quad (2.45)$$

где

$$t_u = \tau \lg\left(1 + 2 \cdot \frac{R_2}{R_{oc}}\right), \quad (2.46)$$

$$\tau = R \cdot C. \quad (2.47)$$

На основе описанных простейших аналоговых схем строятся более сложные схемы различного назначения:

Контрольные вопросы

1. Что такое операционный усилитель?
2. Как определить коэффициент усиления (коэффициент передачи) инвертирующего и неинвертирующего усилителя?
3. Какой сигнал будет на выходе интегратора, если на вход подается знакопеременный прямоугольный входной сигнал? А если серия однополярных прямоугольных импульсов?
4. В чем преимущества регенеративного компаратора перед простым компаратором? В чем его недостаток?
5. Поясните временные диаграммы мультивибратора. Как можно изменить частоту?

Глава 3. ЦИФРОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

3.1. Классификация цифровых интегральных микросхем и элементы алгебры логики

Цифровые интегральные микросхемы (ЦИМС) оперируют комбинацией символов «0» и «1» двоичной системы счисления. Этим значениям соответствуют крайние значения входных и выходных напряжений. На рис.3.1 приведен вид сигнала, подаваемого на вход ЦИМС. Участок сигнала, имеющий уровень выше напряжения соответствующего единице принимается за 1, а ниже напряжения соответствующего нулю принимается за 0.

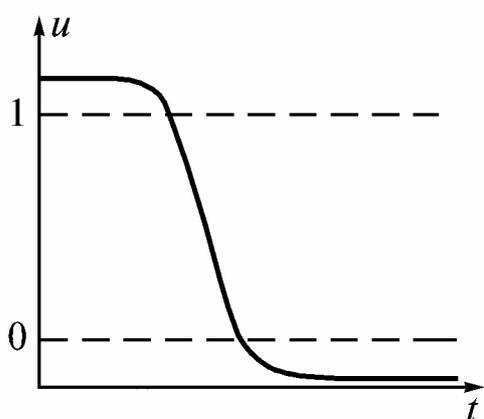


Рис. 3.1. Определение понятий 1 и 0 в цифровых схемах

К ЦИМС относятся **логические схемы**, реализующие логические операции И, ИЛИ, НЕ и т.д. Цифровые схемы, которые управляются уровнями напряжения, называются **потенциальными**.

Логические микросхемы делятся на:

1) **комбинационные микросхемы** (однотактные или без памяти), в которых выходной сигнал является функцией входных сигналов. К ним относятся ЦИМС реализующие логические операции И, ИЛИ, НЕ и т.д;

2) **последовательностные микросхемы** (многотактные или с памятью),

где выходной сигнал дополнительно зависит от состояния схемы в предыдущем интервале времени. К ним относятся счетчики, триггеры и т.д.

ЦИМС подразделяются на:

1) **синхронные**, в которых переключение происходит после воздействия тактового импульса;

2) **асинхронные**, в которых переключение происходит в произвольный момент времени, когда приходит сигнал.

Ключевые элементы в ЦИМС называют **вентильями**.

Логические элементы можно выполнить на основе различных схем. Рассмотрим основные **типы логик**.

РТЛ – резистивно-транзисторная логика, выполненная на резисторах и транзисторах (устаревшая, теперь не используется).

ДТЛ – диодно-транзисторная логика, выполненная на диодах и транзисторах.

ТТЛ – транзисторно-транзисторная логика, выполненная как на обычных, так и на специальных многоэмиттерных транзисторах.

рМДПТЛ и nМДПТЛ – транзисторные логики на основе МДП-транзисторов с каналами типа р и n.

КМДПТЛ – комплиментарная (взаимодополняющая) логика, выполненная на основе сочетания МДП-транзисторов с каналами типа р и n.

И²Л – интегральная инжекционная логика. Применяется в больших интегральных схемах. У нее наилучшие показания по плотности упаковки элементов и быстродействию.

Логические элементы осуществляют простейшие логические операции над цифровой информацией. Логические преобразования двоичных сигналов составляют набор трех операций:

- 1) ИЛИ – логическое сложение (дизъюнкция), обозначаемое знаком “+” (рис. 3.2, а):

$$y = x_1 + x_2; \quad (3.1)$$

- 2) И – логическое умножение (конъюнкция), обозначаемое знаком “•” (рис. 3.2, б):

$$y = x_1 \bullet x_2; \quad (3.2)$$

- 3) НЕ – логическое отрицание (инверсия), обозначаемое чертой над переменной (рис. 3.2, в):

$$y = \bar{x}. \quad (3.3)$$

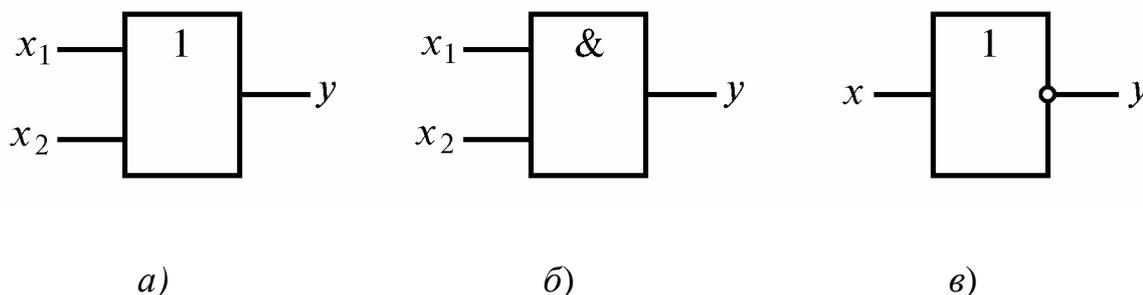


Рис. 3.2. Условные обозначения логических элементов, выполняющих операции ИЛИ (а), И (б), НЕ (в)

Контрольные вопросы

1. Чем отличаются ЦИМС от АИМС?
2. В чем отличие последовательных схем от комбинационных?

3. Какие типы логик Вы знаете?
4. В чем отличие синхронных схем от асинхронных?

3.2 Комбинационные ЦИМС

Принцип действия комбинационных схем рассмотрим на примере схемы типа ТТЛ. На рис 3.3, *a* приведена упрощенная схема элемента 3И – НЕ. На входе реализуется операция И над тремя сигналами, на выходе производится операция НЕ.

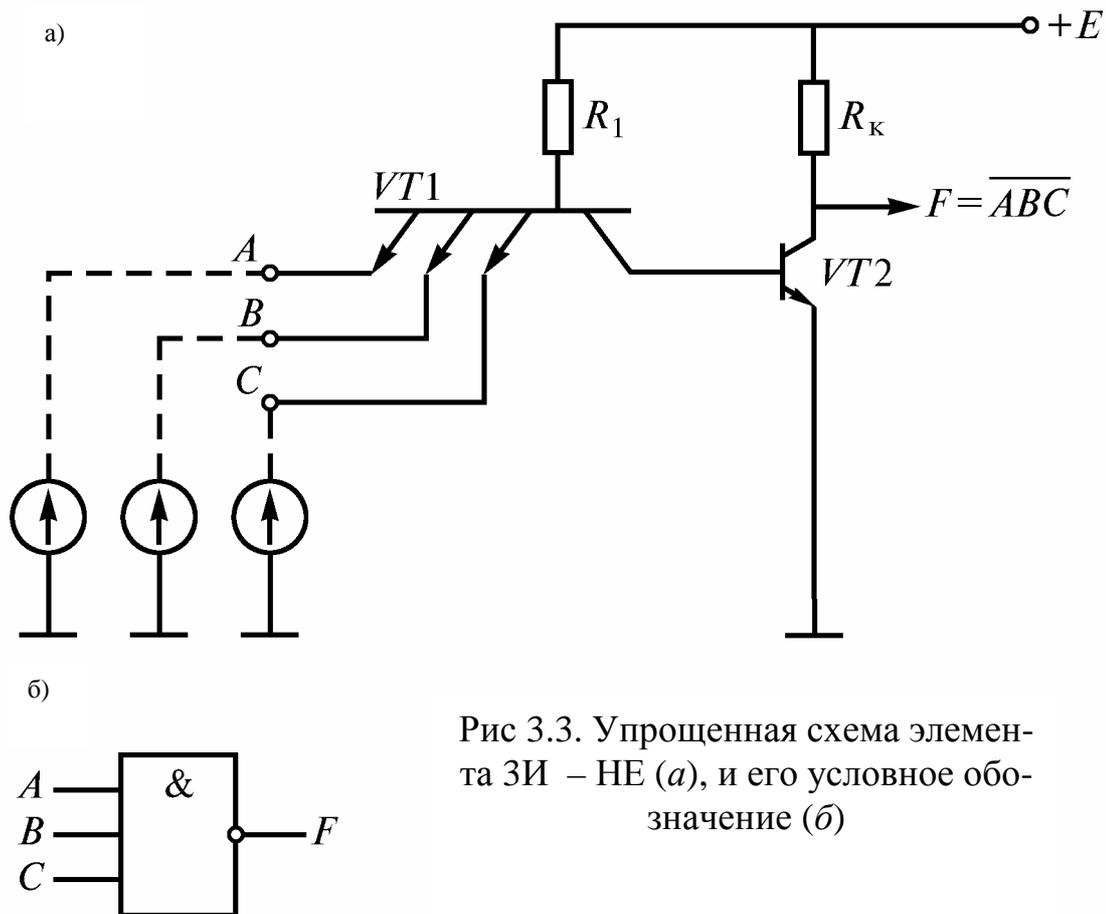


Рис 3.3. Упрощенная схема элемента 3И – НЕ (*a*), и его условное обозначение (*б*)

Если на всех входах многоэмиттерного транзистора $VT1$ действует сигнал 1 (высокий потенциал близкий к E), то все переходы эмиттер - база транзистора $VT1$ закрыты, через базо-коллекторный переход $VT1$ проходит ток, открывающий $VT2$. На выходе появляется низкий потенциал, соответствующий уровню 0. Если хотя бы на одном входе появляется сигнал 0, то потенциал на базе $VT1$ понижается и закрывается транзистор $VT2$. На выходе появляется высокий потенциал, соответствующий уровню 1. Состояние входов и выходов логического элемента характеризуется **таблицей истинности** (табл. 3.1).

Таблица 3.1

A	B	C	F
1	1	1	0
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	0	1
0	0	0	1

Условное обозначение элемента 3И – НЕ приведено на рис 3.3, б.

На основе простейших комбинационных схем строятся более сложные: дешифраторы, мультиплексоры, сумматоры и другие элементы ЭВМ.

Контрольные вопросы

1. Принцип действия схемы ТТЛ.
2. Что такое таблица истинности?

3.3. Статические и динамические характеристики и параметры ЦИМС

Статические параметры ЦИМС:

U^1, U^0 – значения высокого и низкого уровня напряжений;

$U_{пор}^1, U_{пор}^0$ – пороговые напряжения - это наименьшее значения высоко-

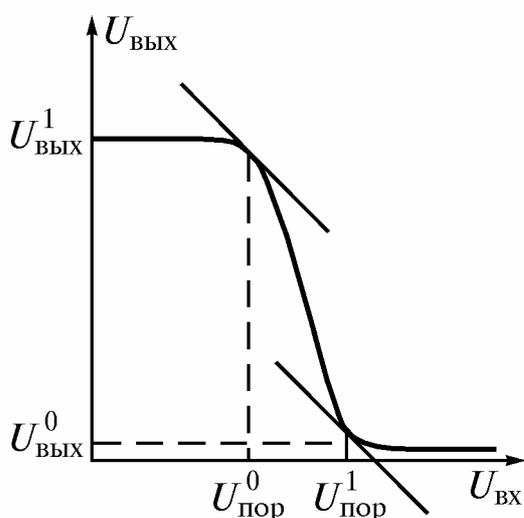


Рис. 3.4. Передаточная характеристика схемы И-НЕ и определение пороговых напряжений

кого уровня напряжения и наивысшее значение напряжения низкого уровня на входе ЦИМС, при котором схема переходит из одного устойчивого состояния в другое.

$U_{пст}^0, U_{пст}^1$ – статическая помехоустойчивость (допустимый уровень помех на входе) при уровне входного сигнала, соответствующего 0 и 1.

Передаточная (амплитудная) характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$.

Передаточная характеристика для схемы И-НЕ приведена на рис. 3.4.

Передаточные характеристики имеют разброс даже для одного типа МС и изменяются при изменении температуры. На рис. 3.5 показана область существования передаточных характеристик для микросхем данного типа. По значениям напряжений, определенным по рис. 3.5 устанавливают основные параметры микросхемы данного типа.

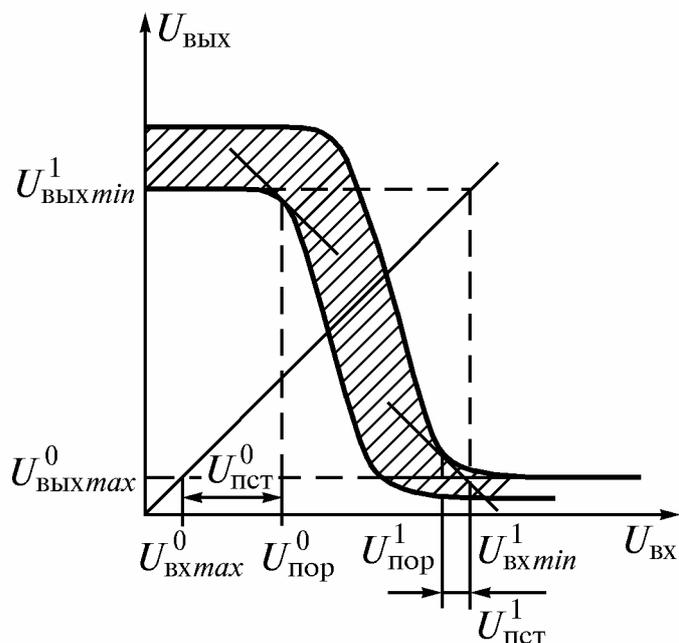


Рис. 3.5. Область существования передаточных характеристик и определение параметров ЦИМС

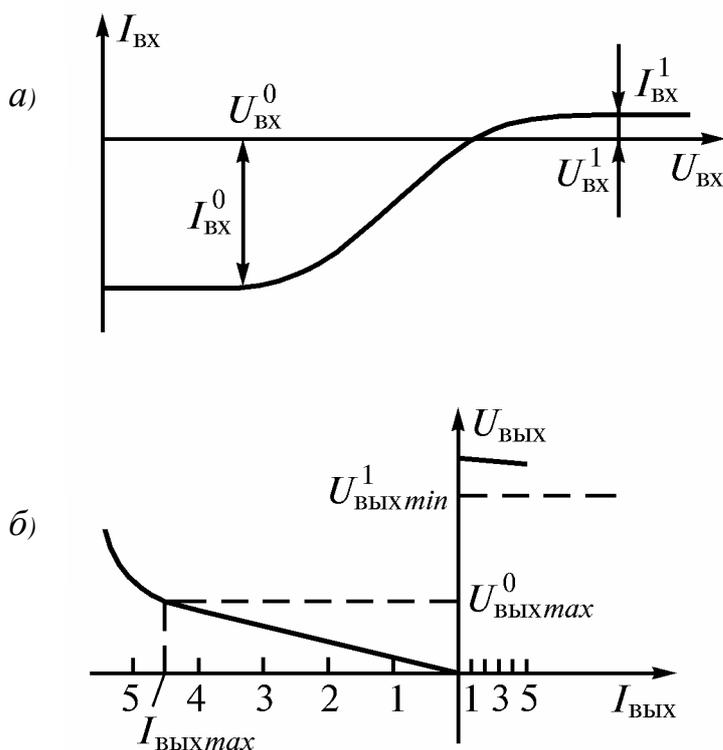


Рис. 3.6. Характеристики схемы ТТЛ: входная (а) и выходная (б). Цифры по оси абсцисс – количество подключаемых элементов

Входная характеристика $I_{вх} = f(U_{вх})$. Для схем ТТЛ она приведена на рис. 3.6, а. $I_{вх}^0$ – максимальный ток на входе, протекающий при нулевом уровне входного сигнала.

Выходная характеристика $U_{вых} = f(I_{вых})$. Выходная характеристика для схем ТТЛ приведена на рис. 3.6, б. Выходная характеристика снимается путем подключения к выходу входов других ИМС. Когда на выходе МС сигнал 1, то из ИМС вытекает малый обратный ток эмиттерно-базовых переходов нагрузок. Поэтому внешняя характеристика проходит в области малых токов и имеет малый наклон (1 квадрант). Если на выходе 0, через транзистор VT2 (см. рис. 3.3, а) протекает постоянный ток базы, определяемый резистором $R1$, который значительно больше минимально необходимого для поддержания транзистора в насыщенном состоянии. При подключении к выходу схемы входов других ИМС появляются достаточно большие входные токи $I_{вх}^0$, вте-

кающие в ИМС, и ток коллектора $VT2$ растет. Когда ток базы становится недостаточным для насыщения, транзистор $VT2$ выходит из режима насыщения и напряжение на нем превышает $U_{вых.мах}^0$. Таким образом, напряжение на выходе при состоянии соответствующем 0 определяет максимально допустимый ток $I_{вых.мах}$ и характеризует нагрузочную способность микросхемы.

Коэффициент разветвления по выходу $k_{раз}$ – это количество единичных нагрузок, которые можно одновременно подключить к выходу

$$k_{раз} = \frac{I_{вых.мах}}{I_{вх}^0}. \quad (3.4)$$

Динамические параметры ЦИМС характеризуют скорость переключения на выходе при изменении входного сигнала. На рис. 3.7 показано, как измеряется время задержки распространения сигнала в ИМС

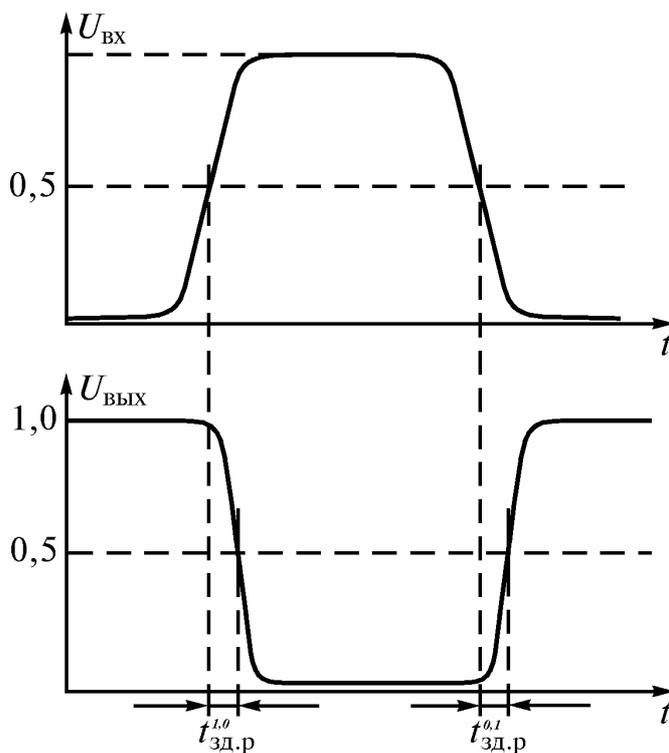


Рис. 3.7. Определение времени задержки распространения сигнала в ИМС И – НЕ

И-НЕ. Среднее время задержки распространения сигнала

$$t_{зд.р.ср} = 0.5 \cdot (t_{зд.р}^{0.1} + t_{зд.р}^{1.0}), \quad (3.5)$$

где $t_{зд.р}^{0.1}, t_{зд.р}^{1.0}$ – время задержки при переключении ИМС из состояния 0 в состояние 1 и наоборот.

Контрольные вопросы

1. Назовите характеристики комбинационных ИМС и объясните их вид.
2. Что можно определить по характеристикам комбинационных схем?
3. Динамические свойства АИМС.

3.4. Последовательностные ЦИМС

Логические схемы с памятью могут создаваться на основе комбинационных схем.

Триггер – это элементарная последовательностная схема с двумя устойчивыми состояниями выходов. Выходы триггеров находятся в противоположном состоянии (в противофазе). Входной сигнал может перевернуть триггер из одного устойчивого состояния в другое.

Триггеры имеют один или несколько информационных входов. Информационные входы делятся на:

- 1) установочные – S и R;
- 2) счётные – T;
- 3) тактирующие – C.

По структуре триггеры делятся на: **RS-триггеры, JK- триггеры, T-триггеры, D-триггеры** и др.

По способу синхронизации триггеры делятся на: **асинхронные** и **синхронные (тактируемые)**. Асинхронные могут переключаться при изменении входного сигнала в произвольный момент времени, синхронные только в момент прихода синхроимпульса.

В асинхронных системах возможны ложные переключения из-за задержки переключения логических элементов. Для устранения ложных переключений применяют синхронизацию логических элементов, в том числе триггеров. Синхронные триггеры делятся на: тактируемые потенциалом (импульсом) и тактируемые фронтом (с внутренней памятью).

В тактируемых потенциалом выполнение команд происходит с задержкой (delay) до появления общего для всех ЦИМС синхроимпульса (применяется, например, в **D – триггерах**);

В тактируемых фронтом при появлении синхроимпульса предварительно запускается триггер внутренней памяти (хозяин – master), а команда затем выполняется выходным триггером (рабом – slave) по заднему фронту синхроимпульса; такие триггеры образуют семейство MS – триггеров, представителем которого является JK-триггер.

Асинхронный RS–триггер может быть создан на основе двух комбинационных схем 2И – НЕ (рис. 3.8, а). Он имеет два установочных входа: S (set) – установка, R (reset) – возврат. Два выхода триггера находятся в противофазе и обозначаются Q и \bar{Q} . Схема находится в устойчивом состоянии. Переключения триггера определяются по табл. 3.2, которая называется **таблицей переключений**. S^n, R^n, Q^n – состояния входов и выхода в n-м интервале времени; Q^{n+1} – в n+1-м. Н.о. (не определено) – запрещенная комбинация входных сигналов, при которой теряется противофазность выходов. Рассмотрение таблицы 3.2 пока-

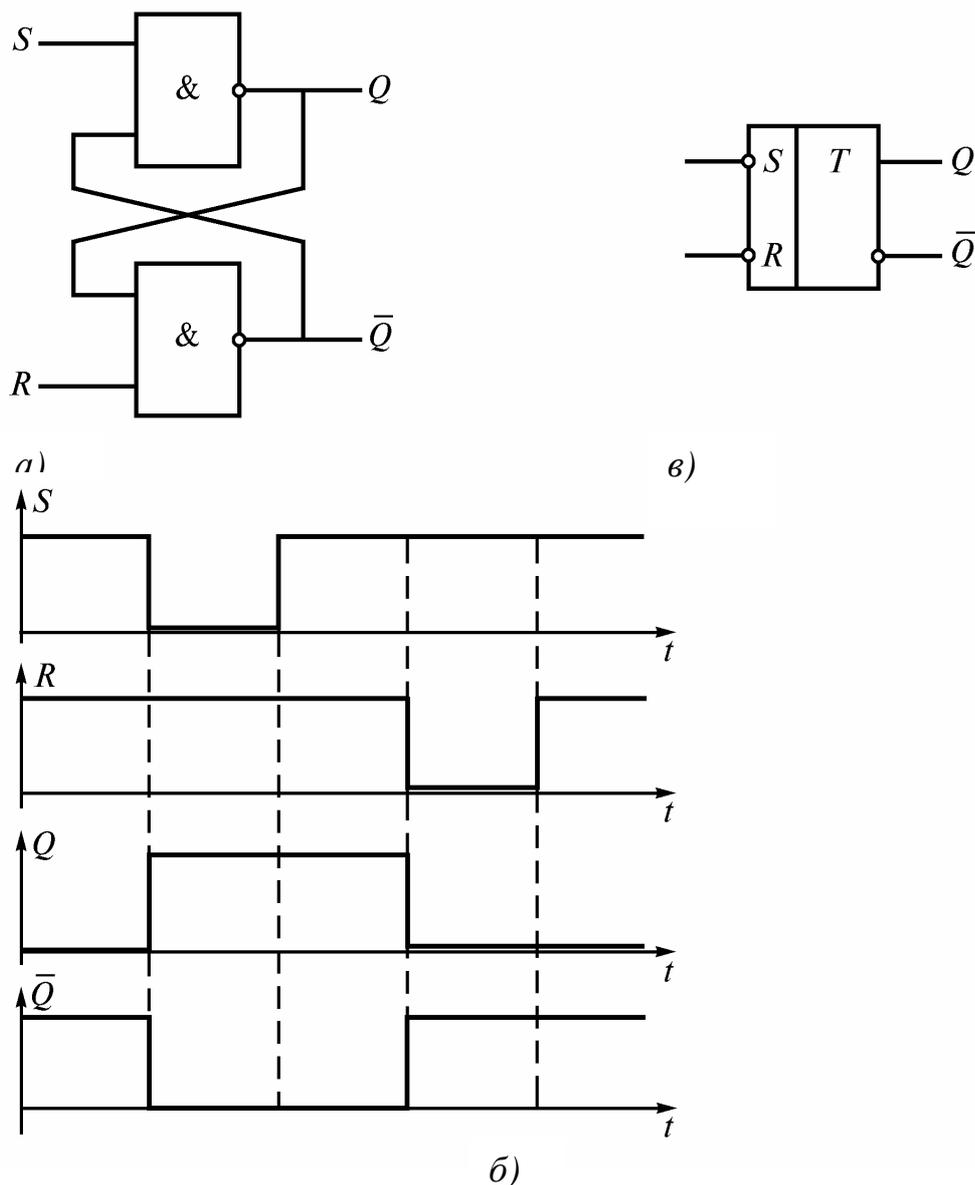


Рис. 3.8. Схема асинхронного RS–триггера с инверсным управлением (а), временные диаграммы напряжений на входах и выходах (б) и его условное обозначение (в)

Таблица 3.2

S^n	R^n	Q^n
1	1	Q^{n-1}
0	1	1
1	0	0
0	0	н.о.

зывает, что реакция системы зависит от предыдущего состояния. По таблице 3.2 на рис. 3.8, б построены временные диаграммы. Триггер переключается при подаче на входы R и S нулевых сигналов. Такой триггер называется **триггером с инверсным управлением**. Условное обозначение триггера с инверсным управлением показано на рис. 3.8, в.

Схема **RS-триггера с прямым управлением** и его условное обозначение показаны на рис. 3.9, а переключения триггера определяются по табл. 3.3.

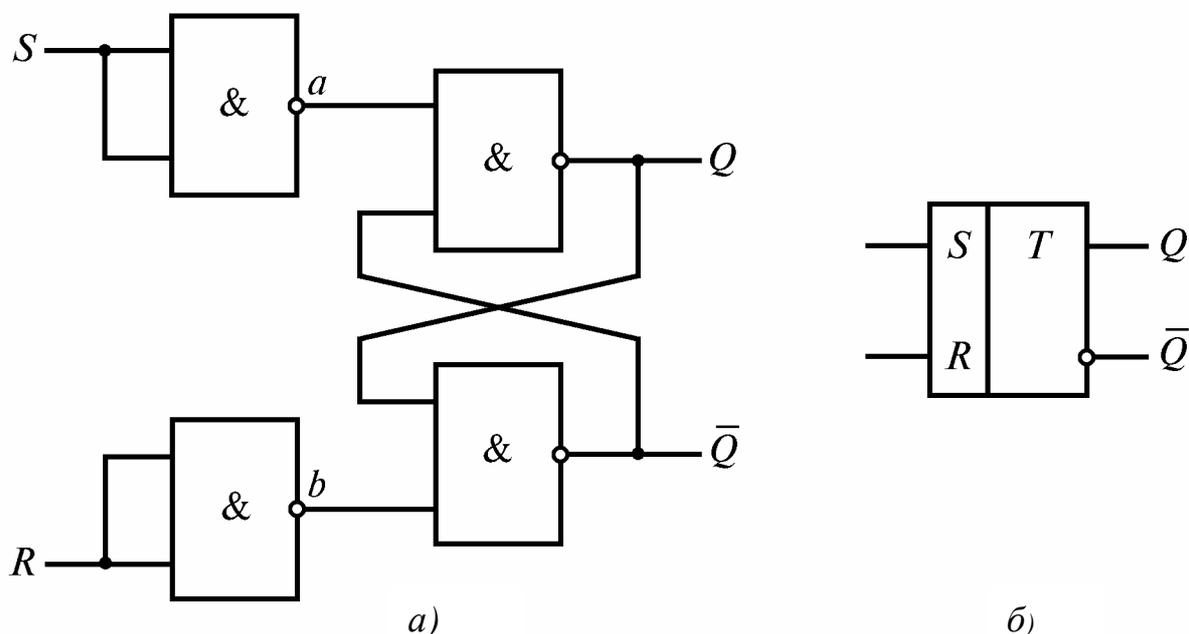


Рис. 3.9. Схема асинхронного RS-триггера с прямым управлением (а) и его условное обозначение (б)

Таблица 3.3

S^n	R^n	Q^n
0	0	Q^{n-1}
1	0	1
0	1	0
1	1	Н.о.

Схема **синхронного RS-триггера с прямым управлением** и его условное обозначение показаны на рис. 3.10, а, б, а переключения триггера определяются по табл. 3.3, однако, они могут происходить только при приходе синхроимпульса. По таблице 3.3 на рис. 3.10, в построены временные диаграммы.

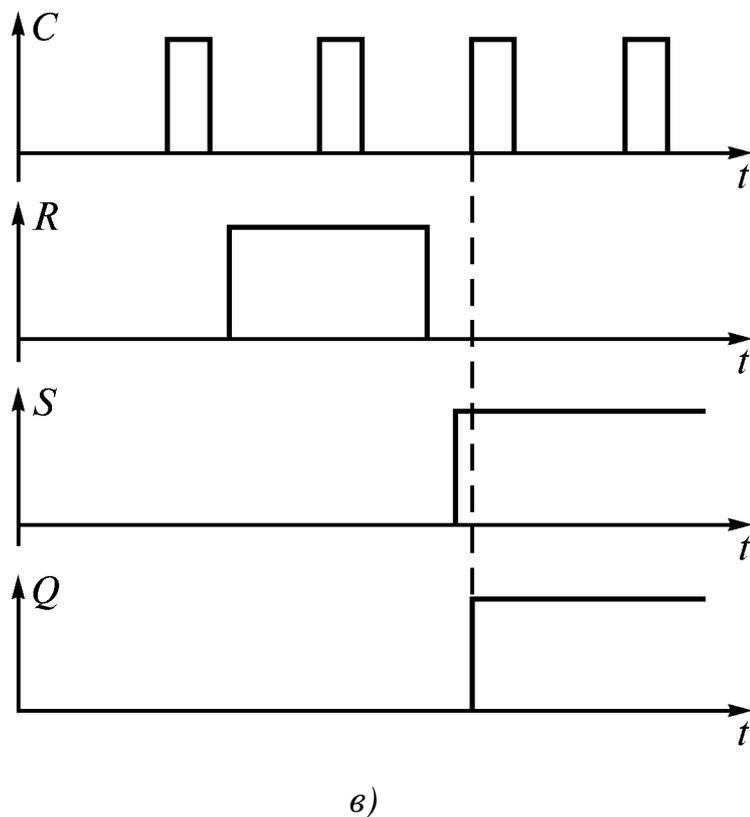
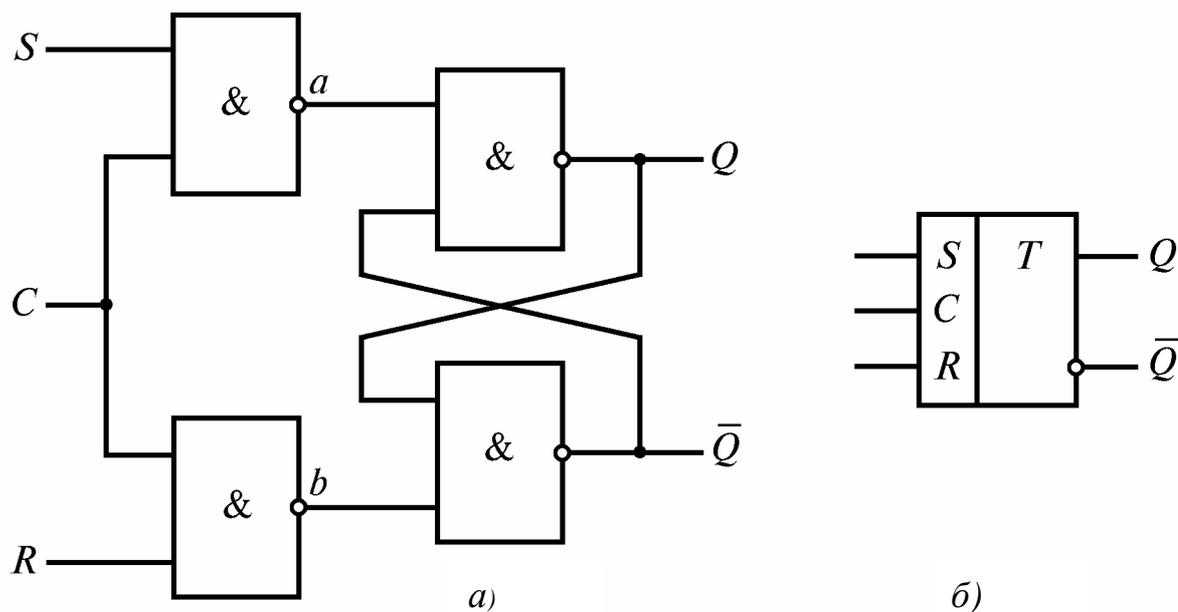
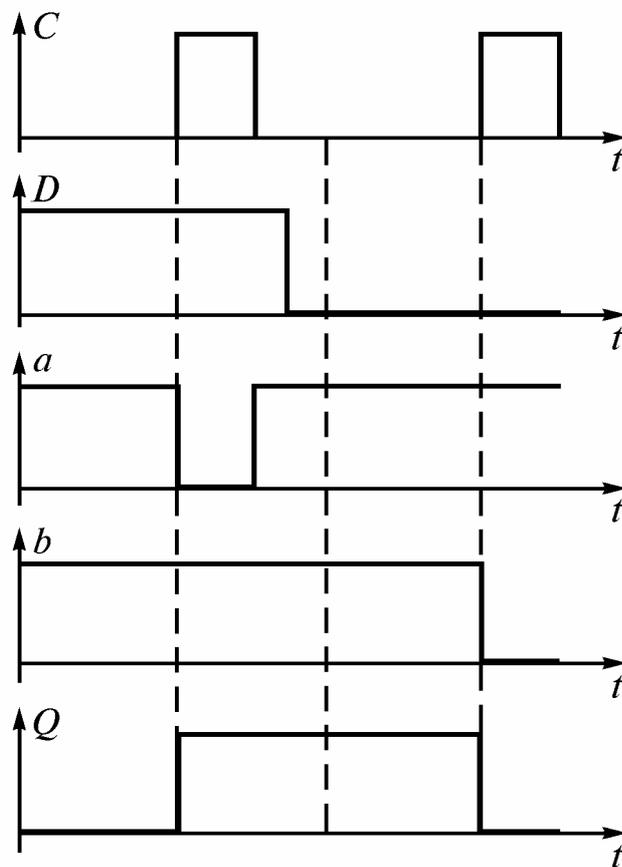
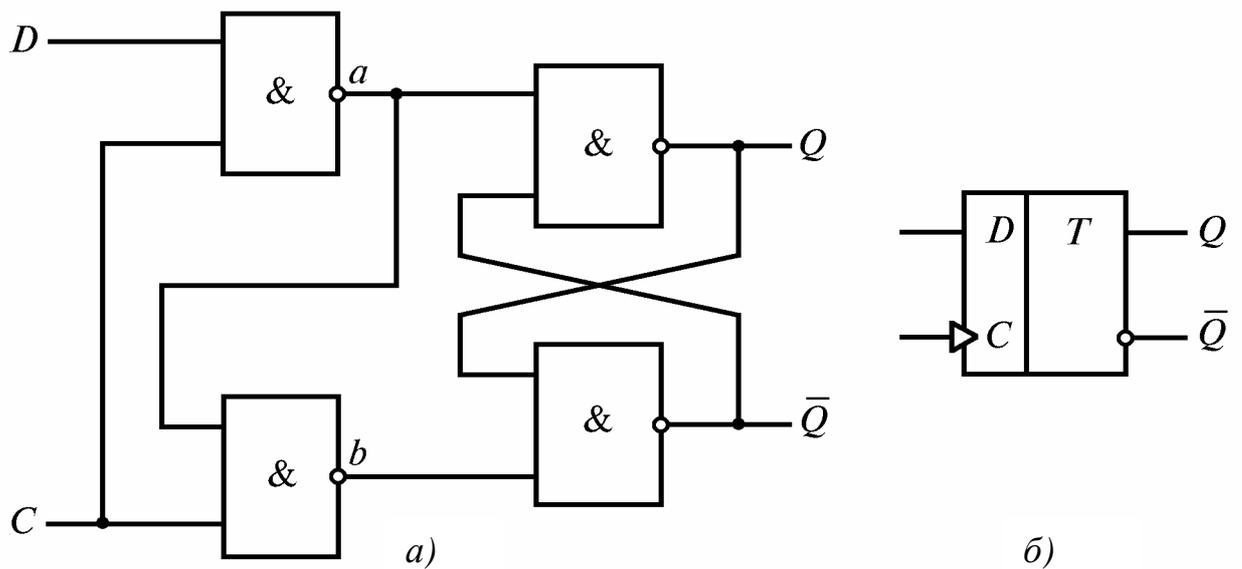


Рис. 3.10. Схема синхронного RS-триггера с прямым управлением (а), его условное обозначение (б) и временные диаграммы напряжений на входах и выходе (в)

Схема **D-триггера** и его условное обозначение показаны на рис. 3.11, а, б, а переключения триггера определяются по табл. 3.4. По таб-



в)

Рис. 3.11. Схема D-триггера (а), его условное обозначение (б) и временные диаграммы напряжений на входах и выходе (в)

лице 3.4 на рис. 3.11, в построены временные диаграммы. Срабатывание происходит по переднему фронту синхроимпульса. В D-триггере выходной сигнал повторяет входной с задержкой (до прихода синхроимпульса).

Таблица 3.4

C^n	Q^n
0	Q^{n-1}
1	D^{n-1}

Таблица 3.5

C^n	Q^n
0	Q^{n-1}
1	\overline{Q}^{n-1}

Условное обозначение **T-триггера** показано на рис. 3.12, а переключения триггера определяются по табл. 3.5. Это триггер со счетным входом и внутренней памятью. При приходе импульса на вход T меняется состояние выходов, т.е.

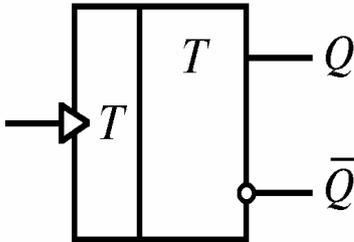


Рис. 3.12. Условное обозначение T-триггера

Он снижает частоту следования импульсов в два раза (считает).

Условное обозначение **JK-триггера** показано на рис. 3.13, а, а переключения триггера определяются по табл. 3.6. JK-триггер состоит из двух триггеров – триггера внутренней памяти и выходного триггера.

Таблица 3.6

J^n	K^n	Q^n
0	0	Q^{n-1}
1	0	1
0	1	0
1	1	\overline{Q}^{n-1}

При приходе синхрои́мпульса запускается триггер внутренней памяти, а команда выполняется выходным триггером по заднему фронту синхрои́мпульса. По таблице на рис. 3.13, б построены временные диаграммы. JK-триггер является универсальным. Он может заменить RS-триггер и при этом не имеет запрещенных комбинаций сигналов. Он может быть превращен в T-триггер и D-триггер.

Контрольные вопросы

1. Основные виды триггеров.
2. Что такое таблица переключений?
3. Что будет с триггером, если на его входы подать запрещенную комбинацию сигналов?
4. В чем преимущества синхронных схем перед асинхронными?
5. В чем преимущества JK-триггера по сравнению с RS-триггером?
6. Как превратить JK-триггер в T-триггер.

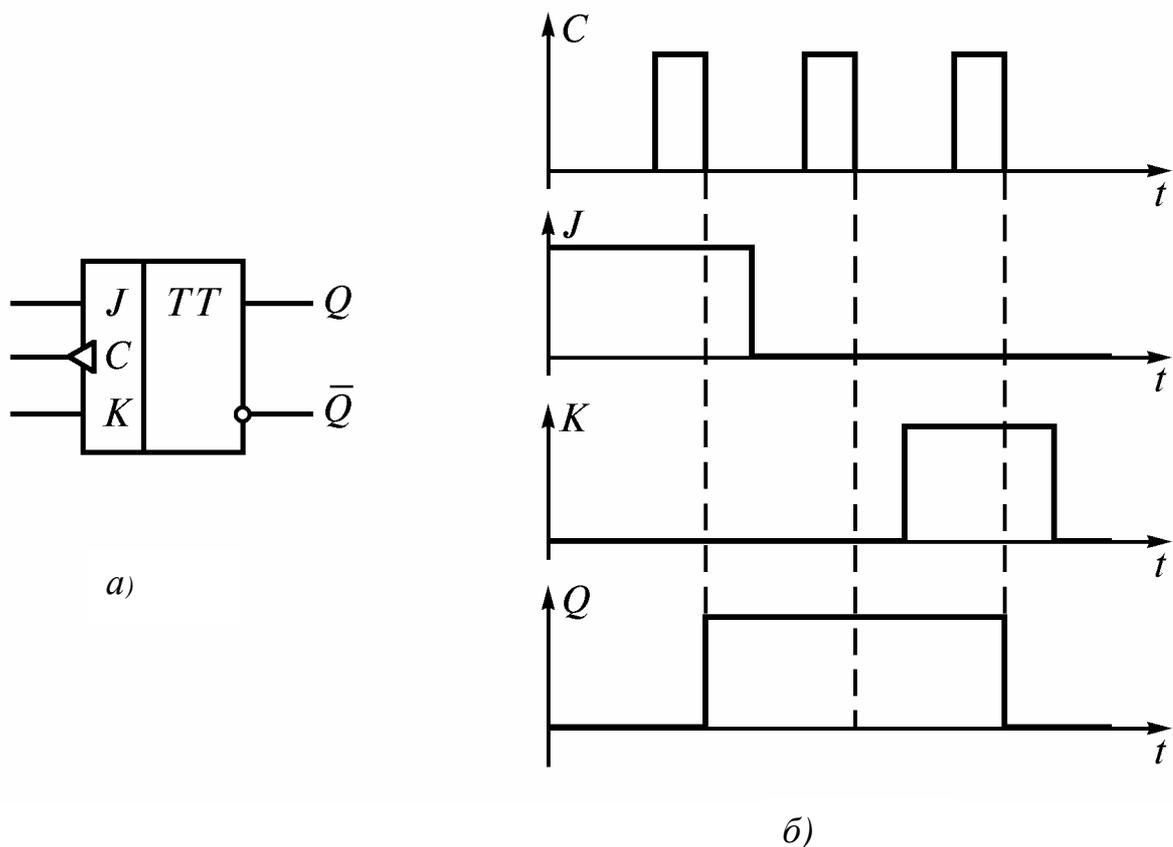


Рис. 3.13. Условное обозначение JK-триггера (а) и временные диаграммы напряжений на входах и выходе (б)

3.5. Цифровые интегральные схемы - элементы ЭВМ

На основе комбинационных схем и элементарных последовательно-степенчатых схем - триггеров строятся более сложные цифровые схемы: счетчики, регистры и другие элементы ЭВМ.

Счетчик - устройство, выполненное на основе цепочки триггеров, осуществляющее счет импульсов и фиксирующее это число в коде.

Регистр - устройство, выполненное на основе цепочки триггеров, предназначенное для записи и хранения в виде кода "слова" (двоичного числа).

Дешифратор (декодер) - устройство, предназначенное для распознавания и преобразования кодов. Одно из применений - управление индикаторами информации.

Мультиплексор - это электронный переключатель, предназначенный для поочередного подключения одной из линий передачи двоичной информации к общему выходу.

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) преобразует информацию из цифровой формы в аналоговую, а **аналого-цифровой преобразователь (АЦП)** осуществляет обратное преобразование.

Главный узел ЭВМ - **процессор. Процессор** - это устройство для обработки информации по определенной программе. **Микропроцессор (МП)** - это процессор, выполненный в виде большой интегральной микросхемы.

Микропроцессор содержит **арифметико-логическое устройство (АЛУ), регистры команд, адресов и данных, а также устройства управления.**

Однокристалльные микроЭВМ и микроконтроллеры являются высшим достижением электроники и содержат кроме процессора ряд внешних устройств.

Микроконтроллеры встраиваются непосредственно в электротехнические устройства и обеспечивают управление ими.

ЛИТЕРАТУРА

1. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320 с.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.
3. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высшая школа, 1982. – 496 с.
4. Лохов С.П. Интегральные схемы и микропроцессоры в системах электропривода. – Челябинск: ЧПИ, 1980. – 82 с.
5. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
Глава 1. Полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы	
1.1. Физические основы полупроводниковых приборов	
1.1.1. Проводники, диэлектрики и полупроводники	7
1.1.2. P-n переход	10
1.2. Полупроводниковые диоды	
1.2.1. Классификация диодов	14
1.2.2. Выпрямительные диоды	14
1.2.3. Стабилитроны и стабисторы	17
1.3. Транзисторы	
1.3.1. Классификация транзисторов	19
1.3.2. Биполярные транзисторы	19
1.3.3. Линейный режим работы транзистора	23
1.3.4. Классы усиления	25
1.3.5. Ключевой режим	26
1.3.6. Полевые транзисторы	28
1.3.7. Биполярные транзисторы с изолированным затвором	31
1.3.8. Сравнение транзисторов	32
1.3.9. Переходные процессы в транзисторных ключах	33
1.3.10. Защищенный транзисторный ключ	34
1.4. Тиристоры	
1.4.1. Устройство и принцип действия	37
1.4.2. Схемы включения	38
1.4.3. Вольтамперные характеристики и диаграмма управления	39
1.4.4. Переходные процессы в тиристоре	40
1.4.5. Параметры тиристорov	43
1.4.6. Разновидности тиристорov	47
1.5. Фотоэлектронные приборы	49
1.6. Полупроводниковые излучатели	52
1.7. Оптоэлектронные приборы	52
1.8. Терморезисторы	54
1.9. Элементы микроэлектроники	54
1.10. Гибридные силовые схемы	56

1.11. Рекомендации по применению полупроводниковых приборов	57
Глава 2. Электронные усилители и аналоговые интегральные микросхемы	
2.1. Классификация электронных усилителей	59
2.2. Характеристики и параметры усилителей	61
2.3. Обратные связи в усилителях	65
2.4. Усилители переменного тока	
2.4.1. Одиночные усилительные каскады	68
2.4.2. Многокаскадные усилители	72
2.4.3. Паразитные обратные связи и развязывающие фильтры .	73
2.5. Усилители постоянного тока (УПТ)	
2.5.1 Особенности УПТ. Дрейф нуля	74
2.5.2. Усилители постоянного тока прямого усиления	75
2.6. Аналоговые интегральные микросхемы (АИМС)	
2.6.1. Классификация АИМС	80
2.6.2. Операционные усилители	80
2.6.3. Инвертирующий усилитель	82
2.6.4. Неинвертирующий усилитель	83
2.6.5. Повторитель на ОУ.	84
2.6.6. Интегратор	84
2.6.7. Компараторы	85
2.6.8. Мультивибратор	88
Глава 3. Цифровые интегральные микросхемы	
3.1. Классификация цифровых интегральных микросхем и элементы алгебры логики	90
3.2. Комбинационные ИМС	92
3.3. Статические и динамические характеристики и параметры ЦИМС	93
3.4. Последовательностные ИМС	96
3.5. Цифровые интегральные схемы – элементы ЭВМ	102
Литература	104