Министерство образования и науки Республики Казахстан

Некоммерческое акционерное общество
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ
имени Гумарбека Даукеева»

Б.А. Жумагазин, А.Б. Нусибалиева

ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие

Алматы
АУЭС
2021

УДК 621.38 (075.8)
ББК 32.85 я73
Ж88

Рецензенты:

кандидат технических наук, ассистент-профессор,
заведующая кафедрой «Радиотехника, электроника и телекоммуникации»
АО «МУИТ»
Бахтиярова Е.А.
ассоциированный профессор АЛТ, кафедры «Электроэнергетика»,
доктор PhD
Калиев Ж.Ж.
кандидат технических наук, доцент, заведующая кафедрой «Электротехника»
НАО АУЭС
Мусапирова Г.Д.

Рекомендовано к изданию Ученым советом Алматинского университета энергетики и связи (Протокол № 6 «23» ноября 2021). Издается по плану издания ведомственной литературы АУЭС на 2021 год, позиция 36.

Жумагазин Б.А., Нусибалиева А.Б.

Ж88 Электроника: учебное пособие (для студентов специальности «Автоматизация и управление»)/ Б.А. Жумагазин, А.Б. Нусибалиева. – Алматы: АУЭС, 2021. – 186 с.
Табл. – 6, ил. – 143, библиогр. – 10 .

ISBN 978-601-358-009-8

Учебник представляет собой набор материалов по основам электроники, который структурирован в соответствии с Госстандартом Республики Казахстан и программой общепрофессиональных дисциплин для высших учебных заведений «Электроника».

Учебник предназначен для студентов вузов, а также для инженеров и других научно-технических специалистов.

УДК 621.38 (075.8)
ББК 32.85 я73
Ж88

ISBN 978-601-358-009-8

©АУЭС, 2021
Жумагазин Б.А.,
Нусибалиева А.Б., 2021

Введение

Современная электроника стала одним из важнейших направлений научно-технического прогресса в мире. Создание больших и сверхбольших интегральных микросхем, микропроцессоров и микропроцессорных систем позволило организовать массовое производство электронных вычислительных машин и компьютеров высокого быстродействия, различных видов электронной аппаратуры, систем и устройств управления технологическими процессами, систем связи, экспертных, контролирующих и других систем.

Электроника — это отрасль науки и техники, связанная с исследованиями, разработкой, изготовлением и применением электронных, ионных и полупроводниковых устройств. В истории развития электроники можно выделить четыре основных этапа: электронных ламп (с 1904 г.), транзисторов (с 1947 г.), интегральных схем (с 1958 г.), функциональных устройств с использованием объемных эффектов (с 1980 г.), и четыре главные области применения: электросвязь, радиоэлектронная аппаратура широкого применения, вычислительная техника и промышленная электроника. Электросвязь охватывает следующие направления техники: радиосвязь, радиовещание, телевидение, звуковое вещание, автоматическую электросвязь, многоканальную электросвязь, радиорелейную, космическую, волоконно-оптическую и сотовую связи.

В литературе представлены многие направления развития электроники, в которых в качестве классификационных признаков выступают: специфика технологии производства, особенности использования электронных устройств, технические решения и характеристики электронных приборов и узлов и др. Среди современных направлений электроники, излагаемых в учебных дисциплинах, назовем микроэлектронику, информационную и функциональную (в том числе молекулярную) электроники.

Микроэлектроника продолжает развиваться быстрыми темпами как в направлении совершенствования полупроводниковой интегральной технологии, так и в направлении использования новых физических явлений. В интегральной микроэлектронике используется принцип дискретной электроники, основанный на разработке электронной схемы по законам теории цепей. Этот принцип связан с ростом числа элементов микросхемы и межэлементных соединений по мере усложнения выполняемых ею функций. Однако повышение степени интеграции микросхем и связанное с этим уменьшение размеров элементов (уже достигнут топологический уровень 90–45 нм) имеет определенные пределы. К тому же интеграция свыше сотен тысяч элементов на одном кристалле оказывается технологически трудно выполнимой и не всегда экономически целесообразной.

Функциональная микроэлектроника предполагает принципиально другой подход: получение специальных сред с наперед заданными свойствами, основываясь непосредственно на физических явлениях в таких материалах, как сверхпроводники, сегнетоэлектрики, материалы с фотопроводящими свойствами, аморфные материалы, органические полупроводники и др. Для

обработки информации используют оптические и магнитные явления в диэлектриках, закономерности распространения ультразвука, эффект накопления и переноса зарядов в приборах с зарядной связью, явления, основанные на квантовых когерентных свойствах — эффект Джозефсона и др. Реализация элементов на указанных свойствах позволяет получить приборы со сложным схемотехническим или системотехническим функциональным назначением. В функциональной микроэлектронике успешно используют явления, связанные с изменением структуры тел на молекулярном уровне. Эти явления привели к возникновению нового направления — молекулярной электроники и биоэлектроники, в которых электронные элементы и устройства организованы на уровне отдельных молекул и их комплексов. К этому направлению относят также фазовые переходы в твердых телах и жидких кристаллах, приводящие к резким изменениям электрических, магнитных и оптических свойств и высокой чувствительности к внешним воздействиям, что позволяет легко осуществлять ряд операций по управлению и преобразованию потоков информации в различных функциональных устройствах. В настоящее время ведутся большие исследования в различных направлениях биоэлектроники, результаты которых показывают, что использование явлений живой природы может привести к новой научно-технической революции в этой области техники.

Основными классами полупроводниковых приборов являются: диоды, биполярные и полевые транзисторы, тиристоры, фотоэлектронные и оптоэлектронные приборы; приборы, выполненные в виде интегральных микросхем разной степени интеграции и представляющие собой совокупность нескольких взаимосвязанных компонентов (транзисторов, диодов, резисторов и др.), изготовленных в едином технологическом цикле на полупроводниковых или диэлектрических подложках. В зависимости от физической природы сигналов на входах и выходах различают четыре вида приборов преобразователей сигналов:

- электропреобразовательные приборы, у которых электрические сигналы на входах и выходах;
- электросветовые приборы, у которых под воздействием входных электрических сигналов на выходах формируются световые сигналы;
- фотоэлектрические приборы, преобразующие входные световые сигналы в электрические;
- термоэлектрические приборы, у которых тепловые сигналы на входах и электрические на выходах.

В зависимости от формы сигналов, обращающихся в устройствах, различают аналоговые, импульсные, цифровые устройства и их комбинации. Основными типами аналоговых устройств являются: автогенераторы гармонических колебаний и релаксационные генераторы, микрофоны, умножители (делители) и преобразователи частоты, модуляторы, демодуляторы (модемы), детекторы, усилители, в том числе операционные.

К импульсным устройствам относят функциональные узлы, предназначенные для формирования импульсных сигналов, изменения их параметров и выполнения над сигналами таких операций преобразования, как интегрирование, дифференцирование, задержки по времени, изменение формы, длительности и др. Функциональные узлы, предназначенные для выполнения различных операций над объектами информации в виде цифровых сигналов, относят к цифровым устройствам.

1 Полупроводниковые приборы

1.1 Электропроводность полупроводников

Важнейшим свойством твердых тел является их *электропроводность*. Она определяется движением свободных электронов. Такие электроны могут перемещаться между атомами и взаимодействовать с другими электронами, ядрами и электрическими полями. По электропроводности все вещества условно подразделяются на проводники, полупроводники и диэлектрики.

Полупроводники представляют собой вещества, которые по удельной электрической проводимости занимают среднее положение между проводниками и диэлектриками. При T = 300 К (t = 27°С) у проводников удельная проводимость $10^4 – 10^6$ См/см, у диэлектрика она меньше – 10^{-10} См/см, а у полупроводников ее значение находится в пределах от 10^{-10} до 10^4 См/см. Как видно, для полупроводников характерен очень широкий диапазон удельной проводимости. Большинство веществ относится именно к полупроводникам.

Чистыми полупроводниковыми элементами являются углерод (С), германий (Ge) и кремний (Si), а также химические соединения элементов III группы периодической системы с элементами V группы, например GaAs, GaP, InAs, CdTe и т.п. Для примера рассмотрим кристалл кремния.

Кремний – это четырехвалентный элемент. Это означает, что во внешней оболочке атома имеются четыре электрона, сравнительно слабо связанные с ядром. Число ближайших соседей каждого атома кремния также равно четырем. Взаимодействие пары соседних атомов осуществляется с помощью парно-электронной связи, называемой *ковалентной связью*. В образовании этой связи от каждого атома участвуют по одному валентному электрону, которые отщепляются от атомов (коллективизируются кристаллом) и при своем движении большую часть времени проводят в пространстве между соседними атомами. Их отрицательный заряд удерживает положительные ионы кремния друг возле друга. Каждый атом образует четыре связи с соседними, и любой валентный электрон может двигаться по одной из них. Дойдя до соседнего атома, он может перейти к следующему, а затем дальше вдоль всего кристалла. *Валентные электроны принадлежат всему кристаллу*. Парно-электронные связи кремния достаточно прочны и при низких температурах не разрываются. Поэтому кремний при низкой температуре не проводит электрический ток. При температуре абсолютного нуля полупроводник, не содержащий примесей, является диэлектриком. Участвующие в связи атомов валентные электроны прочно привязаны к кристаллической решетке, и внешнее электрическое поле не оказывает заметного влияния на их движение.

При нагревании кремния кинетическая энергия частиц повышается, и наступает разрыв отдельных связей. Некоторые электроны покидают свои орбиты и становятся свободными, подобно электронам в металле. В электрическом поле они перемещаются между узлами решетки, образуя электрический ток. Проводимость полупроводников, обусловленную наличием у них свободных электронов, называют *электронной проводимостью*. При

повышении температуры число разорванных связей, а значит, и свободных электронов увеличивается.

При разрыве связи образуется вакантное место с недостающим электроном. Его называют *дыркой*. В дырке имеется избыточный положительный заряд по сравнению с остальными, нормальными связями. Положение дырки в кристалле не является неизменным. Непрерывно происходит следующий процесс. Один из электронов, обеспечивающих связь атомов, перескакивает на место образовавшиеся дырки и восстанавливает здесь парно-электронную связь, а там, откуда перескочил этот электрон, образуется новая дырка. Таким образом, дырка может перемещаться по всему кристаллу. Если напряженность электрического поля в образце равна нулю, то перемещение дырок, равноценное перемещению положительных зарядов, происходит беспорядочно и поэтому не создает электрического тока. При наличии электрического поля возникает упорядоченное перемещение дырок, и, таким образом, к электрическому току свободных электронов добавляется электрический ток, связанный с перемещением дырок. Направление движения дырок противоположно направлению движения электронов.

Оказывается, что при наличии примесей, например, атомов мышьяка, даже при очень малой их концентрации, число свободных электронов возрастает во много раз. Происходит это по следующей причине. Атомы мышьяка имеют пять валентных электронов, четыре из них участвуют в создании ковалентной связи данного атома с окружающими, например с атомами кремния. Пятый валентный электрон оказывается слабо связан с атомом. Он легко покидает атом мышьяка и становится свободным. Концентрация свободных электронов значительно возрастает и становится в тысячи раз больше концентрации свободных электронов в чистом полупроводнике. Примеси, легко отдающие электроны, называют *донорными*, и такие полупроводники называют *электронными проводниками* или *полупроводниками n-типа*. Атомы доноров, теряя электроны, сами заряжаются *положительно и становятся положительными ионами*. В каждом атоме донора один электрон переходит в зону проводимости, и таким образом в этой зоне появляется дополнительное число электронов, равное числу атомов донора. В самих атомах донора при этом дырки не образуются.

В полупроводнике *n*-типа электроны являются *основными носителями заряда*, а дырки — *не основными*.

Если в качестве примеси использовать индий, атомы которого трехвалентны, то характер проводимости полупроводника меняется. Теперь для образования нормальных парно-электронных связей с соседями атому индия недостает электрона. В результате образуется *дырка*. Число дырок в кристалле равно числу атомов примеси. Такого рода примеси называют *акцепторными* (принимающими). Атомы акцептора, захватывая электроны, сами заряжаются отрицательно и становятся отрицательными ионами. При наличии электрического поля дырки перемещаются по полю, и возникает дырочная проводимость. Полупроводники с преобладанием дырочной проводимости над

электронной называют *дырочными полупроводниками* или полупроводниками *p-типа* (от слова positive — положительный).

Электроны и дырки, которые могут перемещаться и поэтому создавать электропроводность, называют *подвижными носителями заряда* или просто *носителями заряда.* Принято говорить, что под действием теплоты происходит *генерация пар носителей заряда,* т. е. возникают пары электрон проводимости – дырка проводимости. Генерация пар носителей может происходить также под действием света, электрического поля, ионизирующего излучения и др.

Вследствие того, что электроны и дырки проводимости совершают хаотическое тепловое движение, обязательно происходит и процесс, обратный генерации пар носителей. Электроны проводимости снова занимают свободные места в валентной зоне, т. е. объединяются с дырками. Такое исчезновение пар носителей называется *рекомбинацией носителей заряда.*

Процессы генерации и рекомбинации пар носителей всегда происходят одновременно. Рекомбинация ограничивает возрастание числа пар носителей, и при каждой данной температуре устанавливается определенное число электронов и дырок проводимости, т. е. они находятся в состоянии динамического равновесия. Это означает, что генерируются все новые и новые пары носителей, а ранее возникшие пары рекомбинируют.

В полупроводниковых приборах используются главным образом полупроводники, содержащие донорные или акцепторные примеси и называемые примесными. При обычных рабочих температурах в таких полупроводниках все атомы примеси участвуют в создании примесной электропроводности, т.е. каждый атом примеси либо отдает, либо захватывает один электрон.

Носители заряда, которые в данном полупроводнике преобладают, называются *основными.* Ими являются электроны в полупроводнике *n*-типа и дырки в полупроводнике *p*-типа. *Неосновными* называются носители заряда, концентрация которых меньше, чем концентрация основных носителей. Если $N_Д >> n_i$, то можно пренебречь концентрацией собственных носителей, т. е. электронов, и тогда $n_n \approx N_Д$.

Концентрация неосновных носителей в примесном полупроводнике уменьшается во столько раз, во сколько увеличивается концентрация основных носителей.

Итак, в полупроводниках имеются носители заряда двух типов: *электроны и дырки*. Поэтому полупроводники обладают не только электронной, но и *дырочной проводимостью*. Проводимость при этих условиях называют *собственной проводимостью* полупроводников, а полупроводник без примесей – *собственным полупроводником* или *полупроводником i-типа*.

Электрическая активность полупроводниковых материалов сильно зависит от температуры. При крайне низких температурах валентные электроны сильно связаны с атомами ковалентными связями. Поскольку эти валентные электроны не способны дрейфовать, материал не может проводить электрический ток.

Полупроводники характеризуются увеличением электрической проводимости с ростом температуры. Для полупроводников характерен отрицательный температурный коэффициент электрического сопротивления. При возрастании температуры сопротивление полупроводников уменьшается, а не увеличивается, как у большинства твердых полупроводников. Хотя часто полупроводники определяют как вещества с удельной электрической проводимостью, промежуточной между ее значениями для металлов и для хороших диэлектриков, сама величина электрической проводимости не играет определяющей роли в полупроводниковых свойствах вещества.

На электрическую проводимость полупроводника оказывают влияние не только температура, но и сильное электрическое поле, давление, воздействие оптического и ионизирующего излучения, наличие примесей и другие факторы. Эти факторы способны изменять структуру вещества и состояние электронов и играют решающую роль в многочисленном и разнообразном использовании полупроводников.

Чистые полупроводниковые материалы, такие как германий и кремний, содержат при комнатной температуре небольшое количество электронно-дырочных пар и поэтому проводят очень маленький ток. Поэтому собственные, или чистые, полупроводники в полупроводниковых приборах практически не применяются, так как не обеспечивают односторонней проводимости.

Основные исследования полупроводников связаны с влиянием добавления примесей в чистые материалы. Если бы этих примесей не было, то большинства полупроводниковых приборов не существовало бы. Для увеличения проводимости чистых материалов используется процесс, называемый *легированием*.

Легирование – это процесс добавления примесей в полупроводниковый материал. Используются два типа примесей. Первая, которая называется *пятивалентной*, состоит из атомов с пятью валентными электронами. Примерами являются мышьяк и сурьма. Вторая, называемая *трехвалентной*, состоит из атомов с тремя валентными электронами. Примером являются индий и галлий.

Следовательно, техническое применение в полупроводниковых приборах получили *примесные полупроводники*. Существенная особенность примесных полупроводников состоит в том, что в них при наличии примесей наряду с собственной проводимостью возникает дополнительная — *примесная проводимость*. Изменяя концентрацию примеси, можно значительно изменять число носителей заряда того или иного знака. Благодаря этому можно создавать полупроводники с преимущественной концентрацией либо отрицательно, либо положительно заряженных носителей. Эта особенность полупроводников открывает широкие возможности для практического применения.

1.1.2 Дрейфовый и диффузионный токи в полупроводниках

Электрический ток может возникнуть в полупроводнике только при направленном движении носителей заряда, которое создается либо под воздействием электрического поля (дрейф), либо вследствие неравномерного распределения носителей заряда по объему кристалла (диффузия).

Если электрическое поле отсутствует и носители заряда имеют в кристалле равномерную концентрацию, то электроны и дырки совершают непрерывное хаотическое тепловое движение. В результате столкновения носителей заряда друг с другом и с атомами кристаллической решетки скорость и направление их движения все время изменяются, так что тока в кристалле не будет.

Под действием приложенного к кристаллу напряжения в нем возникает электрическое поле; движение носителей заряда упорядочивается: электроны перемещаются по направлению к положительному электроду, дырки – к отрицательному. При этом не прекращается и тепловое движение носителей заряда, вследствие которого происходят столкновения их с атомами полупроводника и примеси.

Направленное движение носителей заряда под действием сил электрического поля называют *дрейфом*, а вызванный этим движением ток – *дрейфовым током.* При этом характер тока может быть *электронным*, если он вызван движением электронов, или *дырочным,* если он создается направленным перемещением дырок.

В собственных полупроводниках концентрации электронов и дырок одинаковы, но вследствие их разной подвижности электронная составляющая тока больше дырочной. В примесных полупроводниках концентрации электронов и дырок существенно отличаются, характер тока определяется основными носителями заряда: в полупроводниках *p*-типа – дырками, а в полупроводниках *n*-типа – электронами.

При неравномерной концентрации носителей заряда вероятность их столкновения друг с другом больше в тех слоях полупроводника, где их концентрация выше. Совершая хаотическое тепловое движение, носители заряда отклоняются в сторону, где меньше число столкновений, т.е. движутся в направлении уменьшения их концентрации.

Направленное движение носителей заряда из слоя с более высокой их концентрацией в слой, где концентрация ниже, называют *диффузией,* а ток, вызванный этим явлением, – *диффузионным током.*

Этот ток, как и дрейфовый, может быть электронным или дырочным.

Электроны, перемещаясь из слоя с высокой концентрацией в слой с более низкой концентрацией, по мере продвижения рекомбинируют с дырками, и наоборот, диффундирующие в слой с пониженной концентрацией дырки рекомбинируют с электронами. При этом избыточная концентрация носителей заряда уменьшается.

Расстояние, на котором избыточная концентрация носителей заряда уменьшается в *e* раз, называют *диффузионной длиной.* Иными словами, это

среднее расстояние, на которое носитель заряда может переместиться за время своей жизни. Время, в течение которого избыточная концентрация уменьшится в 2,7 раза, т. е. станет равна 0,37 первоначального значения, называют *временем жизни* неравновесных носителей. Этой величиной характеризуют изменение избыточной концентрации во времени. Рекомбинация неравновесных носителей происходит внутри полупроводника и на его поверхности и сильно зависит от примесей, а также от состояния поверхности.

Ток проводимости и ток диффузии, генерация пар носителей и рекомбинация, изменение избыточной концентрации носителей во времени и пространстве не исчерпывают всего многообразия сложных явлений, происходящих в полупроводниках, но они наиболее важны и, зная их, можно правильно понять работу полупроводниковых приборов.

1.1.3 Полупроводниковые резисторы

Как следует из вышесказанного, полупроводники представляют собой особый класс веществ, обладающий целым рядом уникальных электрофизических свойств. На основе полупроводниковых материалов были разработаны многочисленные электронные приборы, являющиеся элементной базой современных радиоэлектронных и информационных систем. Наиболее простыми полупроводниковыми приборами, принцип действия которых основан на уникальных электрофизических свойствах полупроводников, являются *нелинейные полупроводниковые резисторы*.

Полупроводниковыми резисторами называют приборы, принцип действия которых основан на свойствах полупроводников изменять свое сопротивление под действием температуры, электромагнитного излучения, приложенного напряжения и других факторов.

Полупроводниковый прибор, равномерно легированный примесями и с двумя выводами, в котором используется зависимость электрического сопротивления полупроводника от температуры, освещенности, напряжения и других параметров, называет *полупроводниковым резистором*. Учитывая зависимость от типа примесей, удаётся получить различные зависимости сопротивления от внешнего воздействия. На рисунке 1.1 приведены классификация и условные обозначения полупроводниковых резисторов.

Первые две группы полупроводниковых резисторов в соответствии с этой классификацией — линейные резисторы и варисторы — имеют электрические характеристики, слабо зависящие от внешних факторов: температуры окружающей среды, вибрации, влажности, освещённости и др.

Тип резисторов	Условное обозначение
Линейные резисторы	
Варисторы	
Тензорезисторы	
Терморезисторы	
Фоторезисторы	

Рисунок 1.1 – Классификация и условные обозначения полупроводниковых резисторов

Для остальных групп полупроводниковых резисторов, напротив, характерна сильная зависимость их электрических характеристик от внешних факторов. Так, характеристики терморезисторов существенно зависят от температуры, характеристики фоторезисторов — от освещённости, характеристики тензорезисторов — от механических напряжений.

Линейный резистор – полупроводниковый резистор, в котором используется слаболегированный материал типа кремния или арсенида галлия. Его удельное электрическое сопротивление мало зависит от напряженности электрического поля и плотности электрического тока. Поэтому сопротивление линейного полупроводникового резистора практически постоянно в большом диапазоне напряжений и токов, и они широко используются в интегральных микросхемах.

Варистор – полупроводниковый резистор, сопротивление которого зависит от приложенного напряжения. Имеет нелинейную вольт-амперную характеристику. Изготавливается из карбида кремния.

Варисторы малоинерционны. Используются в маломощных стабилизаторах напряжения, цепях автоматического регулирования усиления и полосы пропускания, а также в мониторах для стабилизации параметров кадровой и строчной разверток.

Терморезистор – полупроводниковый резистор, принцип действия которого основан на использовании зависимости электрического сопротивления полупроводника от температуры.

Используются два типа терморезисторов: термистор – его сопротивление падает с ростом температуры, и позистор, сопротивление которого возрастает с ростом температуры.

Терморезисторы широко используются для стабилизации режима электронных устройств, в системах регулирования температуры, тепловой защиты, противопожарной сигнализации и т.д.

Фоторезистор – полупроводниковый резистор, сопротивление которого зависит от освещенности.

Тензорезистор – полупроводниковый резистор, в котором используется зависимость сопротивления от механических деформаций.

Рассмотрим три наиболее распространенных типа полупроводниковых резисторов.

Терморезистор представляет собой полупроводниковый нелинейный резистор, сопротивление которого значительно изменяется при изменении температуры. Терморезистор выполняют в виде бусинки, диска, цилиндрического стержня, плоской шайбы. В некоторых конструкциях предусмотрено помещение терморезистора в металлический или стеклянный герметизированный баллон. Терморезисторы, обладающие отрицательным температурным коэффициентом сопротивления, называют *термисторами*. Они нашли широкое применение в радиоэлектронном оборудовании самого различного назначения.

К важнейшим *параметрам термисторов* относятся: *холодное сопротивление* – сопротивление термистора при температуре окружающей среды 20 °С; *температурный коэффициент сопротивления ТКС*, выражающий в процентах изменение сопротивления термистора при изменении температуры на 1°С; *максимальная рабочая температура* – температура, при которой характеристики термистора остаются стабильными в течение установленного срока службы; *наибольшая рассеиваемая мощность* – мощность, при которой термистор при протекании тока разогревается до максимальной рабочей температуры; *теплоемкость H* – количество теплоты, необходимой для повышения температуры термистора на 1°С; *коэффициент рассеяния b* – мощность, рассеиваемая термистором при разности температур термистора и окружающей среды в 1°С; *постоянная времени* τ – время, в течение которого температура термистора становится равной 63°С при перенесении его из среды с температурой 20°С в среду с температурой 100°С. Постоянная времени определяется как отношение теплоемкости к коэффициенту рассеяния: $\tau = H/b$.

Полупроводниковые терморезисторы часто называют *термисторами.*

Материалы и основные характеристики термисторов. *Термисторы* − это по сути термометры сопротивления, выполненные на основе смешанных оксидов переходных металлов.

Различают два основных вида термисторов – с отрицательным (NTC) и положительным (PTC) температурным коэффициентом сопротивления. Наиболее распространенный тип – NTC. PTC-термисторы используются только в очень узких диапазонах температур (в несколько градусов) в основном в системах сигнализации и контроля. Термисторы с положительным ТКС обычно называют *позисторами*.

В качестве материалов чувствительных элементов термисторов с отрицательным ТКС используются как монокристаллические (германий, кремний, антимонид индия и др.), так и поликристаллические материалы.

Большинство термисторов – керамические полупроводники, изготовленные из гранулированных оксидов и нитридов металлов.

Наиболее стабильными термисторами при температурах ниже 250°С являются термисторы на основе смешанных оксидов магния и никеля или магния, никеля и кобальта, имеющие отрицательный ТКС. Удельная проводимость термистора r (25°С) зависит от химического состава и степени окисления. Дополнительное управление проводимостью осуществляется добавлением очень малых концентраций таких металлов, как Li и Na. Смеси окислов этих металлов обладают ярко выраженными полупроводниковыми свойствами.

В таблицах 1.1 и 1.2 приведены характеристики некоторых Российских и зарубежных термисторов.

Таблица 1.1 – Характеристики некоторых термисторов NTC, выпускаемых в России

Тип	Пределы R0 при 20 °С, кОм	Допускаемое отклонение ΔR/R0, %	ТКС, %/ °С, при 20 °С.	τ, с	Диапазон рабочих температур, °С
КМТ-1	22 …1000	20	4,2 … 8,4	35	-60 … +180
СТ1-17	0,3 … 22	10, 20	-	30	-60 … +100
СТ3-18	0,033 …0,33	-	-	-	-60 … +300
СТ3-19	2,2;…;15	20	-	-	-100 … +125

Таблица 1.2 – Характеристики некоторых зарубежных термисторов *NTC*

Тип	R_0 при 25 °С, кОм	Погрешность	B25/85, K	τ, с	Диапазон рабочих температур, °С
HT102B	1	+1, 3, 5 %	3100	15	–50...90
HT103C	10	±1, 3, 5 %	3435	15	–50...110
HT103D	10	±1, 3, 5 %	3950	15	–50...110
HT503D	50	±1, 3, 5 %	3950	15	–50...110

В устройствах промышленной электроники термисторы применяются достаточно широко для измерения и регулирования температуры, термокомпенсации различных элементов электрических схем, работающих в широком диапазоне температур, стабилизации напряжения в цепях переменного и постоянного токов, а также в качестве регулируемых бесконтактных резисторов в цепях автоматики.

В ряде специальных устройств находят применение так называемые *полупроводниковые болометры*, состоящие из двух термисторов. Один из термисторов (активный) непосредственно подвергается воздействию контролируемого фактора (температуры излучения), а другой (компенсационный) служит для компенсации влияния температуры окружающей среды.

Варистор представляет собой полупроводниковый резистор, сопротивление которого зависит от приложенного напряжения. Примерный вид вольт-амперной характеристики варистора приведен на рисунке 1.2. Симметричность характеристики позволяет использовать варистор в цепях как постоянного, так и переменного тока.

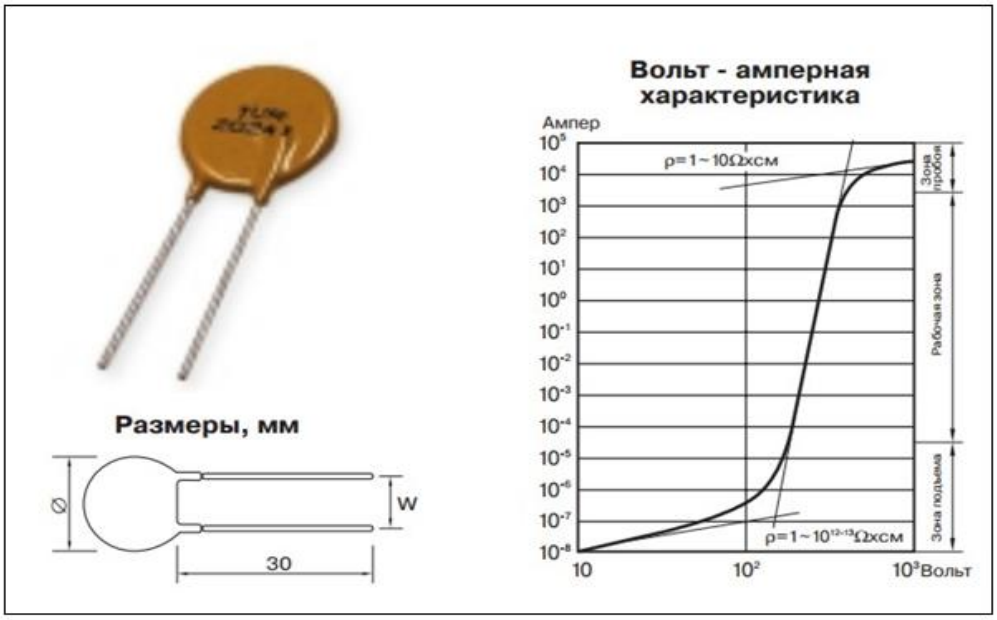


Рисунок 1.2 – Вид и вольт-амперная характеристика варистора

К основным параметрам варисторов относятся: статическое сопротивление при постоянных значениях напряжения и тока $R_{ст} = U/I$; динамическое сопротивление переменному току $R_д = \Delta U / \Delta I$; *коэффициент нелинейности* – отношение статического сопротивления к динамическому в данной точке характеристики $p = R_{ст}/R_д$; наибольшая амплитуда импульсного напряжения и допустимая рассеиваемая мощность.

Исходя из двух последних параметров, выбирают рабочее эксплуатационное напряжение варистора.

В схемах промышленной электроники варисторы применяют для регулирования электрических величин, стабилизации токов и напряжений и для защиты приборов и элементов схем от перенапряжений.

Фоторезистором называют полупроводниковый прибор (рисунок 1.3), электрическое сопротивление которого изменяется под действием электромагнитного излучения видимой, а также инфракрасной и ультрафиолетовой частей спектра. Материалом для изготовления

фоторезисторов служат обычно сульфиды и селениды свинца и кадмия. Светочувствительный проводящий слой полупроводника наносят на стеклянную пластинку с металлическими электродами и помещают в пластмассовый или металлический корпус с окном из фотостекла.

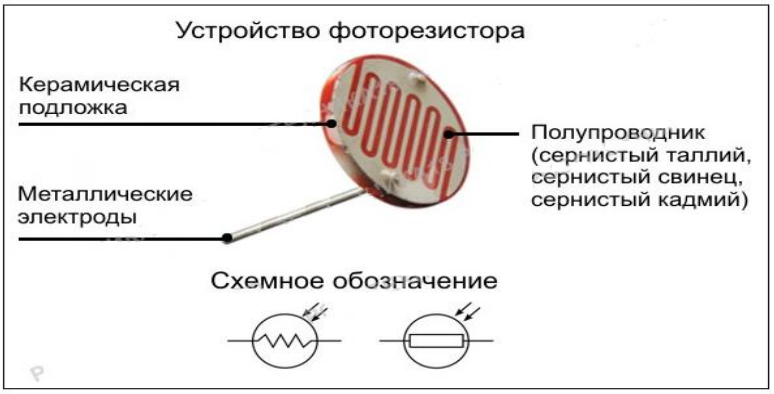
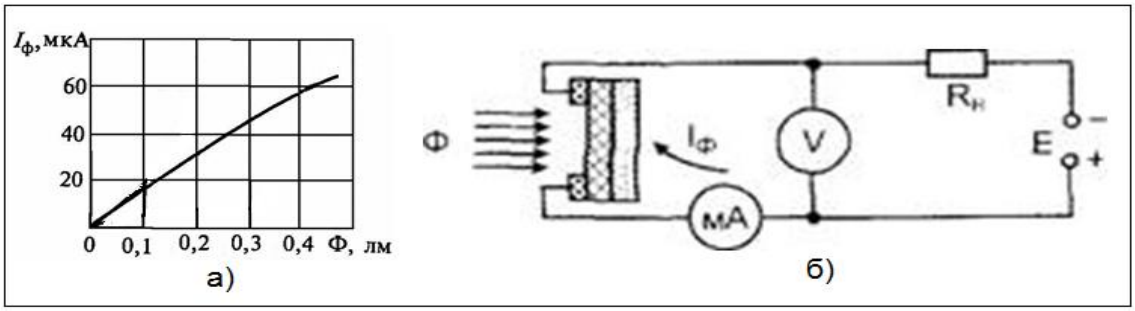


Рисунок 1.3 – Устройство фоторезистора

При отсутствии светового потока сопротивление фоторезистора, называемое *темновым* $R_{темн}$, весьма велико (в первом приближении $R_{темн} \to \infty$), при этом через фоторезистор, включенный в схему, протекает малый *темновой ток* $I_{темн}$. Под воздействием светового потока сопротивление фоторезистора падает, и через него протекает *световой ток* $I_{св}$. Разность между световым и темновым токами называют *первичным фототоком проводимости:* $I_ф = I_{темн} - I_{св}$.

При увеличении светового потока часть электронов проводимости сталкивается с атомами, ионизирует их и создает дополнительный поток электронов – так называемый *вторичный фототок проводимости.*

Для выбора типа и режима работы фоторезистора используют ряд характеристик: *вольтамперная характеристика* – зависимость фототока (или темнового тока) от приложенного напряжения при постоянном световом потоке; *световая характеристика* – зависимость фототока от падающего светового потока постоянного спектрального состава; *IU спектральная характеристика* – зависимость чувствительности фоторезистора от длины волны светового излучения (рисунок 1.4 *а* и *б*).



а – световая характеристика; *б* – включение фоторезистора в цепь постоянного тока

Рисунок 1.4

К основным параметрам фоторезисторов, наряду с указанными ранее темновым сопротивлением, темновым и световым токами, относятся *рабочее напряжение* – максимально возможное напряжение, не приводящее к изменению других параметров фоторезистора в течение всего срока службы, и *допустимая мощность рассеяния* – максимальная мощность, рассеиваемая на фоторезисторе без его повреждения, а также некоторые другие параметры.

Сегодня фоторезисторы широко применяются во многих отраслях науки и техники. Это объясняется их высокой чувствительностью, простотой конструкции, малыми габаритами и значительной допустимой мощностью рассеяния. Значительный интерес представляет использование фоторезисторов в оптоэлектронике. В промышленной электронике фоторезисторы применяются как световые датчики в устройствах слежения и автоматики, автоматических и фотореле в быту, в охранных системах.

1.2 Электронно-дырочный переход в полупроводниках и его свойства

1.2.1 Формирование электронно-дырочного перехода в полупроводниках

Основным элементом большинства полупроводниковых приборов (диодов, транзисторов, тиристоров и др.) является *электронно-дырочный переход* (*p*-*n*-переход), возникающий в контакте между полупроводниками с *разными типами проводимости* либо *в точечном контакте полупроводника с металлом*.

Электронно-дырочный переход – это граница между двумя областями монокристалла полупроводника, одна из которых имеет электропроводность типа *p*, а другая – типа *n*. Д*ырочной областью* называется p-область (область в полупроводнике с преобладающей дырочной электропроводностью). *Электронной областью* называется n-область (область в полупроводнике с преобладающей электронной электропроводностью).

Концентрации основных носителей заряда в областях *p* и *n* могут быть равными или существенно отличаться. *p*-*n*-переход, у которого концентрации дырок и электронов практически равны $N_a \approx N_d$, называют *симметричным*. Если концентрации основных носителей заряда различны ($N_a >> N_d$ или $N_a << N_d$) и отличаются в 100...1000 раз, то такие переходы называют *несимметричными*. Несимметричные *p*-*n*-переходы используются шире, чем симметричные, поэтому в дальнейшем будем рассматривать *только несимметричные p-n-переходы*.

В зависимости от характера распределения примесей, обеспечивающих требуемый тип электропроводности в областях, различают два типа перехода: *резкий* и *плавный*. В резком переходе концентрация примесей на границе раздела областей изменяется на расстоянии, соизмеримом с диффузионной длиной; в плавном – на расстоянии, значительно большем диффузионной длины. Резкость границы играет существенную роль, так как в плавном *p*-*n*-

переходе трудно получить те вентильные свойства, которые необходимы для работы диодов и транзисторов.

Рассмотрим монокристалл полупроводника (рисунок 1.5, *а*) в котором с одной стороны введена акцепторная примесь, обусловившая возникновение здесь электропроводности типа *p*, а с другой стороны введена донорная примесь, благодаря которой там возникла электропроводность типа *n*. Каждому подвижному положительному носителю заряда в области *p* (дырке) соответствует отрицательно заряженный ион акцепторной примеси, но неподвижный, находящийся в узле кристаллической решетки, а в области *n* каждому свободному электрону соответствует положительно заряженный ион донорной примеси, в результате чего весь монокристалл остается электрически нейтральным.

Переход между двумя областями полупроводника имеет концентрацию дырок в *p*-области намного выше концентрации электронов в *n*-области (рисунок 1.5, *б*). Если основные носители в двух областях связаны между собой отношением $p_p >> n_n$, то и для неосновных носителей выполняется неравенство $n_p << p_n$.

Слой полупроводника, имеющий большую концентрацию, называют *эмиттером*, а имеющий меньшую концентрацию, – *базой*.

Поскольку концентрация дырок в *p*-области значительно больше, чем в *n*-области, а концентрация электронов в *n*-области значительно больше, чем в в *p*-области, то на границе АВ двух областей *p* и *n* возникают градиенты концентрации электронов и дырок. Концентрация электронов в одной части и концентрация дырок в другой существенно различаются. Кроме того, в обеих частях имеется небольшая концентрация неосновных носителей.

Электроны в *n*-области стремятся проникнуть в *n*-область, где концентрация электронов значительно ниже. Аналогично, дырки из *p*-области перемещаются в *n*-область. В результате встречного движения противоположных зарядов возникает так называемый *диффузионный ток* (рисунок 1.5, *в*).

В итоге в приграничных областях слоя *p* и слоя *n* возникает так называемый *обедненный слой*, в котором мала концентрация подвижных носителей заряда (электронов и дырок). Обедненный слой имеет большое удельное сопротивление. Ионы примесей обедненного слоя не компенсированы дырками или электронами. В совокупности ионы образуют не скомпенсированные объемные заряды. Таким образом, важнейшим следствием диффузионного движения носителей заряда через границы раздела слоев является появление в приграничных областях *объемных зарядов*, создаваемых *ионами* атомов примесей. Так, при уходе дырок из *p*-слоя в нем создается некомпенсированный отрицательный объемный заряд за счет оставшихся отрицательных ионов акцепторных атомов примеси. Электроны же, ушедшие из *n*-слоя, оставляют здесь некомпенсированный положительный объемный заряд, создаваемый положительными ионами донорных атомов примеси. Наличие объемного заряда является главной особенностью *p*-*n*-перехода.

Кривая распределения плотности объемного заряда в переходе приведена на рисунке 1.5, *г*. Электроны и дырки, перейдя через границу раздела АВ, оставляют после себя противоположные заряды, которые препятствуют дальнейшему прохождению диффузионного тока. В результате на границе *устанавливается динамическое равновесие*, и при замыкании *n*- и *p*-областей ток в цепи не протекает.

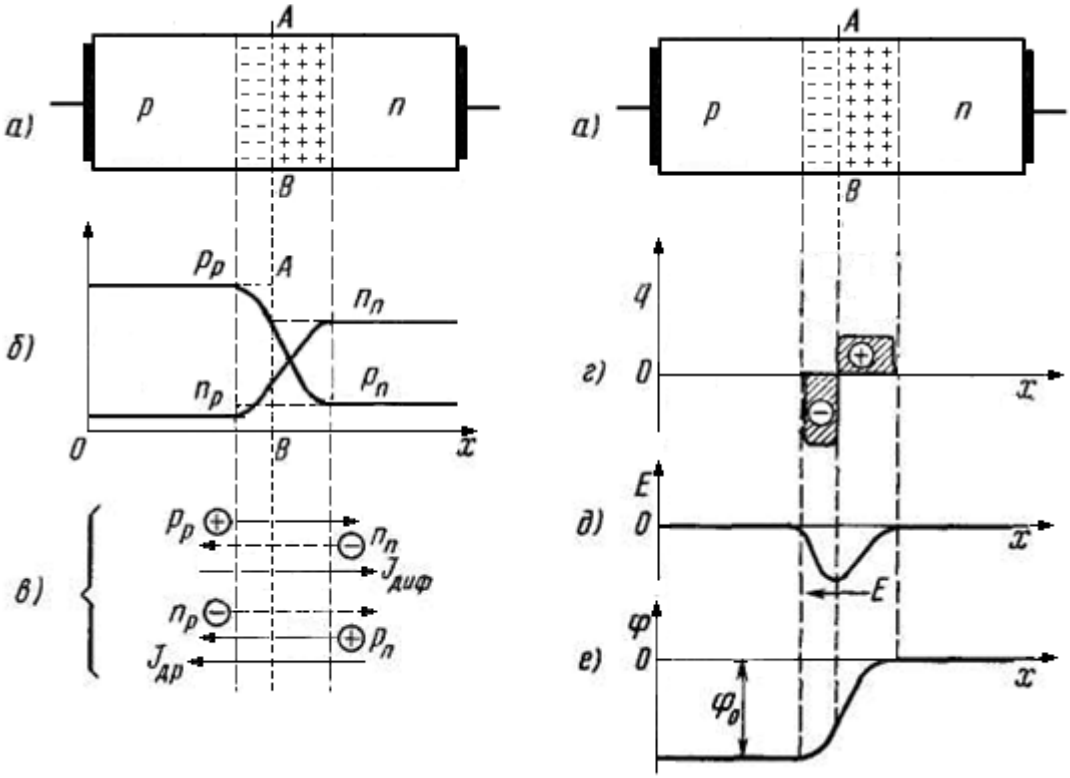


Рисунок 1.5

Между образовавшимися зарядами возникает *контактная разность потенциалов* $\varphi_к = \varphi_n - \varphi_p$ и *электрическое поле* E, направленное от *n*-области к p-области (рисунок 1.5, *д* и *е*). Электрическое поле препятствует движению основных носителей заряда через переход. Однако это же поле является ускоряющим для неосновных носителей – дырок из n-области и электронов – из p-области, и в поле напряженности E происходит их дрейф. Напряженность этого поля максимальна на границе раздела АВ, где происходит скачкообразное изменение знака объемного заряда. На некотором удалении от границы раздела объемный заряд отсутствует, и полупроводник является нейтральным.

Таким образом, на металлургической границе двух полупроводников образуется слой, обедненный подвижными носителями заряда, т.е. слой с высоким сопротивлением. Его и принято называть *p-n-переходом*. За пределами *p-n*-перехода все заряды взаимно компенсируют друг друга, и полупроводник остается электрически нейтральным.

Отметим, что рассмотренный процесс формирования *p-n*-перехода происходит уже на этапе введения в монокристалл акцепторной и донорной примесей.

1.2.2 Вентильные свойства p-n-перехода

p-n-переход обладает свойством изменять свое электрическое сопротивление в зависимости от направления тока, протекающего через него. Это свойство называется *вентильным*, а прибор, обладающий таким свойством, называется *электрическим вентилем*.

Рассмотрим *p-n*-переход, к которому подключен внешний источник напряжения U_a с полярностью, указанной на рисунке 1.6, *а* – «+» к области *p*-типа, и «–» к области *n*-типа. Такое подключение называют *прямым включением p-n-перехода* (или *прямым смещением p-n-перехода*). Если к *p-n*-переходу приложено внешнее напряжение U_a, то равновесие между диффузионным и дрейфовым токами нарушается, и через *p-n*-переход начинает протекать электрический ток. Тогда напряженность электрического поля внешнего источника будет направлена навстречу напряженности поля потенциального барьера и, следовательно, приведет к снижению результирующей напряженности.

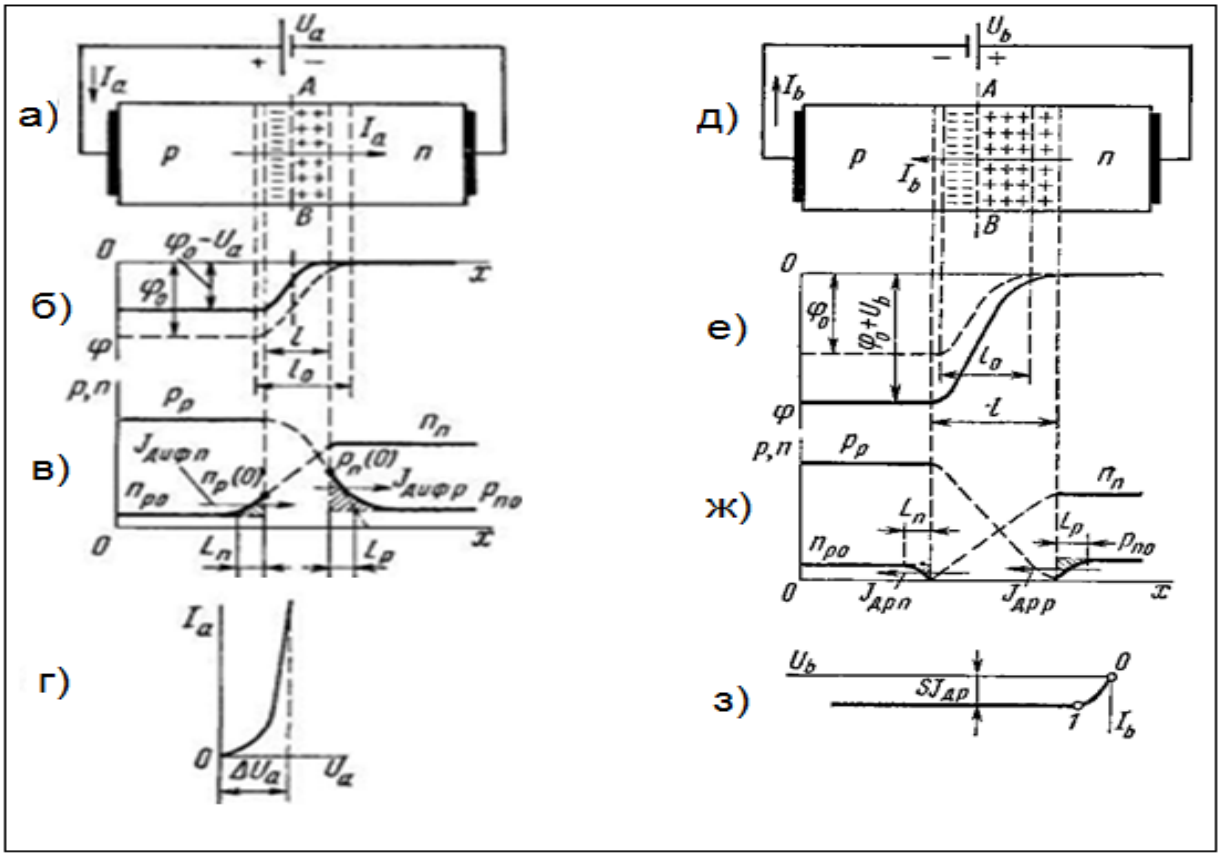


Рисунок 1.6 – Прямое включение p-n-перехода

Так как обедненный подвижными носителями заряда *p-n*-переход обладает значительно большим сопротивлением, чем *p*- и *n*-области, то при приближенном анализе процессов в переходе можно считать, что все внешнее напряжение приложено к *p-n*-переходу.

Под действием прямого внешнего напряжения в *p-n*-переходе возникает электрическое поле, направленное противоположно внутреннему полю перехода, отчего результирующее поле в p-n-переходе ослабляется, и потенциальный барьер снижается. Высота его становится равной $\varphi = \varphi_к - U_a$.

В результате снижения потенциального барьера количество основных носителей, диффундирующих через *p-n*-переход, возрастает. При этом дефицит носителей в обедненном слое сокращается, сопротивление его уменьшается, ширина *p-n*-перехода также уменьшается. Чем больше величина напряжения $U_{пр}$ прикладывается к *p-n*-переходу, тем ниже становится потенциальный барьер. Это способствует увеличению потока дырок, преодолевающих потенциальный барьер и переходящих в *n*-область, и потока электронов, переходящих в *p*-область, где эти носители становятся неосновными. Этот процесс называется *инжекцией***.**

При протекании прямого тока из дырочной области p в электронную область *n* инжектируются дырки, а из электронной области, в дырочную – электроны.

Инжектирующий слой с относительно малым удельным сопротивлением называют *эмиттером*, слой, в котором происходит инжекция неосновных для него носителей заряда, – *базой*.

Если внешнее напряжение плюсом приложено к *n*-области, а минусом – к p-области, то в этом случае говорят, что p-n-переход находится под *обратным* напряжением (рисунок 1.6, *д*). Его полярность при этом совпадает с полярностью контактной разности потенциалов.

Высота потенциального барьера при обратном напряжении увеличивается до $\varphi = \varphi_к + U_b$ (рисунок 1.6, *е*). Поле, создаваемое обратным напряжением, складывается с полем контактной разности потенциалов. Под действием возросшего поля, тормозящего для основных носителей, последние интенсивнее возвращаются в «свои» области, увеличивая дефицит свободных носителей в *p-n*-переходе (рисунок 1.6, *ж*). Это приводит к увеличению его электрического сопротивления. Поскольку основные носители оттесняются от перехода, ширина его увеличивается. Основной же ток, дрейфовый, обусловлен движением неосновных носителей. Его величина, как указывалось ранее, практически не зависит от величины потенциального барьера. Неосновные носители – дырки из *n*-области и электроны из p-области, подошедшие к *p-n*-переходу на расстояние диффузионной длины, втягиваются полем *p-n*-перехода и переносятся в соседнюю область, где они становятся основными носителями заряда. Этот процесс называется *экстракцией.* Этот ток имеет дрейфовую природу и называется *обратным током p-n-перехода* (рисунок 1.6, *з*).

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

1) *p-n*-переход образуется на границе *p*- и *n*-областей, созданных в монокристалле полупроводника.

2) В результате диффузии в *p-n*-переходе возникает электрическое поле – потенциальный барьер, препятствующий выравниванию концентраций основных носителей заряда в соседних областях.

3) При отсутствии внешнего напряжения $U_{вн}$ в *p-n*-переходе устанавливается динамическое равновесие: диффузионный ток становится равным по величине дрейфовому току, образованному неосновными носителями заряда, в результате чего ток через *p-n*-переход становится равным нулю.

4) При прямом смещении *p-n*-перехода потенциальный барьер понижается, и через переход протекает относительно большой диффузионный ток.

5) При обратном смещении *p-n*-перехода потенциальный барьер повышается, диффузионный ток уменьшается до нуля, и через переход протекает малый по величине дрейфовый ток. Это говорит о том, что *p-n*-переход обладает односторонней проводимостью. Данное свойство широко используется для выпрямления переменных токов.

6) Ширина *p-n*-перехода зависит: от концентраций примеси в *p*- и *n*-областях, от знака и величины приложенного внешнего напряжения $U_{вн}$. При увеличении концентрации примесей ширина *p-n*-перехода уменьшается и наоборот. С увеличением прямого напряжения ширина p-n-перехода уменьшается. При увеличении обратного напряжения ширина *p-n*-перехода увеличивается.

1.2.3 Вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода

Вольт-амперная характеристика p-n-перехода – это зависимость тока через *p-n*-переход от величины приложенного к нему напряжения. Ее рассчитывают, исходя из предположения, что электрическое поле вне обедненного слоя отсутствует, т. е. все напряжение приложено к *p-n*-переходу.

В общем виде вольт-амперная характеристика (ВАХ) *p-n*-перехода (рисунок 1.7) представляется экспоненциальной зависимостью:

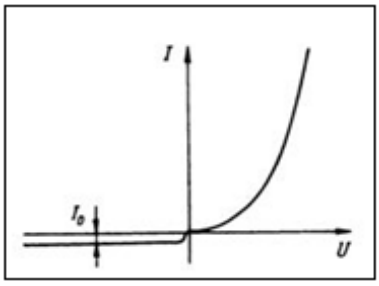


Рисунок 1.7

$$I = I_0 (\exp U/\varphi_T - 1), \qquad (1.1)$$

где I_0 – обратный ток. Этот ток имеет небольшие величины (мкА или нА), но довольно сильно увеличивается при повышении температуры.

Подробно I_0 рассмотрим далее.

Из (1.1) следует, что при прямом смещении ($U > 0$) ток через *p-n*-переход возрастает, а при обратном смещении ($U < 0$) становится малым, приближаясь к значению I_0. Поскольку $\varphi_T = 26$ мВ, то при положительных напряжениях $U > 0{,}1$В в формуле (1.1) можно пренебречь единицей по сравнению с экспонентой. Таким образом, *p-n*-переход характеризуется свойством односторонней электропроводности, т. е. хорошо проводит ток в прямом направлении и плохо – в обратном. Следовательно, *p-n*-переход обладает

выпрямляющим действием, что позволяет использовать его в качестве выпрямителя переменного тока.

Важным параметром *p-n*-перехода является его дифференциальное сопротивление $r_д$. Формулу для определения $r_д$ прямой ветви ВАХ получим из (1.1):

$$\frac{1}{r_Д} = \frac{dI}{dU} = \frac{I_0}{\varphi_T} \exp \frac{U}{\varphi_T} = \frac{I + I_0}{\varphi_T}.$$

При $I \gg I_0$ получим окончательно:

$$r_Д = \varphi_T / I. \qquad (1.2)$$

С ростом тока дифференциальное сопротивление *p-n*-перехода быстро падает. При токах порядка единиц и десятков миллиампер $r_Д$ составляет десятки и единицы Ом.

При расчете выпрямительных устройств часто пользуются другим параметром *p-n*-перехода – сопротивлением постоянному току $R_{ст}$.

Из формулы (1.1) довольно просто получить зависимость $R_{ст}$ от рабочего тока:

$$R_{ст} = \frac{U}{I} = \frac{\varphi_T}{I} \ln \frac{I + I_0}{I_0}.$$

При прямом смещении *p-n*-перехода (при протекании прямого тока) $R_{ст}$ всегда больше сопротивления $r_д$.

Поскольку на *p-n*-переходе при больших токах может выделяться достаточно большая мощность, температура перехода при этом может заметно превысить температуру отдельных областей полупроводникового элемента и окружающей среды.

Тепловой баланс в полупроводниковой структуре устанавливается через некоторое время после включения тока и определяется теплопроводностью отдельных частей структуры. С целью повышения максимально допустимой мощности, выделяемой на *p-n*-переходе, прежде всего следует улучшить теплообмен с окружающей средой.

При прямом смещении *p-n*-перехода его идеализированная ВАХ (согласно 1.1) представляется однородной экспонентой. Однако реальная характеристика имеет несколько более сложную форму: состоит из нескольких участков с разными наклонами. Отличия реальной ВАХ от идеализированной определяются несколькими причинами.

Первая причина обусловлена процессами рекомбинации в *i*-области *p-n*-перехода. Она имеет место при малых прямых смещениях. В этом случае $\Delta\varphi$ еще велика, следовательно, имеет место малый уровень инжекции, т. е. в *i*-область из эмиттера и базы попадает малое число носителей заряда. При таком малом положительном смещении ширина перехода *l* еще довольно большая – объем *i*-области еще достаточно велик, следовательно, в ней присутствует относительно много ловушек. Таким образом, за счет большого числа ловушек создаются очень благоприятные условия в *i*-области для рекомбинации малого числа инжектированных носителей.

В рассмотренном случае ВАХ формируется за счет тока рекомбинации, который тоже имеет экспоненциальную зависимость от напряжения, но более пологую, чем по (1.1). За счет такого пологого начального участка вид прямой ветви реальной ВАХ становится таким, как показано на рисунке 1.7. На этом рисунке представлен параметр $U_п$, называемый напряжением «пятки». Хотя на сегодняшний день и нет четкого определения для этого параметра, он часто используется для прикидочных расчетов радиоэлектронных устройств. Будем несколько условно считать, что $U_П$ – это напряжение на *p-n*-переходе, при котором I = 0,1 мА. Нетрудно заметить, что чем больше $\Delta\varphi_0$ и l_0 (чем шире $\varepsilon_З$), тем должно быть больше и $U_п$.

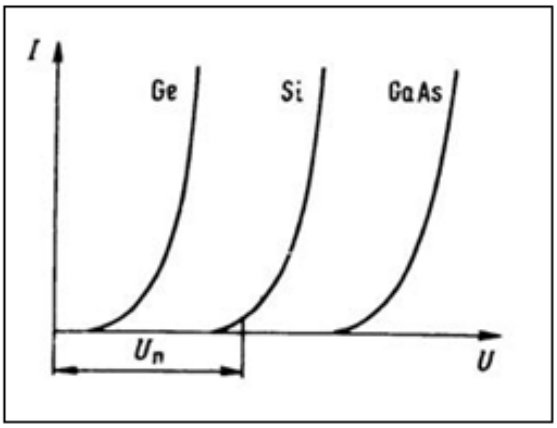


Рисунок 1.8

Следовательно, у кремниевых *p-n*-переходов $U_П$ больше, чем у германиевых, и меньше, чем у переходов из арсенида галлия (рисунок 1.8). Следует отметить, что в формирование величины $U_П$ определенный вклад вносит и ток I_0.

Другая причина отличия реальной ВАХ от формы (1.11) обусловлена падением напряжения на объемном сопротивлении базы.

Эта причина проявляется при достаточно больших токах. Заметим, что сопротивление базы $r_б$ в реальных *p-n*-переходах обычно составляет единицы или десятки Ом. Падение напряжения на этом сопротивлении $I \cdot r_б$ является той поправкой, которую следует ввести в формулу (1.1), чтобы учесть различие между напряжением на самом запорном слое *p-n*-перехода и величиной внешнего напряжения U. С учетом такой поправки получаем:

$$I = I_0 \exp[(U - I \cdot r_б)/\varphi_т]. \qquad (1.3)$$

Падение напряжения на $r_б$ приводит к появлению на ВАХ участка, называемого омическим. При больших токах значение $\Delta\varphi_0$ становится небольшим, сопротивление обедненного слоя уменьшается и уже оказывается малосущественным, следовательно, в таком случае можно рассматривать *p-n*-переход как простую двухслойную пластину, сопротивление которой приближенно равно сопротивлению ее высокоомного слоя $r_б$ ($\rho_э \ll \rho_б$). Необходимо отметить, что учитывать падение напряжения на $r_б$ необходимо для значительного, иногда даже основного, рабочего участка ВАХ *p-n*-перехода.

Еще одна причина отличия реальной ВАХ от идеализированной обусловлена модуляцией сопротивления базы при больших уровнях инжекции. Протекание больших токов определяется инжекцией большого числа носителей заряда из эмиттера в базу. В результате присутствия в базе большого числа

неосновных носителей заряда ее объемное сопротивление уменьшится. Это обстоятельство делает необходимым учет влияния $r_б = f(I)$ в формуле (1.3) для больших уровней инжекции.

Обратная ветвь ВАХ *p-n*-перехода определяется обратным током, который, как отмечалось выше, обычно довольно сильно возрастает при повышении температуры. Не останавливаясь здесь на анализе обратной ветви, рассмотрим влияние температуры на прямую ветвь ВАХ *p-n*-перехода. Температурная зависимость прямой ветви ВАХ согласно (1.1) определяется изменениями I_0 и $\varphi_т$. Заметим, что при больших токах необходимо согласно (1.3) также учитывать изменение $r_б$. Влияние этих температурно-зависимых параметров на ВАХ приводит к тому, что при малых прямых напряжениях ток возрастает с повышением температуры, а при больших – уменьшается. В принципе существует даже точка (область), где величина тока практически не зависит от температуры. Однако эта термостабильная точка редко используется на практике, поскольку имеет место при достаточно больших уровнях инжекции. Для большинства же реальных устройств ток в *p-n*-переходе несколько возрастает с повышением температуры (при постоянном напряжении).

На практике чаще всего принято оценивать влияние температуры на ВАХ *p-n*-перехода, определяя изменение напряжения при постоянном токе. Для оценки изменения прямого напряжения при изменении температуры вводится температурный коэффициент напряжения (ТКН), характеризующий сдвиг ВАХ по оси напряжений. Обычно ТКН имеет отрицательный знак, что знаменует собой уменьшение напряжения на *p-n*-переходе при постоянном токе с ростом температуры. Отметим, что ТКН зависит от тока и несколько уменьшается с его ростом. Для *p-n*-переходов из кремния ТКН достигает 3 мВ/град.

1.2.4 Обратный ток *p-n-перехода*

Как было отмечено выше, при обратном смещении *p-n*-перехода в нем протекает лишь небольшой ток, называемый обратным. Этот ток I_0 и формирует обратную ветвь *ВАХ p-n*-перехода. В общем случае I_0 состоит из четырех составляющих: теплового тока, тока термогенерации, тока утечки и канального тока.

Тепловой ток обусловлен термогенерацией электронно-дырочных пар в областях *p*- и n-типа. Поскольку тепловой ток обусловлен процессами термогенерации носителей заряда, то он довольно сильно возрастает при увеличении температуры. Обычно тепловой ток возрастает в 2 раза при увеличении температуры на каждые 10°С. Естественной представляется зависимость теплового тока от ширины запрещенной зоны полупроводника, из которого выполнен *p-n*-переход. Чем больше ширина, тем меньше вероятность термогенерации при заданной температуре и, следовательно, меньше тепловой ток. Относительно теплового тока остается заметить, что он является основной составляющей обратного тока у германиевых *p-n*-переходов и слабо зависит от величины приложенного обратного напряжения.

Другой составляющей обратного тока является *ток термогенерации*, который обусловлен генерацией носителей заряда под действием тепла. Этот ток отличается от теплового только местом, где образуются подвижные носители заряда. Величина тока термогенерации пропорциональна объему обедненного слоя, т.е. ширине *p-n*-перехода. Он растет при увеличении ширины *p-n*-перехода, т. е. пропорционален $\sqrt{U}$.

Поскольку ток термогенерации так же, как и тепловой ток, образуется за счет термогенерации носителей заряда, то он, подобно тепловому, возрастает при увеличении температуры. Однако это возрастание происходит более интенсивно. Обычно ток термогенерации возрастает в 3 раза при увеличении температуры на каждые 10°С.

В германиевых *p-n*-переходах ток термогенерации пренебрежимо мал в сравнении с тепловым, а для переходов из кремния и арсенида галлия может стать заметной частью I_0 при высоких температурах.

Третьей составляющей обратного тока *p-n*-перехода является ток утечки. Для *p-n*-переходов, изготовленных из достаточно широкозонных полупроводников, поверхностные утечки могут явиться основной составляющей, определяющей величину тока I_0. Ток утечки обусловлен многими факторами: поверхностными энергетическими уровнями, молекулярными и ионными пленками, различными загрязнениями и т. д. При повышении напряжения ток утечки возрастает по линейному закону или еще более круто. Влияние же температуры на ток утечки выражено сравнительно слабо. Отметим, что характерной особенностью тока утечки является его временная нестабильность. Образование тока утечки, как правило, связано с несовершенством технологии изготовления. Примером *p-n*-перехода, у которого ток утечки является основной составляющей обратного тока, является кремниевый переход, выполненный по сплавной технологии.

Четвертой составляющей обратного тока *p-n*-перехода является *канальный ток*. Он является основной составляющей для кремниевых *p-n*- переходов, выполненных по планарной технологии. Не вдаваясь здесь в особенности планарной технологии, отметим, что при ее использовании поверхность кремниевых *p-n*-переходов покрывается защитной пленкой SiO_2. Это покрытие, с одной стороны, практически устраняет ток поверхностной утечки, но, с другой стороны, порождает канальный ток. Канальный ток возникает за счет образования канала (очень тонкого слоя) n-типа в приповерхностной области p-типа, покрытой пленкой SiO_2. Отметим, что канальный ток очень маленький: десятые доли или единицы наноампер.

Заканчивая рассмотрение обратного тока, отметим, что, хотя на его величину и влияют многие факторы, все же можно считать, что он возрастает при уменьшении ширины запрещенной зоны полупроводника, из которого выполнен *p-n*-переход. Так, обратный ток в германиевых *p-n*-переходах обычно на три-четыре порядка выше, чем в кремниевых.

1.2.5 Емкости *p-n*-перехода

Инерционность *p-n*-перехода во многом определяется его емкостями. Обычно выделяют две основные емкости *p-n*-перехода: *диффузионную* и *барьерную*. При прямом смещении *p-n*-перехода из эмиттера в базу инжектируются неосновные для базы носители заряда. Изменение прямого напряжения на *p-n*-переходе приводит к изменению концентрации этих неравновесных неосновных носителей в базе, т. е. к изменению заряда в ней $Q_з$. Изменение же заряда, вызванное изменением напряжения, можно рассматривать как действие некоторой емкости. Эта емкость называется *диффузионной*, поскольку неосновные носители заряда попали в базу за счет диффузии из эмиттера. На практике обычно используется дифференциальная диффузионная емкость $C_д$:

$$C_д = d\,Q_з / dU = I \cdot \tau / \varphi_{т.} \qquad (1.4)$$

Из (1.4) следует, что диффузионная емкость будет тем больше, чем больше ток через *p-n*-переход и чем больше время жизни неосновных носителей в базе τ. Емкость $C_д$ во многом определяет быстродействие элементов полупроводниковой электроники.

При обратном смещении инерционность *p-n*-перехода характеризуется емкостью, которая называется *барьерной* (или зарядной). Барьерная емкость $Q_б$ определяется изменением пространственного заряда в обедненном слое *p-n*-перехода под действием приложенного напряжения.

Ширина *p-n*-перехода зависит от *U,* и при изменении ширины перехода меняется и число нескомпенсированных ионов в обедненном слое, т.е. меняется ее заряд. Поэтому *p-n*-переход можно рассматривать как систему из двух проводящих плоскостей, разделенных диэлектриком, т. е. как плоский конденсатор. Величину барьерной емкости можно рассчитать по формуле плоского конденсатора:

$$C_{бар} = \varepsilon_0 S_i / l = S_i((\varepsilon_П q N_Д)/(2(\varphi_к + U))^{0.5} \qquad (1.5)$$

Здесь ε – относительная диэлектрическая проницаемость;

ε_0 – электрическая постоянная;

L – толщина запирающего слоя;

S_i – площадь *p-n*-перехода.

Барьерная емкость возрастает при увеличении площади *p-n*-перехода и диэлектрической проницаемости полупроводника и уменьшении толщины запирающего слоя. В зависимости от площади перехода $C_{бар}$ может быть от единиц до сотен пикофарад. Особенностью барьерной емкости является то, что она является нелинейной емкостью. При возрастании обратного напряжения толщина перехода увеличивается, и емкость $C_{бар}$ уменьшается. Характер зависимости $C_{бар} = f(U_{обр})$ показывает график на рисунке 1.9. Как видно, под влиянием $U_{обр}$ емкость $C_{бар}$ изменяется в несколько раз.

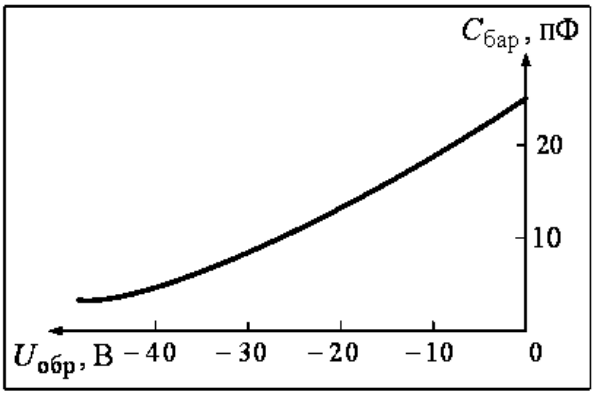


Рисунок 1.9 – Зависимость барьерной емкости от обратного напряжения

В заключение заметим, что, поскольку при прямом смещении *p-n*-переход сужается, барьерная емкость растет. Однако в этом случае $C_б$ оказывается менее существенной, чем $C_д$.

1.2.6 Пробой p-n-перехода

Пробоем *p-n*-перехода называется явление резкого увеличения обратного тока при достижении обратным напряжением определенного критического значения. ВАХ для больших значений обратных напряжений показана на рисунок 1.10.

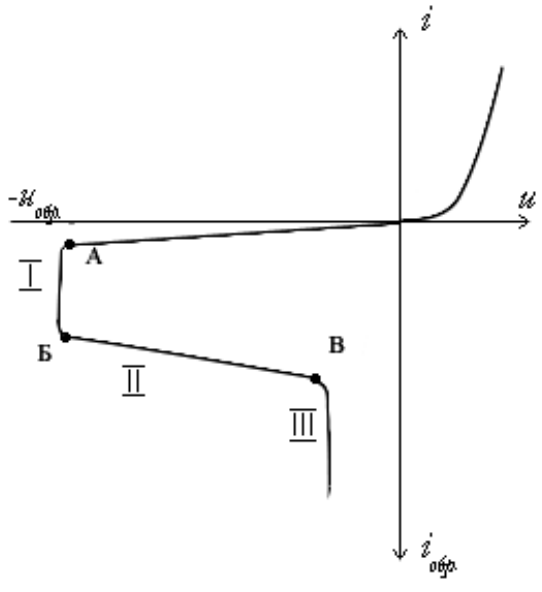


Рисунок 1.10

Началу пробоя соответствует точка *А*. После этой точки дифференциальное сопротивление перехода стремится к нулю.

Различают три вида пробоя *p-n*-перехода:

1) Туннельный пробой (А–Б).
2) Лавинный пробой (Б–В).
3) Тепловой пробой (за тч. В).
4) Поверхностный.

Возможны обратимые и необратимые пробои. Обратимый пробой – это пробой, после которого *p-n*-переход сохраняет работоспособность. Необратимый пробой ведет к разрушению структуры полупроводника.

Существует четыре типа пробоя: *лавинный*, *туннельный*, *тепловой* и *поверхностный*. Лавинный и туннельный пробои объединяются под названием – *электрический пробой*, который является обратимым. К необратимым относят тепловой и поверхностный.

Лавинный пробой свойственен полупроводникам со значительной толщиной *p-n*-перехода, образованным слаболегированными

полупроводниками. При этом ширина обедненного слоя гораздо больше диффузионной длины носителей. Пробой происходит под действием сильного электрического поля с напряженностью $E \approx (8 \ldots 12) \cdot 10^4$ В/см. В лавинном пробое основная роль принадлежит неосновным носителям, образующимся под действием тепла в *p-n*-переходе.

Эти носители испытывают со стороны электрического поля *p-n*-перехода ускоряющее действие и начинают ускоренно двигаться вдоль силовых линий этого поля. При определенной величине напряженности неосновные носители заряда на длине свободного пробега могут разогнаться до такой скорости, что их кинетической энергии может оказаться достаточно, чтобы при очередном соударении с атомом полупроводника ионизировать его, т. е. «выбить» один из его валентных электронов и перебросить его в зону проводимости, образовав при этом пару «электрон – дырка». Образовавшиеся носители тоже начнут разгоняться в электрическом поле, сталкиваться с другими нейтральными атомами, и процесс, таким образом, будет лавинообразно нарастать. При этом происходит резкий рост обратного тока при практически неизменном обратном напряжении.

Если обратный ток при обоих видах электрического пробоя не превысит максимально допустимого значения, при котором произойдет перегрев и разрушение кристаллической структуры полупроводника, то они являются обратимыми и могут быть воспроизведены многократно.

Туннельный пробой происходит в очень тонких *p-n*-переходах, что возможно при очень высокой концентрации примесей, когда ширина перехода становится малой (порядка 0,01 мкм), и при небольших значениях обратного напряжения (несколько вольт), когда возникает большой градиент электрического поля. Высокое значение напряженности электрического поля, воздействуя на атомы кристаллической решетки, повышает энергию валентных электронов и приводит к их туннельному «просачиванию» сквозь «тонкий» энергетический барьер из валентной зоны *p*-области в зону проводимости *n*-области. Причем «просачивание» происходит без изменения энергии носителей заряда. Для туннельного пробоя также характерен резкий рост обратного тока при практически неизменном обратном напряжении.

Тепловым называется пробой *p-n*-перехода, обусловленный ростом количества носителей заряда при повышении температуры кристалла. С увеличением обратного напряжения и тока возрастает тепловая мощность, выделяющаяся в *p-n*-переходе и, соответственно, температура кристаллической структуры. Под действием тепла усиливаются колебания атомов кристалла и ослабевает связь валентных электронов с ними, возрастает вероятность перехода их в зону проводимости и образования дополнительных пар носителей «электрон – дырка». Если электрическая мощность в *p-n*-переходе превысит максимально допустимое значение, то процесс термогенерации лавинообразно нарастает, в кристалле происходит необратимая перестройка структуры, и *p-n*-переход разрушается.

Поверхностный пробой. Распределение напряженности электрического поля в *p-n*-переходе может существенно изменить заряды, имеющиеся на поверхности полупроводника. Поверхностный заряд может привести к увеличению или уменьшению толщины перехода, в результате чего на поверхности перехода может наступить пробой при напряженности поля, меньшей той, которая необходима для возникновения пробоя в толще полупроводника. Это явление называют *поверхностным пробоем*. Большую роль при возникновении поверхностного пробоя играют диэлектрические свойства среды, граничащей с поверхностью полупроводника. Для снижения вероятности поверхностного пробоя применяют специальные защитные покрытия с высокой диэлектрической постоянной.

1.2.7 Контакт «металл – полупроводник»

В современных полупроводниковых приборах, помимо контактов с *p-n*-переходом, применяются контакты «металл – полупроводник».

Контакт «металл – полупроводник» возникает в месте соприкосновения полупроводникового кристалла *n* или *p*-типа проводимости с металлами. Происходящие при этом процессы определяются соотношением работ выхода электрона из металла $A_м$ и из полупроводника $A_п$. Под *работой выхода электрона* понимают энергию, необходимую для переноса электрона с уровня Ферми на энергетический уровень свободного электрона. Чем меньше работа выхода, тем больше электронов может выйти из данного тела.

В результате диффузии электронов и перераспределения зарядов нарушается электрическая нейтральность прилегающих к границе раздела областей, возникает контактное электрическое поле и контактная разность потенциалов:

$$\varphi_{конт} = \frac{(A_м - A_п)}{q}. \qquad (1.6)$$

Переходный слой, в котором существует контактное электрическое поле при контакте «металл – полупроводник», называется *переходом Шоттки*, по имени немецкого ученого В. Шоттки, который первый получил основные математические соотношения для электрических характеристик переходов.

Контактное электрическое поле на переходе Шоттки сосредоточено практически в полупроводнике, так как концентрация носителей заряда в металле значительно больше концентрации носителей заряда в полупроводнике. Перераспределение электронов в металле происходит в очень тонком слое, сравнимом с межатомным расстоянием.

В зависимости от типа электропроводности полупроводника и соотношения работ выхода в кристалле может возникать обедненный, инверсный или обогащенный слой носителями электрических зарядов.

1. $A_м < A_П$, полупроводник *n*-типа (рисунок 1.11, *а*). В данном случае будет преобладать выход электронов из металла (М) в полупроводник, поэтому в слое полупроводника около границы раздела накапливаются основные носители

(электроны), и этот слой становится обогащенным, т. е. имеющим повышенную концентрацию электронов. Сопротивление этого слоя будет малым при любой полярности приложенного напряжения, и, следовательно, такой переход не обладает выпрямляющими свойствами. Его иначе называют *невыпрямляющим переходом*.

2. $А_м < А_П$, полупроводник *p*-типа (рисунок 1.11, *б*). В этом случае будет преобладать выход электронов из полупроводника в металл, при этом в приграничном слое также образуется область, обогащенная основными носителями заряда (дырками), имеющая малое сопротивление. Такой переход также не обладает выпрямляющим свойством.

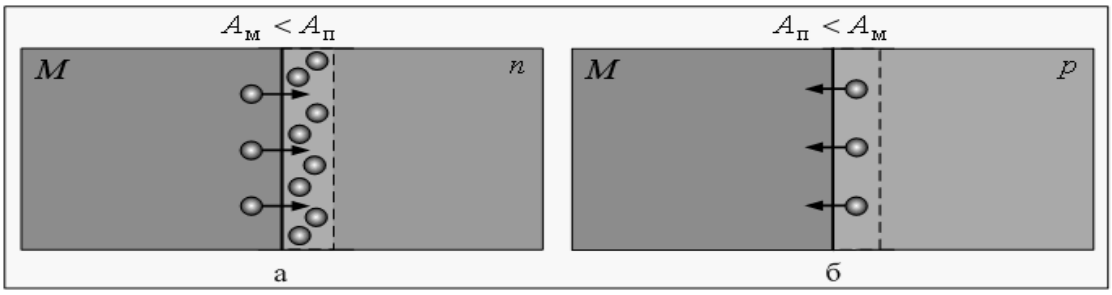


Рисунок 1.11 – Контакт «металл – полупроводник», не обладающий выпрямляющим свойством

3. $А_м > А_П$, полупроводник *n*-типа (рисунок 1.12, *а*). При таких условиях электроны будут переходить главным образом из полупроводника в металл, и в приграничном слое полупроводника образуется область, обедненная основными носителями заряда и имеющая большое сопротивление. Здесь создается сравнительно высокий потенциальный барьер, высота которого будет существенно зависеть от полярности приложенного напряжения. Если $А_п >> А_м$, то возможно образование инверсного слоя (*p*-типа). Такой контакт обладает выпрямляющим свойством.

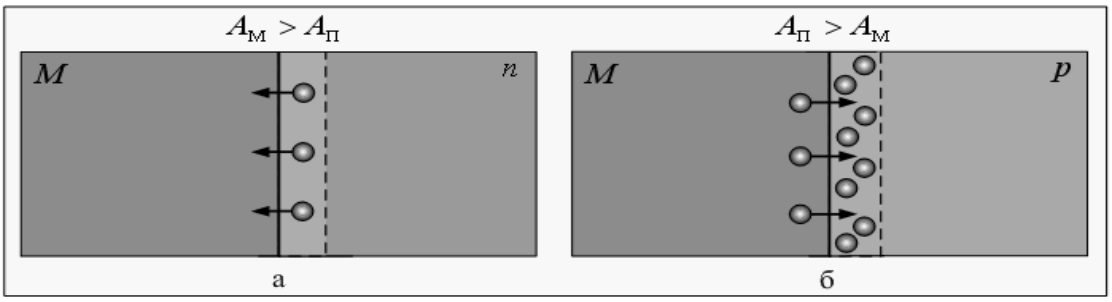


Рисунок 1.12 – Контакт «металл – полупроводник», обладающий выпрямляющим свойством

4. $А_п > А_м$, полупроводник *p*-типа (рисунок 1.12, *б*). Контакт, образованный при таких условиях, обладает выпрямляющим свойством, как и предыдущий.

Отличительной особенностью контакта «металл – полупроводник» является то, что в отличие от обычного *p-n*-перехода здесь высота потенциального барьера для электронов и дырок разная. В результате такие контакты могут быть при определенных условиях неинжектирующими, т. е. при протекании прямого тока через контакт в полупроводниковую область не будут инжектироваться неосновные носители, что очень важно для высокочастотных и импульсных полупроводниковых приборов.

1.3 Полупроводниковые диоды

1.3.1 Назначение и классификация. Системы обозначений и общие параметры диодов

Полупроводниковый диод — это полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом и двумя выводами, в котором используется то или иное свойство электрического перехода в полупроводниках.

К противоположным областям выпрямляющего электрического перехода привариваются или припаиваются металлические выводы, и вся система заключается в металлический, металлокерамический, стеклянный или пластмассовый корпус.

Область полупроводникового кристалла диода, имеющая более высокую концентрацию примесей (следовательно, и основных носителей заряда), называется *эмиттером*, а другая, с меньшей концентрацией, – *базой*. По аналогии с электровакуумными диодами, ту сторону диода, к которой при прямом включении подключается отрицательный полюс источника питания, часто называют *катодом*, а другую – *анодом*.

Классификация современных полупроводниковых диодов (ПД) по их назначению, физическим свойствам, основным электрическим параметрам, конструктивно-технологическим признакам, исходному полупроводниковому материалу находит отражение в системе условных обозначений диодов в соответствии с ГОСТ 20859.1-89.

В зависимости от области применения полупроводниковые диоды делят на следующие основные группы: выпрямительные; универсальные; импульсные; сверхвысокочастотные; стабилитроны; варикапы; туннельные; обращенные; фотодиоды, светоизлучающие диоды, генераторы шума, магнитодиоды.

Классификация и условные графические обозначения полупроводниковых диодов приведены на рисунке 1.13.

По конструктивному исполнению полупроводниковые диоды делятся на *плоскостные* и *точечные*, а по технологии изготовления – на *сплавные*, *диффузионные* и *эпитаксиальные* (следует понимать, что существует множество разных подвидов этих технологий).

В плоскостных диодах электрический переход имеет линейные размеры, значительно большие толщины самого перехода. К точечным относят диоды, у которых размеры электрического перехода, определяющие его площадь, меньше

толщины области объемного заряда. Такой диод образуется, например, в месте контакта небольшой пластины полупроводника и острия металлической пружины (*точечно-контактные диоды*).

В технологии изготовления диодов определяющей является методика внесения примесей в полупроводник, а также способ соединения кристалла полупроводника с металлическими контактами.

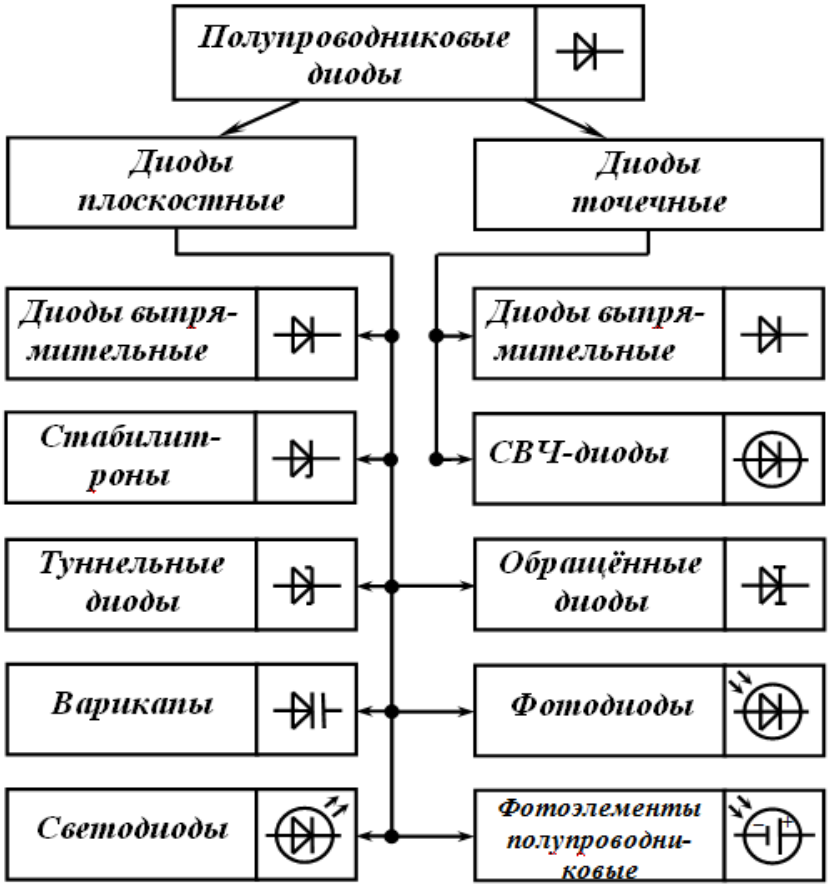


Рисунок 1.13 – Классификация и условные графические обозначения полупроводниковых диодов

Существует большое количество возможных форм исполнения самых разнообразных переходов, которые обладают множеством разнообразных свойств. Эти свойства могут использоваться для создания полупроводниковых диодов различного принципа действия и конструкции. Многие из таких диодов имеют свои исторически-сложившиеся названия, которые могут характеризовать конструкцию диода, физический эффект, определяющий характеристики диода, и т.д. (лавинно-пролетные диоды, туннельные диоды, диоды Шоттки, диоды Ганна, варакторы, диоды с накоплением заряда, ...).Часто эти группы диодов отличаются областью применения и/или маркировкой.

Система обозначений. Первый элемент (цифра или буква) обозначает исходный полупроводниковый материал, второй (буква) – подкласс приборов, третий (цифра) – основные функциональные возможности прибора, четвертый – число, обозначающее порядковый номер разработки, пятый элемент – буква,

условно определяющая классификацию (разбраковку по параметрам) приборов, изготовленных по единой технологии.

Для обозначения исходного полупроводникового материала используются следующие символы: Г или 1 – германий или его соединения; К или 2 – кремний или его соединения; А или 3 – соединения галлия; И или 4 – соединения индия.

Для обозначения подклассов диодов используется одна из следующих букв: Д – диоды выпрямительные и импульсные; Ц – выпрямительные столбы и блоки; В – варикапы; И – туннельные диоды; А – сверхвысокочастотные диоды; С – стабилитроны; Г – генераторы шума; Л – излучающие оптоэлектронные приборы; О – оптопары.

Для обозначения наиболее характерных эксплуатационных признаков приборов (их функциональных возможностей) используются следующие цифры.

Диоды (подкласс Д): 1 – выпрямительные диоды с постоянным или средним значением прямого тока не более 0,3 А; 2 – выпрямительные диоды с постоянным или средним значением прямого тока более 0,3 А, но не свыше 10 А; 3 – импульсные диоды с временем восстановления обратного сопротивления более 500 нс; 4 – импульсные диоды с временем восстановления более 150 нс, но не свыше 500 нс; 5 – импульсные диоды с временем восстановления 30…150 нс; 6 – импульсные диоды с временем восстановления 5…30 нс; 7 – импульсные диоды с временем восстановления 1…5 нс; 8 – импульсные диоды с эффективным временем жизни неосновных носителей заряда менее 1 нс.

Выпрямительные столбы и блоки (подкласс Ц): 1 – столбы с постоянным или средним значением прямого тока не более 0,3 А; 2 – столбы с постоянным или средним значением прямого тока 0,3…10 А; 3 – блоки с постоянным или средним значением прямого тока 0,3 А; 4 – блоки с постоянным или средним значением прямого тока 0,3…10 А.

*Варикапы (подкласс В):*1 – подстроечные варикапы; 2 – умножительные варикапы.

Туннельные диоды (подкласс И): 1 – усилительные туннельные диоды; 2 – генераторные туннельные диоды; 3 – переключательные туннельные диоды; 4 – обращенные диоды.

Сверхвысокочастотные диоды (подкласс А): 1 – смесительные диоды; 2 – детекторные диоды; 3 – усилительные диоды; 4 – параметрические диоды; 5 – переключательные и ограничительные диоды; 6 – умножительные и надстроечные диоды; 7 – генераторные диоды; 8 – импульсные диоды.

Стабилитроны (подкласс С): 1 – стабилитроны мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В; 2 – стабилитроны мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10…100 В; 3 – стабилитроны мощностью не более 0,3 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В; 4 – стабилитроны мощностью не более 0,3…5 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В; 5 – стабилитроны мощностью 0,3…5 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10…100 В; 6 – стабилитроны мощностью 0,3…5 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В; 7 –

стабилитроны мощностью 5…10 Вт с номинальным напряжением стабилизации менее 10 В; 8 – стабилитроны мощностью 5…10 Вт с номинальным напряжением стабилизации 10…100 В; 9 – стабилитроны мощностью 5…10 Вт с номинальным напряжением стабилизации более 100 В.

Генераторы шума (подкласс Г): 1 – низкочастотные генераторы шума; 2 – высокочастотные генераторы шума.

Например: 2Д204В – кремниевый выпрямительный диод с постоянным и средним значением тока 0,3…10 А, номер разработки 04, группа В. КС620А – кремниевый стабилитрон мощностью 0,5…5 Вт, с номинальным напряжением стабилизации более 100 В, номер разработки 20, группа А.

ЗИ309Ж – арсенидогаллиевый переключательный туннельный диод, номер разработки 09, группа Ж.

Частотный диапазон использования выпрямительных диодов очень широк, и в связи с этим существует деление диодов на низкочастотные (НЧ-диоды) и высокочастотные (ВЧ-диоды).

Низкочастотные диоды предназначены для преобразования переменного тока промышленной (низкой) частоты в постоянный. Главное требование, предъявляемое к НЧ-диодам – это получение больших величин выпрямленных токов. Поэтому для создания низкочастотных диодов используются p-n-переходы с большой площадью. Такие диоды изготавливаются в основном из германия и кремния методами эпитаксии, диффузии и вплавления.

Высокочастотные диоды работают на частотах в несколько десятков мегагерц и более. Они должны быть малоинерционны, чтобы не вносить искажений, то есть иметь малое время жизни неосновных носителей и небольшую барьерную ёмкость. Для обеспечения этих требований ВЧ выпрямительные диоды изготавливаются точечно – контактным способом, формирующим p-n-переход малой площади, что позволяет получить небольшую барьерную ёмкость диода (обычно доли пикофарады). Кроме того, при изготовлении p-n-переходов точечного ВЧ-диода наряду с введением донорной и акцепторной примесей производится диффузия золота в базу. При этом образуются дополнительные уровни в запрещённой зоне полупроводника, которые облегчают рекомбинацию носителей заряда, доводя постоянные времени накопления и рассасывания носителей до очень малых значений.

1.3.2 Выпрямительный полупроводниковый диод

В основе структуры выпрямительных диодов лежит несимметричный p-n-переход, в котором различие в концентрации основных носителей в каждой из областей значительно ($p_p >> n_n$ или $n_n >> p_p$).

В сильнолегированную эмиттерную область (например, в область *p* на рисунке 1.14, *а*) вводится больше примеси, она имеет большую концентрацию

основных носителей, чем высокоомная, слаболегированная база (область n на рисунке 1.14, *а*).

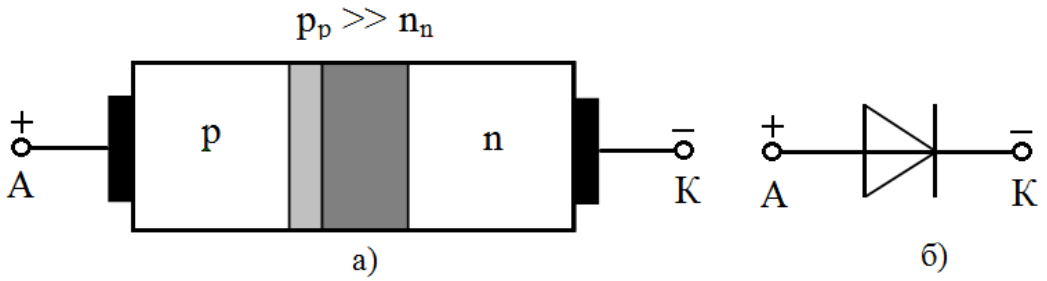


Рисунок 1.14 – Структура выпрямительного диода (*а*), его условное графическое обозначение (*б*)

При подаче прямого напряжения на диод *p-n*-переход смещается прямо, и происходит преимущественная инжекция дырок из эмиттера в базу, образуя диффузионный ток. При обратном напряжении в *p-n*-переходе наблюдается экстракция неосновных носителей, которая определяет дрейфовый ток через переход. Поскольку концентрация основных в *p*- и *n*-областях носителей значительно превышает концентрацию неосновных носителей, то и величина прямого и обратного тока в выпрямительных диодах отличается на несколько порядков (рисунок 1.15, *а* и *б*)

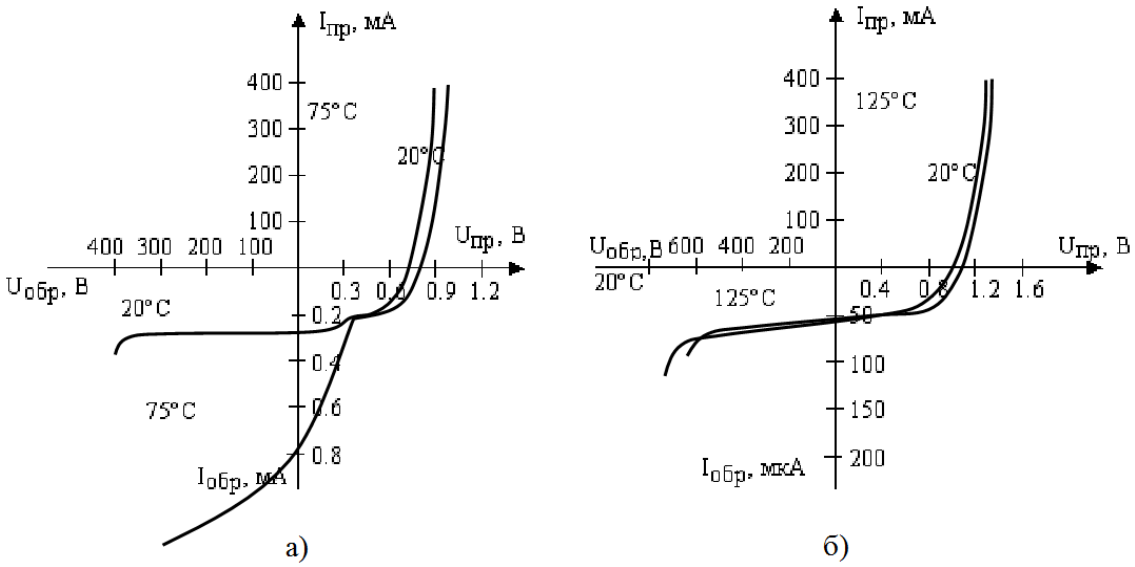
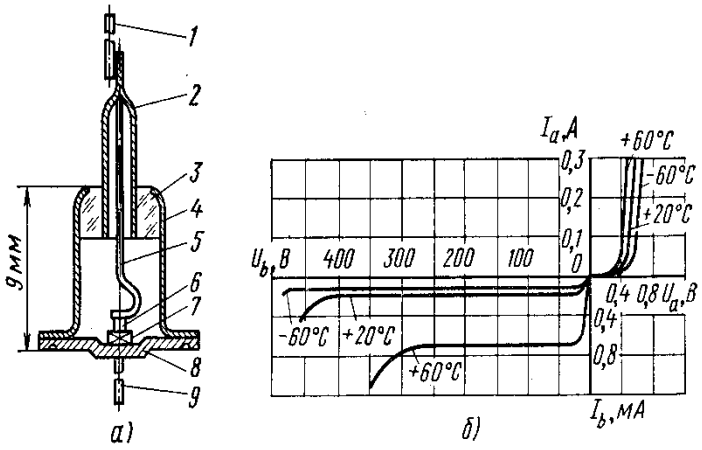


Рисунок 1.15 – Вольт-амперные характеристики германиевого (*а*) и кремниевого (*б*) диодов при разных температурах окружающей среды

Выпрямительные диоды малой мощности. К ним относятся диоды, поставляемые промышленностью на прямой ток до 300 мА. Справочным параметром выпрямительных диодов малой мощности является допустимый выпрямленный ток (допустимое среднее значение прямого тока), который определяет в заданном диапазоне температур допустимое среднее за период значение длительно протекающих через диод импульсов прямого тока синусоидальной формы при паузах в 180° (полупериод) и частоте 50 Гц.

Максимальное обратное напряжение этих диодов лежит в диапазоне от десятков вольт до 1200 В. На более высокие напряжения промышленностью выпускаются выпрямительные столбы, использующие последовательное соединение диодов. Обратные токи не превышают 300 мкА для германиевых диодов и 10 мкА для кремниевых.

С точки зрения частотных свойств диоды рассматриваемого типа подразделяют на низкочастотные (до 400 Гц) и высокочастотные (10–20 кГц). Конструкция выпрямительных диодов малой мощности приведена на рисунке 1.16, *а* на примере сплавного германиевого диода Д7Ж ($I_{a.\text{ср.доп}}$ = 300 мА, $U_{b\ \text{доп}}$ = 700 В), а его вольт-амперная характеристика – на рисунке 1.16, *б*.



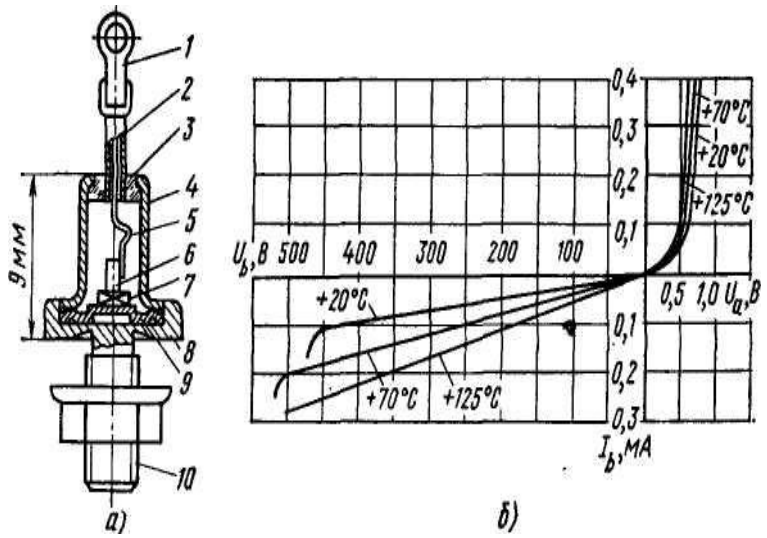
Конструкция маломощных германиевых выпрямительных диодов Д7А — Д7Ж (*а*): 1 — внешний вывод (анод); 2 — трубка (штенгель); 3 — стеклянный изолятор; 4 — корпус; 5 — внутренний вывод анода; 6 — таблетка индия; 7 — кристалл германия; 8 — кристаллодержатель; 9 — внешний вывод (катод). Вольт-амперная характеристика диода Д7Ж (*б*)

Рисунок 1.16

Выпрямительные диоды средней мощности. К этому типу относятся диоды, допустимое среднее значение прямого тока которых лежит в пределах 300 мА – 10 А. Больший прямой ток этих диодов по сравнению с маломощными диодами достигается увеличением размеров кристалла, в частности рабочей площади *p-n*-перехода. Диоды средней мощности выпускаются преимущественно кремниевыми. В связи с этим обратный ток этих диодов при сравнительно большой площади *p-n*-перехода достаточно мал (несколько десятков микроампер). Теплота, выделяемая в кристалле от протекания прямого и обратного токов в диодах средней мощности уже не может быть рассеяна корпусом прибора.

Для улучшения условий теплоотвода в этих диодах применяют дополнительные охладители-радиаторы. Радиаторы изготовляют из металла, обладающего хорошей теплопроводностью (обычно сплавы алюминия) и развитой поверхностью для лучшей передачи теплоты в окружающую среду. Для улучшения излучающей способности радиаторы часто подвергают чернению. В качестве радиатора иногда может быть использовано шасси прибора. Для крепления радиатора корпус диода имеет стержень с винтовой нарезкой. Диоды с плоским основанием корпуса крепят (прижимают) к радиатору с помощью

фланцевого соединения. Пример возможной конструкции выпрямительных диодов средней мощности приведен на рисунке 1.17, *а*. На рисунке 1.17, *б* приведена вольт-амперная характеристика диода Д205 ($I_{a.ср.доп}$ = 400 мА, $U_{b\ доп}$ = 400 В).



Конструкция кремниевых выпрямительных диодов средней мощности Д202 — Д205 (*а*): *1*— внешний вывод (анод); *2* — трубка (штенгель); *3* — стеклянный изолятор; *4* — корпус; 5 — внутренний вывод анода; *6* — алюминий; 7 — кристалл кремния; 8 — теплоотводящее основание; 9 — кристаллодержатель; *10* — внешний вывод (катод). Вольт-амперная характеристика диода Д205 (*б*)

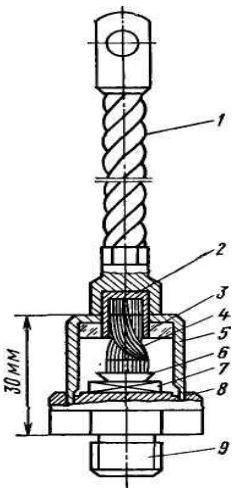
Рисунок 1.17

Мощные (силовые) диоды. К данному типу относятся диоды на токи от 10 А и выше. Отечественная промышленность выпускает силовые диоды на токи 10, 16, 25, 40 и т. д. до 1000 А и обратные напряжения до 3500 В. Силовые диоды имеют градацию по частоте и охватывают частотный диапазон применения до десятков килогерц.

Мощные диоды изготовляют преимущественно из кремния. Кремниевая пластина с *p-n*-переходом, создаваемым диффузионным методом, для таких диодов представляет собой диск диаметром 10—100 мм и толщиной 0,3—0,6 мм. Пример возможной конструкции мощного диода показан на рисунке 1.18.

В ряде мощных преобразовательных установок требования к среднему значению прямого тока, обратному напряжению (или к обоим параметрам) превышают номинальные значения параметров существующих диодов. В этих случаях задача решается параллельным или последовательным (а при необходимости и параллельно-последовательным) соединением диодов.

Параллельное соединение диодов предназначено для увеличения суммарного прямого тока. Оно используется с принятием мер по выравниванию прямых токов приборов, входящих в группу. Это необходимо для исключения перегрузки по току отдельных диодов, приводящей к выходу их из строя вследствие перегрева. Причиной неравномерного распределения токов является несовпадение прямых ветвей вольт-амперных характеристик приборов ввиду разброса параметров. Неравномерность токораспределения в двух диодах при их непосредственном параллельном соединении вследствие различия прямых ветвей вольтамперных характеристик иллюстрирует рисунок 1.19, *а*.



Конструкция мощного кремниевого диода ВЛ-200: *1* — внешний гибкий вывод (анод); *2* — стакан; *3* — стеклянный изолятор; *4* — внутренний гибкий вывод анода; *5* —корпус; *6* — чашечка; *7* — кристалл с *p-n*-переходом; *8* — кристаллодержатель (катод); *9* — шпилька для крепления к радиатору.

Рисунок 1.18

Для выравнивания токов используют диоды с малым различием прямых ветвей вольтамперных характеристик (производят их подбор по прямой ветви вольт-амперной характеристики). Широко распространены также индуктивные делители тока (рисунок 1.19, *б*). При введении в каждую из параллельных ветвей дополнительной индуктивности возникает ЭДС самоиндукции при нарастании тока в ветвях, вследствие чего различие токов в параллельных ветвях, вызванное разбросом параметров диодов, становится менее ощутимым. Выравнивание токов может быть в принципе обеспечено и введением в параллельные ветви дополнительных активных сопротивлений, однако при этом создаются дополнительные потери мощности, особенно при больших токах.

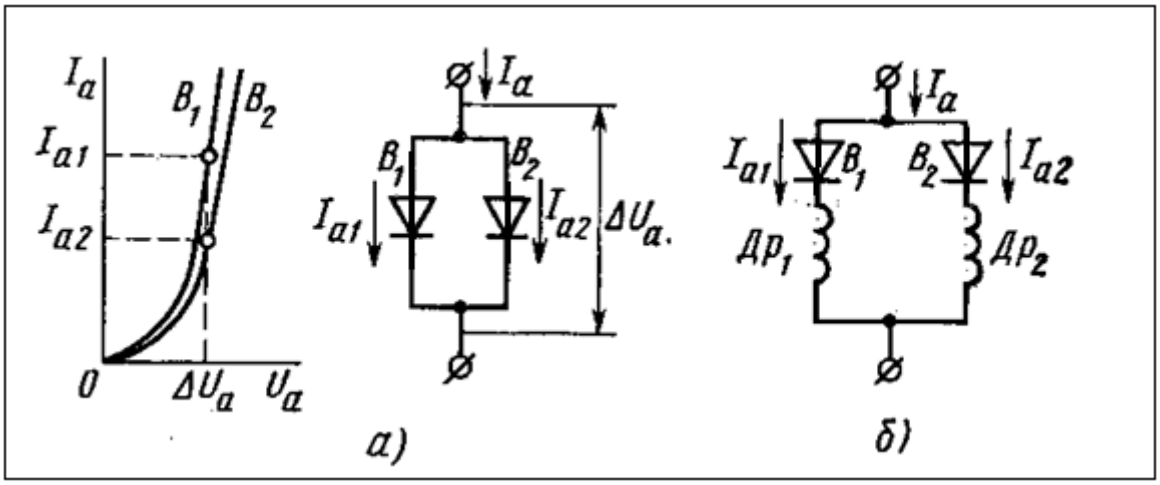


Рисунок 1.19 – Прямые ветви вольт-амперных характеристик диодов, используемых для параллельного соединения (*а*); схема выравнивания токов диодов с помощью индуктивных делителей тока (*б*)

Последовательное соединение диодов предназначено для увеличения суммарного допустимого обратного напряжения. При воздействии обратного напряжения через диоды, включенные последовательно, протекает

одинаковый обратный ток I_b (рисунок 1.20, *а*). Однако ввиду неизбежного различия обратных ветвей вольт-амперных характеристик общее напряжение будет распределяться по диодам неравномерно. К диоду, у которого обратная ветвь вольт-амперной характеристики идет выше, будет приложено большее напряжение.

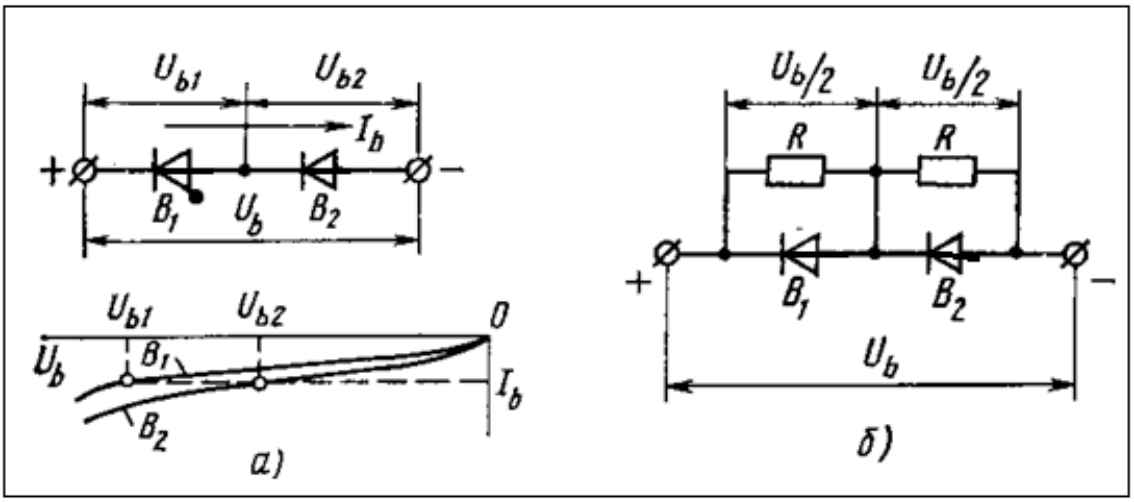


Рисунок 1.20 – Схема последовательного соединения диодов и обратные ветви их вольтамперных характеристик (*а*); схема выравнивания обратных напряжений, прикладываемых к диодам (*б*)

Неравномерность распределения напряжения на последовательно работающих диодах является нежелательной. Превышение хотя бы на одном из диодов обратного напряжения над напряжением пробоя может привести к пробою не только данного, но и всех остальных диодов вследствие повышения на них обратного напряжения.

Для исключения неравномерного распределения обратного напряжения диоды в последовательной цепи шунтируют резисторами *R* (рисунок 1.20, *б*). Выбор сопротивления шунтирующих резисторов производят, исходя из того, чтобы ток, протекающий через резистор *R,* был на порядок больше обратного тока диодов. При этом не идентичность обратных ветвей вольт-амперных характеристик диодов будет слабо влиять на равномерность распределения обратных напряжений.

Основные параметры выпрямительных диодов. Возможности полупроводникового диода как выпрямителя характеризуют следующие электрические параметры:

1) $U_{пр}$ – постоянное прямое напряжение на диоде при заданном значении прямого тока. Обычно не превышает 1В для германиевых и 2В – для кремниевых диодов. Эта величина связана с величиной контактной разности потенциалов, которая у кремния выше, чем у германия.

2) $I_{пр}$ – постоянный выпрямленный ток через диод при заданном прямом напряжении. По величине выпрямленного тока диоды делятся на диоды малой

мощности ($I_{пр}$<0,3А), средней (0,3<$I_{пр}$<10А) и большой ($I_{пр}$>10А) мощности. При больших $I_{пр}$ в диоде вследствие падения напряжения на нём выделяется тепло. Поэтому выпрямительные диоды большой мощности отличаются от остальных типов диодов большими размерами корпуса и внешних выводов, необходимых для теплоотвода. Эти диоды называют силовыми и часто снабжают специальными радиаторами, позволяющими увеличить рассеиваемую мощность.

3) $I_{обр}$ – обратный ток, протекающий через диод при заданном обратном напряжении, обычно указывается для вполне определённой температуры, так как сильно зависит от неё. У германиевого и кремниевого диодов $I_{обр}$ различаются очень сильно, что объясняется различной шириной запрещённой зоны германия и кремния.

4) $R_{диф}$ – дифференциальное сопротивление диода, определяется как отношение приращения напряжения на диоде к вызвавшему его малому приращению тока.

Как любой электронный прибор, выпрямительный диод наряду с электрическими параметрами характеризуется предельно допустимыми значениями:

1) $I_{прmax}$ – максимальный допустимый прямой ток, значение которого ограничивается разогревом *p-n*-перехода.

2) $U_{обрmax}$ – максимально допустимое обратное напряжение, которое может выдержать диод в течение длительного времени без нарушения его работоспособности (до наступления пробоя *p-n*-перехода). Кремниевые диоды позволяют получать более высокие значения $U_{обрmax}$, так как удельное сопротивление собственного кремния ($\rho_i \approx 10^5$ Ом∗см) много больше сопротивления собственного германия ($\rho_i \approx 50$ Ом∗см).

3) P_{max} – максимально допустимая мощность, рассеиваемая диодом, зависит от габаритов, массы диода и его конструкции. У наиболее мощных диодов площадь перехода доходит до 1 см^2, а масса – до 15–20 г, у маломощных диодов площадь переходов – в 100 раз, а масса – в 10 раз меньше.

4) f_{max} – предельная частота, на которой может работать диод, сохраняя свою работоспособность. При частотах, больших f_{max}, необходимо снижать значение $I_{прmax}$, так как накопленные за время прямого полупериода носители заряда не успевают рассосаться, и при обратном полупериоде переход некоторое время остаётся прямо смещённым, то есть теряет свои выпрямительные свойства. Предельная рабочая частота выпрямительного диода напрямую связана с ещё одним важным параметром – ёмкостью диода.

$C_д$ – ёмкость диода, как правило, указывается для высокочастотных выпрямительных диодов и измеряется между выводами диода при заданных напряжении и частоте. В $C_д$, кроме барьерной $C_б$ и диффузионной $C_{диф}$, входит также и ёмкость корпуса прибора $C_к$. В случае, если ёмкость диода окажется достаточно велика, на высокой частоте будет сильно сказываться её влияние. Эквивалентная схема диода поясняет это (таблица 1.3). Из неё видно, что на высокой частоте ток потечёт не через $r_{p\text{-}n}$, а через $C_д$ ($x_c << r_{p\text{-}n}$), иначе говоря, через

ёмкость будет проникать переменная составляющая тока: диод потеряет свои выпрямительные свойства.

Ёмкость диода определяется в основном ёмкостью его *p-n*-перехода. Чем больше площадь *p-n*-перехода, тем больше ёмкость диода. Предельная частота с увеличением ёмкости уменьшается. Таким образом, мощные выпрямительные (силовые) диоды с большой площадью *p-n*-перехода имеют очень ограниченный частотный диапазон. Обычная рабочая частота равна 50 Гц. Рабочие же частоты диодов малой и средней мощности, как правило, не превышают 10–20 кГц. Сплавные диоды используются для выпрямления тока с частотой до 5 кГц. Диффузионные диоды могут работать на частоте до 100 кГц. И только точечные высокочастотные выпрямительные диоды благодаря малой площади *p-n*-перехода способны работать на частотах в несколько сот мегагерц.

Помимо электрических параметров в справочной литературе приводятся значения минимальной и максимальной температуры, которые характеризуют тепловые свойства диода, а также его вольт-амперные характеристики при различных температурах окружающей среды (таблица 1.4).

Для диодов из германия максимальная температура T_{max} = 100 – 110°С, для диодов из кремния T_{max} = 170 – 200°С. При более высоких температурах происходит вырождение полупроводника: концентрации основных и неосновных носителей становятся одинаковыми, переход перестаёт обладать свойством односторонней проводимости.

Наиболее сильно зависят от температуры прямое напряжение на диоде $U_{пр}$ и обратный ток $I_{обр}$. Поскольку контактная разность потенциалов уменьшается с ростом температуры, уменьшается и прямое напряжение на диоде. Таким образом, температурный коэффициент напряжения (ТКН) на выпрямительном диоде имеет отрицательное значение. Обратный ток зависит от температуры ещё сильнее. Это связано с усилением генерации пар носителей с ростом температуры. В германиевых диодах обратный ток удваивается при увеличении температуры на каждые 10°С, у кремниевых диодов зависимость ещё более сильная. Но так как при нормальной температуре $I_{обр}$ у кремния очень мал, то при 100–150°С приборы, изготовленные из кремния, имеют лучшие обратные характеристики, чем диоды, изготовленные из германия. Это является их большим преимуществом.

В таблицах 1.3 и 1.4 приведены некоторые электрические и предельные эксплуатационные параметры серийно выпускаемых низкочастотных и высокочастотных выпрямительных диодов. Там же указаны технологии изготовления *p-n*-переходов.

Когда через диод проходит ток, при заданном напряжении на диоде выделяется мощность $P_{д} = UI$. Выделение этой мощности сопровождается нагреванием диода, что приводит к росту обратного тока и увеличению

Таблица 1.3

Тип диода	$I_{прmax}$, А	$U_{пр}$, В	$I_{обр}$, мкА	$U_{обрmax}$, В	Технология получения p-n-перехода
Кремниевый маломощный Д226	0.3	1	100	100-400	Меза-сплавная
Германиевый средней мощности Д305	10	0.35	1500	50	Сплавная
Кремниевый средней мощности КД206	10	1.5	700	400-600	Меза-сплавная
Германиевый маломощный ГД107Б	0.02	0.4	100	20	Точечная
Кремниевый средней мощности КД210Г	10	1	1.5	1000	Диффузионная
Кремниевый маломощный 2Д106А	0.3	1	10	100	Диффузионная
Кремниевый средней мощности 2Д217Б	3	1.3	0.05	500	Диффузионная

Таблица 1.4

Тип диода	$I_{прmax}$, мА	$U_{пр}$, В	$I_{обр}$, мкА	$U_{обрmax}$,В	$C_д$, пФ	Технология получения p-n-перехода
Кремниевый Д219А	50	1	30	70	15	Микросплавная
Германиевый Д310	500	0.6	20	30	15	Сплавная
Германиевый Д311	40	0.4	100	30	1.5	Меза-диффузионная
Германиевый Д220	50	0.55	1	50-100	15	Микросплавная
Кремниевый КД401А	30	1	2	75	1	Диффузионная
Кремниевый Д104А	30	2	5	100	0.7	Точечная
Германиевый Д20	16	1	100	20	0.5	Точечная

вероятности возникновения теплового пробоя *p-n*-перехода. Для исключения теплового пробоя температура p-n-перехода должна быть меньше допустимой температуры перехода $T_{п\,max}$. Как правило, эта температура для германиевых диодов составляет 70°С, а для кремниевых — 125°С. Выделяемая теплота рассеивается диодом в окружающую среду, имеющую температуру $T_{ср}$. Перепад температур между переходом средой определяется выражением:

$$T_п - T_{ср} = R_т P_д,$$

где $R_т$ — тепловое сопротивление, характеризующее условия отвода теплоты от диода (конструкцию корпуса, наличие радиаторов и т.д.). Величина $R_т$ определяется экспериментально и приводится в справочниках.

При допустимой температуре перехода на диоде выделяется допустимая рассеиваемая мощность $P_{дmax} = (T_{п\,max} - T_{ср}) / R_т$. Режим диода необходимо выбирать из условия $UI \leq P_{д\,max}$.

Температура диода зависит от прямого тока. Прямой ток, при котором температура *p-n*-перехода диода достигает значения $T_{п\,max}$, называют допустимым.

1.3.3 Полупроводниковые стабилитроны

Стабилитронами называют полупроводниковые диоды, на вольт-амперной характеристике которых имеется участок со слабой зависимостью напряжения от протекающего тока. Напряжение на таком диоде $U_{ст}$ остаётся практически постоянным при изменении тока в широких пределах от $I_{стmin}$ до $I_{стmax}$ (рисунок 1.21, *а*). Рабочий участок вольт-амперной характеристики стабилитрона выбирают в режиме электрического пробоя *p-n*-перехода, то есть пробой является нормальным режимом работы стабилитрона.

В настоящее время стабилитроны изготавливаются из кремния *n*-типа, обеспечивающего значительную крутизну характеристики в рабочей области, небольшой ток в предпробойной области, а также высокую допустимую температуру *p-n*-перехода. Германий для изготовления стабилитронов не используют, так как у германиевых p-n-переходов значение обратного теплового тока во много раз больше, вероятность развития теплового пробоя существенно выше.

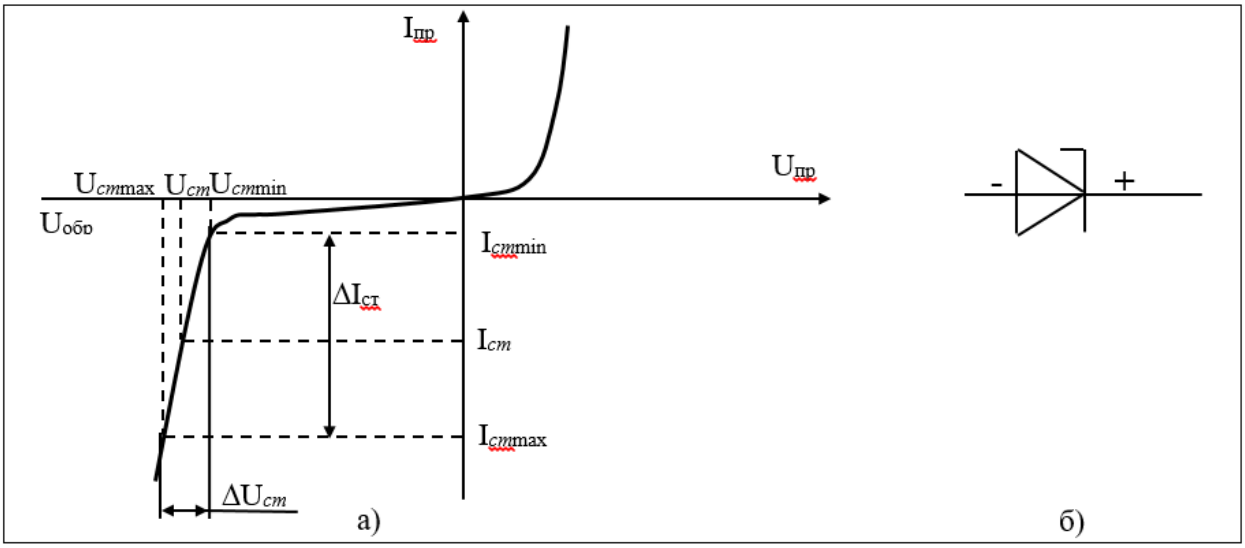


Рисунок 1.21 – Вольт-амперная характеристика стабилитрона (*а*) и его условное обозначение (*б*)

Большим преимуществом полупроводниковых стабилитронов перед другими стабилизаторами напряжения является то, что они могут быть изготовлены на малые напряжения (единицы вольт), а именно такие нужны для питания многих транзисторных устройств. Прецизионные стабилитроны используют в качестве опорных элементов в различных схемах, где необходима высокая точность стабилизации уровня напряжения. Поэтому полупроводниковые стабилитроны называют также опорными диодами.

Параметры стабилитронов. Возможности стабилитрона характеризуют следующие электрические параметры:

1) U_{cm} – напряжение стабилизации, являющееся напряжением пробоя, обычно определяется для некоторого среднего значения тока в диапазоне от I_{cmmin} до I_{cmmax} и может несколько меняться в этих пределах. Напряжение пробоя стабилитрона, а значит напряжение стабилизации, зависит от ширины *p-n*-перехода или от концентрации примесей в базе диода. Поэтому различные стабилитроны имеют напряжение стабилизации от 3 до 400 В.

Низковольтные стабилитроны изготавливают на основе сильнолегированного кремния, p-n-переход у них узкий. В связи с этим в низковольтных стабилитронах развивается туннельный пробой, их рабочее напряжение U_{cm} не превышает 3–4 В.

Высоковольтные стабилитроны должны иметь большую ширину *p-n*-перехода, поэтому их делают на основе слаболегированного кремния. Принцип их работы связан с лавинным пробоем, а напряжение стабилизации у них более 7 В. При U_{cm} от 3 до 7 В работают оба механизма пробоя.

2) I_{cmmin} – минимальный ток стабилизации, определяет точку на ВАХ, где пробой приобретает устойчивый характер (обычно доли – единицы мА).

3) I_{cmmax} – максимальный ток стабилизации, определяется допустимой для данного прибора мощностью рассеяния, зависит от толщины *p-n*-перехода и от конструкции прибора (несколько мА – несколько А).

4) $r_{диф}$ – дифференциальное сопротивление стабилитрона, характеризует качество стабилитрона, то есть его способность стабилизировать напряжение при изменении проходящего тока. Дифференциальное сопротивление определяется отношением приращения напряжения к вызвавшему его приращению тока на рабочем участке (таблица 1.5, *а*).

$$r_{диф} = \frac{\Delta U_{cm}}{\Delta I_{cm}} = \frac{\Delta U_{cm}}{I_{cm\max} - I_{cm\min}}.$$

Так как для лучшей стабилизации максимальным изменениям тока должны соответствовать минимальные изменения напряжения, то качество стабилитрона тем выше, чем меньше его дифференциальное сопротивление.

Для различных стабилитронов $r_{диф}$ лежит в пределах от десятых долей Ома (низковольтные) до 100–200 Ом (высоковольтные).

5) ТКН – температурный коэффициент напряжения стабилизации, исключительно важный параметр опорного диода. ТКН характеризует температурные изменения напряжения стабилизации и численно равен

относительному изменению напряжения стабилизации при изменении температуры на 1 °С:

$$ТКН = \frac{\Delta U_{ст}}{U_{ст}\Delta T}.$$

Значения этого параметра у разных стабилитронов различны. Зависимость ТКН от напряжения стабилизации стабилитронов приведена в таблице 1.5, *в*. Из рисунка видно, что ТКН имеет положительные значения для относительно высоковольтных стабилитронов и отрицательные – для низковольтных.

Изменение знака ТКН соответствует напряжению стабилизации $U_{ст} \approx$ 6В. Стабилитроны с таким значением напряжения стабилизации имеют минимальные температурные изменения напряжения стабилизации и называются прецизионными (высокоточными).

В таблице 1.5 наряду с другими параметрами приведены значения ТКН для различных видов стабилитронов. Видно, что ТКН прецизионных стабилитронов на 2–3 порядка ниже, чем у стабилитронов общего назначения. Такие стабилитроны можно применять в качестве источника образцового напряжения в цифровой технике.

Таблица 1.5, а

Тип	$U_{ст}$, В	$I_{стmin}$, мА	$I_{стmax}$, мА	$r_{диф}$, Ом	ТКН, %/°С	$P_{ст\ max}$, Вт
Стабилитроны общего применения						
КС133А	3.3	3	81	65	-0.11	0.3
КС447А	4.7	3	159	18	+0.03	0.12
Д815А	5.6	50	1400	0.6	0.045	8
Д814Б	9	3	36	10	0.08	0.34
КС527А	27	1	30	40	0.1	1
Д817В	82	5	60	45	0.14	2
КС620А	120	5	42	150	+0.2	5
КС680А	180	2.5	2.8	300	+0.2	5

Таблица 1.5, б

Тип	$U_{ст}$, В	$I_{стmin}$, мА	$I_{стmax}$, мА	$r_{диф}$, Ом	ТКН, /°С	$P_{ст\ max}$, т
Стабилитроны прецизионные						
КС405Б	6.2	0.1	60	200	0.002	0.4
КС166Б	6.6	3	10	20	0.001	0.07
КС190Б	9	5	15	15	0.005	0.15
КС191Р	9.1	5	15	18	0.005	0.15
2С211Б	11	5	33	15	+0.02	0.28
КС520В	20	3	22	120	0.001	0.5
КС596В	96	3	7	560	0.001	0.72

В основном стабилитроны применяются для стабилизации напряжения. Схема стабилитрона напряжения показана на рисунке 1.22. Стабилитрон присоединяют параллельно нагрузке $R_н$, а в общую цепь включают ограничительный резистор R, являющийся функционально необходимым элементом.

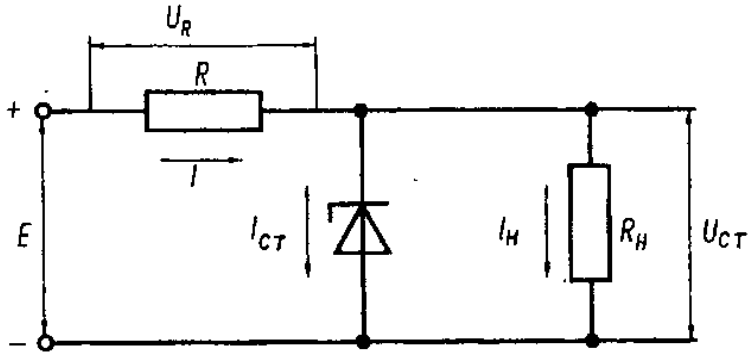


Рисунок 1.22 – Схема стабилизатора напряжения

Для схемы, показанной на рисунке 1.19, справедливо уравнение:

$$E = (I_{ст} + I_н)R + U_{ст} = \left(I_{ст} + \frac{U_{ст}}{R_н}\right)R + U_{ст}. \qquad (1.7)$$

После преобразования уравнения получим:

$$I_{ст} = \frac{E}{R} - \frac{R + R_н}{RR_н}U_{ст}.$$

На основании уравнения (1.7) может быть построена нагрузочная прямая, точка пересечения которой с вольт-амперной характеристикой является рабочей. При изменении напряжения источника питания E нагрузочная прямая перемещается параллельно самой себе (рисунок 1.23, *а*), а при изменении сопротивления нагрузки изменится ее наклон (рисунок 1.23, *б*). При этом, если рабочая точка не выходит из границ участка *AB*, то напряжение на нагрузке остается практически неизменным. Следовательно, в данной схеме напряжение на нагрузке остается постоянным в некоторых пределах изменения напряжения питания и сопротивления самой нагрузки.

С физической точки зрения принцип стабилизации напряжения в данной схеме объясняется следующим образом.

Увеличение напряжения источника питания на величину ΔE приводит к увеличению общего тока в цепи: $I = I_{ст} + I_н$. Поскольку при изменении тока, проходящего через стабилитрон, напряжение на нем остается практически неизменным и равным напряжению стабилизации, то изменением тока нагрузки $I_н$ можно пренебречь. Приращение напряжения источника питания на величину ΔE почти целиком произойдет на ограничительном резисторе R. При

уменьшении напряжения источника питания на величину ΔE общий ток в цепи уменьшается, что приводит к уменьшению тока, проходящего через стабилитрон. Если это уменьшение не вышло из пределов стабилизации, в этом случае при сохранении постоянного напряжения на нагрузке напряжение на резисторе R уменьшится на величину ΔE.

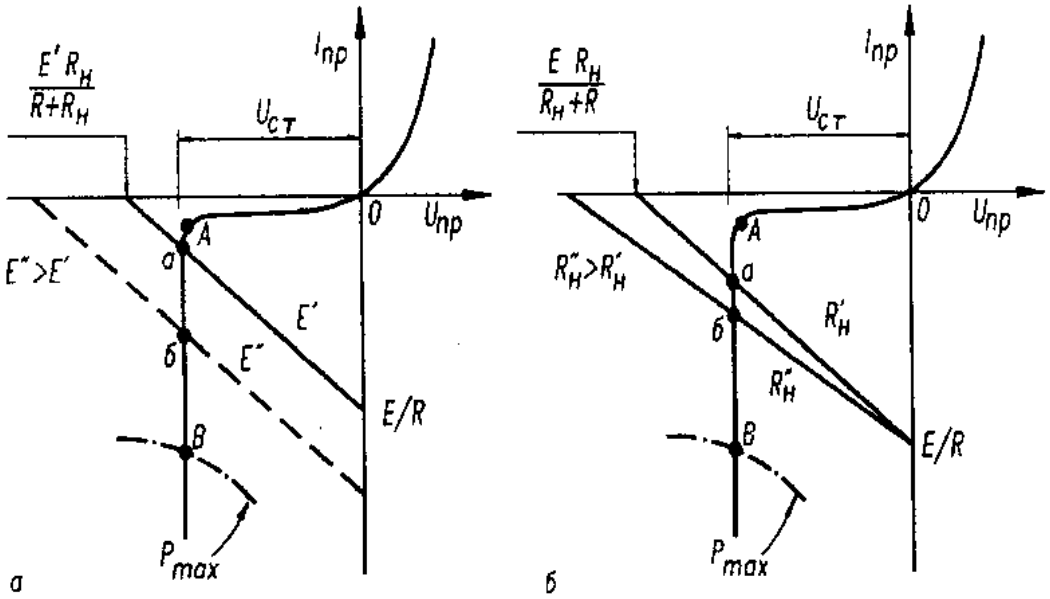


Рисунок 1.23 – К пояснению работы стабилизатора напряжения

Таким образом, наличие ограничительного резистора R в рассмотренной простейшей схеме стабилизатора напряжения *является принципиально необходимым*.

Изменение сопротивления нагрузки при неизменном напряжении источника питания не приведет к изменению напряжения на ограничительном резисторе R, а вызовет изменение тока, проходящего через стабилитрон.

Помимо стабилизации постоянного напряжения, стабилитроны используются в стабилизаторах и ограничителях импульсного напряжения, в схемах выпрямления, в качестве управляемых емкостей, шумовых генераторов и элементов межкаскадных связей в усилителях постоянного тока и импульсных устройствах.

Стабисторы. Существуют полупроводниковые диоды, предназначенные для стабилизации напряжения с использованием в качестве рабочего участка отрезка прямой ветви вольтамперной характеристики, на которой прямое напряжение слабо зависит от тока (рисунок 1.24, *а*). Такой полупроводниковый диод носит название *стабистора*.

Для изготовления стабисторов используется кремний с большой концентрацией примесей, что необходимо для получения меньшего сопротивления и меньшей температурной зависимости прямой ветви вольт-амперной характеристики.

По сравнению со стабилитронами, стабисторы имеют меньшее напряжение стабилизации, определяемое прямым падением напряжения на

диоде, и которое составляет примерно 0,7 В. Последовательное соединение двух или трёх стабисторов позволяет получить удвоенное или утроенное значение напряжения стабилизации.

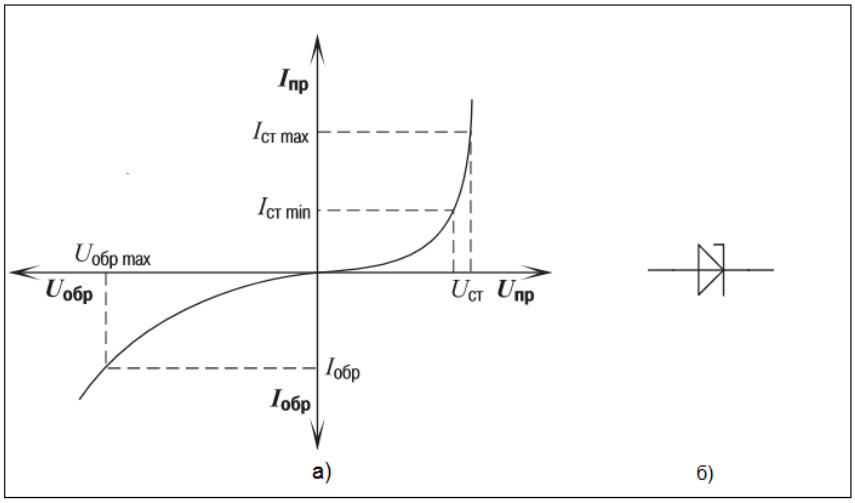


Рисунок 1.24 – Вольт-амперная характеристика стабистора (а) и его условное обозначение (б)

Некоторые типы стабисторов представляют собой единый прибор с последовательным соединением отдельных элементов. Основные параметры стабисторов такие же, как у стабилитронов. Стабисторам присущ отрицательный температурный коэффициент сопротивления, то есть напряжение на стабисторе при неизменном токе уменьшается с увеличением температуры. В связи с этим стабисторы используют для температурной компенсации стабилитронов с положительным коэффициентом напряжения стабилизации.

1.3.4 Другие типы диодов

Варикапы. Это полупроводниковые диоды, используемые в качестве емкостного элемента, управляемого электрическим напряжением. Емкость диода зависит от величины обратного напряжения (рисунок 1.25). Основными параметрами варикапа являются общая емкость С, фиксируемая обычно при небольшом обратном напряжении 2…5 В, и коэффициент перекрытия по емкости $K_c = C_{макс} / C_{мин}$ при двух заданных значениях обратных напряжений. В большинстве случаев C=10…500 пФ и K_c=5…20. Варикапы применяют в системах дистанционного управления и автоматической подстройки частоты.

Работа светодиодов основана на *инжекционной электролюминесценции,* т.е. генерации оптического излучения в *p–n*-переходе, находящемся под прямым внешним напряжением. Под воздействием внешней энергии электроны в атомах переходят в возбужденное состояние с более высоким уровнем энергии W_2, называемым метастабильным уровнем возбуждения. При возвращении этих

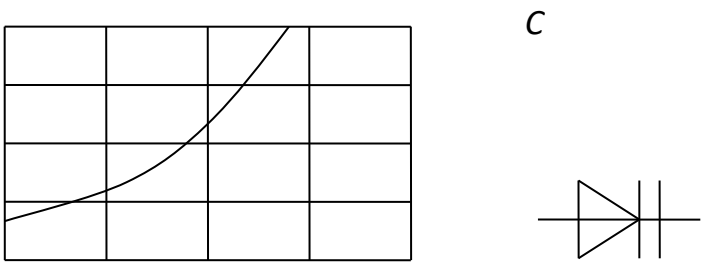


Рисунок 1.25 – Зависимость емкости от обратного

электронов с метастабильного уровня W_2 на исходный W_1 происходит испускание фотонов с длиной волны, определяемой соотношением $\lambda = 1{,}23(W_2 - W_1)$.

Светодиоды. На основе явлений, происходящих в *p–n*-переходе при протекании через него прямого тока, можно получать полупроводниковые приборы, способные генерировать оптическое излучение.

Такими приборами являются *полупроводниковые светодиоды.*

К преимуществам полупроводниковых светодиодов относятся высокий по сравнению с лампами накаливания КПД, относительно узкий спектр излучения и хорошая диаграмма направленности, высокое быстродействие и малое напряжение питания. Все это обеспечивает удобство согласования с интегральными микросхемами, высокую надежность, долговечность и технологичность. Спектр излучения, а следовательно, и его цвет зависит от используемого полупроводникового материала. Светодиоды изготовляют не на основе кремния или германия, как большинство полупроводниковых приборов, а на основе арсенида-фосфида галлия. Яркость свечения пропорциональна прямому току светодиода. Тока в несколько миллиампер достаточно для отчетливой индикации. Светодиоды изготовляют в виде отдельных индикаторов и в виде семисегментных или точечных матриц. Семисегментные матрицы состоят из семи светящихся полосок – сегментов, из которых можно синтезировать изображение любой цифры от 0 до 9 (такие матрицы используются, например, в электронных часах с цифровой индикацией). В точечных матрицах изображение формируется из светящихся точек. На основе точечных матриц можно синтезировать не только изображение цифры, но и любого индицируемого знака (буквы, специального символа и т.д.).

Фотодиоды. Простейший фотодиод представляет собой обычный полупроводниковый диод (рисунок 1.26, *а),* в котором обеспечивается возможность воздействия оптического излучения на *p-n*-переход. В равновесном состоянии, когда поток излучения полностью отсутствует, концентрация носителей, распределение потенциала и энергетическая зонная диаграмма фотодиода полностью соответствуют обычной *p-n*-структуре. При воздействии излучения в направлении, перпендикулярном плоскости *p-n*-перехода, в результате поглощения фотонов с энергией, большей, чем ширина запрещенной зоны, в *n*-области возникают электронно-дырочные пары. Эти электроны и дырки называют фотоносителями. При диффузии фотоносителей

вглубь *n*-области основная доля электронов и дырок не успевает рекомбинировать и доходит до границы *p–n*-перехода. Здесь фотоносители разделяются электрическим полем *p–n*-перехода, причем дырки переходят в *p*-область, а электроны не могут преодолеть поле перехода и скапливаются у границы *p–n*-перехода и *n*-области.

Таким образом, ток через *p-n*-переход обусловлен дрейфом неосновных носителей – дырок. Дрейфовый ток фотоносителей называется *фототоком*. Фотоносители-дырки заряжают *p*-область положительно относительно *n*-области, а фотоносители-электроны – *n*-область отрицательно по отношению к *p*-области. Возникающая разность потенциалов называется фото ЭДС $E_ф$. Генерируемый ток в фотодиоде – обратный, он направлен от катода к аноду, причем его величина тем больше, чем больше освещенность.

Фотодиоды могут работать в одном из двух режимов – без внешнего источника электрической энергии (режим фотогенератора) либо с внешним источником электрической энергии (режим фотопреобразователя).

Фотодиоды, работающие в режиме фотогенератора, часто применяют в качестве источников питания, преобразующих энергию солнечного излучения в электрическую. Они называются солнечными элементами и входят в состав солнечных батарей, используемых на космических кораблях. КПД кремниевых солнечных элементов составляет около 20%, а у пленочных солнечных элементов он может иметь значительно большее значение. Важными техническими параметрами солнечных батарей являются отношения их выходной мощности к массе и площади, занимаемой солнечной батареей. Эти параметры достигают значений 200 Вт/кг и 1 кВт/м^2, соответственно.

При работе фотодиода в фотопреобразовательном режиме источник питания *E* включается в цепь в запирающем направлении (рисунок 1.26, *а*). Используются обратные ветви ВАХ фотодиода при различных освещенностях (рисунок 1.26, *б*).

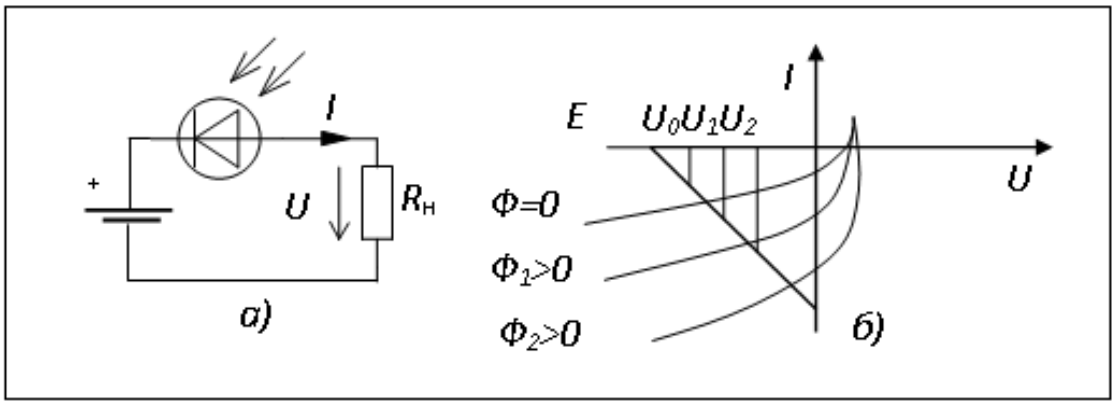


Рисунок 1.26 – Схема включения *(а)* и ВАХ *(б)* фотодиода в фотопреобразовательном режиме

Ток и напряжение на нагрузочном резисторе $R_н$ могут быть определены графически по точкам пересечения ВАХ фотодиода и линии нагрузки, соответствующей сопротивлению резистора $R_н$. При отсутствии освещенности

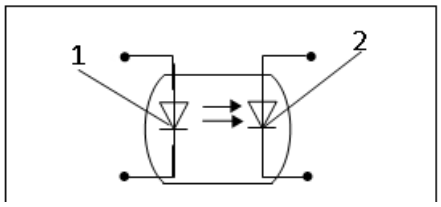
фотодиод работает в режиме обычного диода. Темновой ток у германиевых фотодиодов равен 10…30 мкА, у кремниевых 1…3 мкА.

Если в фотодиодах использовать обратимый электрический пробой, сопровождающийся лавинным умножением носителей заряда, как в полупроводниковых стабилитронах, то фототок, а следовательно, и чувствительность значительно возрастут. Чувствительность лавинных фотодиодов может быть на несколько порядков больше, чем у обычных фотодиодов (у германиевых – в 200–300 раз, у кремниевых – в 10^4–10^6 раз). Лавинные фотодиоды являются быстродействующими фотоэлектрическими приборами, их частотный диапазон может достигать 10 ГГц. Недостатком лавинных фотодиодов является более высокий уровень шумов по сравнению с обычными фотодиодами.

Оптроны. Светодиоды и фотодиоды часто используются в паре. При этом они помещаются в один корпус таким образом, чтобы светочувствительная площадка фотодиода располагалась напротив излучающей площадки светодиода. Полупроводниковые приборы, использующие пары «светодиод – фотодиод», называются оптронами (рисунок 1.27). Входные и выходные цепи в таких приборах оказываются электрически никак не связанными, поскольку передача сигнала осуществляется через оптическое излучение.

Использование оптронов в электронно-вычислительных устройствах является одним из основных методов повышения помехоустойчивости аппаратуры.

В качестве приемников в оптронах применяются также фоторезисторы, фототранзисторы и фототиристоры:



1– светодиод; 2 – фотодиод
Рисунок 1.27 – Оптрон

В настоящее время широко используются оптоэлектронные ИМС – одна или несколько оптопар с дополнительными схемами согласования и усиления.

Оптроны успешно используются вместо импульсных трансформаторов, реле, переключателей, переменных резисторов и других компонентов, имеющих механические перемещающиеся контакты и плохую совместимость с ПП и микроэлектронными приборами.

1.4 Биполярные транзисторы

1.4.1 Структура и устройство биполярных транзисторов

Биполярный транзистор представляет собой трехслойную полупроводниковую структуру с чередующимся типом электропроводности слоев и содержит два *p-n*-перехода, прохождение тока в котором обусловлено движением заряда обоих знаков – электронов и дырок. Поэтому эти транзисторы называют биполярными.

В зависимости от чередования слоев существуют транзисторы типов *p-n-p* и *n-p-n* (рисунок 1.28, *а, в*). Их условное обозначение на электронных схемах показано на рисунке 1.25, б, *г*. В качестве исходного материала для получения трехслойной структуры используют германий и кремний (германиевые и кремниевые транзисторы). К каждой области припаивают металлические выводы (электроды) для включения транзистора в электрическую цепь.

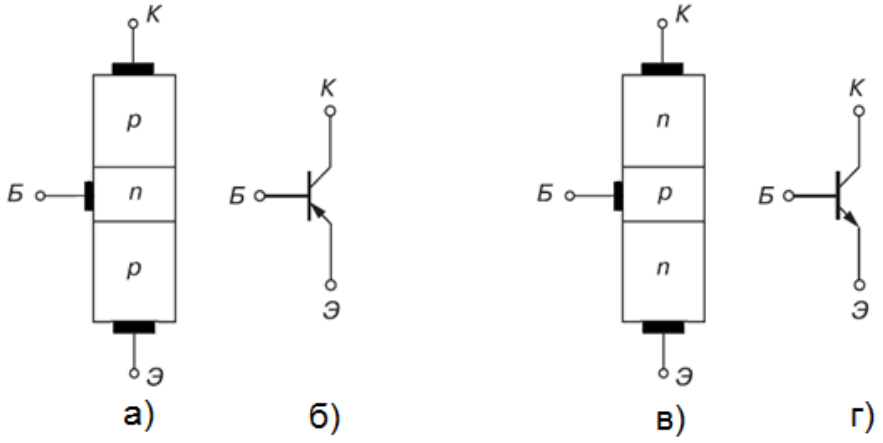


Рисунок 1.28 – Полупроводниковая структура транзисторов типов *p-n-p* (*а*) и *n-p-n* (*в*); их условные обозначения в электронных схемах (*б, г*)

Одна из крайних областей всегда легируется сильнее, её называют *эмиттером*, назначение её – инжекция носителей в среднюю область структуры, называемую *базой*. Другую крайнюю область называют *коллектором*, он менее легирован, чем эмиттер, и предназначен для экстракции носителей из базовой области.

Электронно-дырочный переход между эмиттером и базой называют *эмиттерным переходом*. Переход на границе база – коллектор называют *коллекторным переходом.* Это переход собирает инжектированные в базу носители и передаёт их в коллекторную область. Таким образом, функция эмиттерного перехода — инжектирование (эмиттирование) носителей заряда в базу, а функция коллекторного перехода — сбор носителей заряда, прошедших через базовый слой. Чтобы носители заряда, инжектируемые эмиттером и проходящие через базу, полнее собирались коллектором, площадь коллекторного перехода делают больше площади эмиттерного перехода.

Расстояние между переходами (ширина базы) очень мало: у высокочастотных транзисторов оно менее 10 микрометров (1 мкм = 0,001 мм), а у низкочастотных не превышает 50 мкм.

В транзисторах типа *n-p-n* функции всех трех слоев и их названия аналогичны, изменяется лишь тип носителей заряда, проходящих через базу: в приборах типа *p-n-p* — это дырки, в приборах типа *n-p-n* — электроны.

1.4.2 Принцип действия биполярного транзистора и его основные параметры

Принцип действия биполярного транзистора рассмотрим на примере структуры типа *p-n-p* (рисунок 1.28). Распределение концентрации носителей заряда в слоях транзисторной структуры и разности потенциалов, создаваемой объемными зарядами *p-n*-переходов, в отсутствие внешних напряжений может быть следующим:

1) Соотношение концентраций основных носителей заряда в эмиттерном и коллекторном слоях транзистора несущественно, поэтому их можно считать равным между собой.

2) Концентрация основных носителей заряда в базе должна быть намного меньше концентрации основных носителей заряда в эмиттере. Отличие в концентрациях основных носителей заряда эмиттерного и базового слоев весьма важно, так как оно влияет на параметры транзистора, в частности на коэффициент передачи тока α.

Таким образом, для транзистора базовый слой должен быть более высокоомным, чем эмиттерный. Это достигается за счет использования высокоомного исходного полупроводника *n*-типа.

В отсутствие внешних напряжений на границах раздела трех слоев образуются объемные заряды, создается внутреннее электрическое поле, и между слоями действует внутренняя разность потенциалов. Потенциальный барьер в каждом из переходов устанавливается такой величины, чтобы обеспечивалось равновесие диффузионного и дрейфового потоков носителей заряда, движущихся через переходы в противоположных направлениях, т.е. равенство нулю протекающего через них тока. Поскольку концентрации основных (и неосновных) носителей заряда в эмиттерном и коллекторном слоях приняты одинаковыми, потенциальные барьеры в обоих *p-n*-переходах будут равны.

1.4.3 Режимы работы биполярного транзистора

В зависимости от способа подключения *p-n*-переходов транзистора к внешним источникам питания, он может работать в режиме *отсечки, насыщения* или *активном режиме*.

Режим отсечки транзистора получается тогда, когда эмиттерный и коллекторный p-n-переходы подключены к внешним источникам в обратном

направлении (рисунок 1.29, *а*). В этом случае через оба *p-n*-перехода протекают очень малые обратные токи эмиттера ($I_{ЭБО}$) и коллектора ($I_{КБО}$). Ток базы равен сумме этих токов и в зависимости от типа транзистора находится в пределах от единиц микроампер — мкА (у кремниевых транзисторов) до единиц миллиампер — мА (у германиевых транзисторов).

Если эмиттерный и коллекторный *p-n*-переходы подключить к внешним источникам в прямом направлении, транзистор будет находиться в *режиме насыщения* (рисунок 1.29). Диффузионное электрическое поле эмиттерного и коллекторного переходов будет частично ослабляться электрическим полем, создаваемым внешними источниками $U_{ЭБ}$и $U_{КБ}$. В результате уменьшится потенциальный барьер, ограничивавший диффузию основных носителей заряда, и начнется проникновение (инжекция) дырок из эмиттера и коллектора в базу, то есть через эмиттер и коллектор транзистора потекут токи, называемые токами насыщения эмиттера ($I_{Э.\ нас}$) и коллектора ($I_{К.\ нас}$).

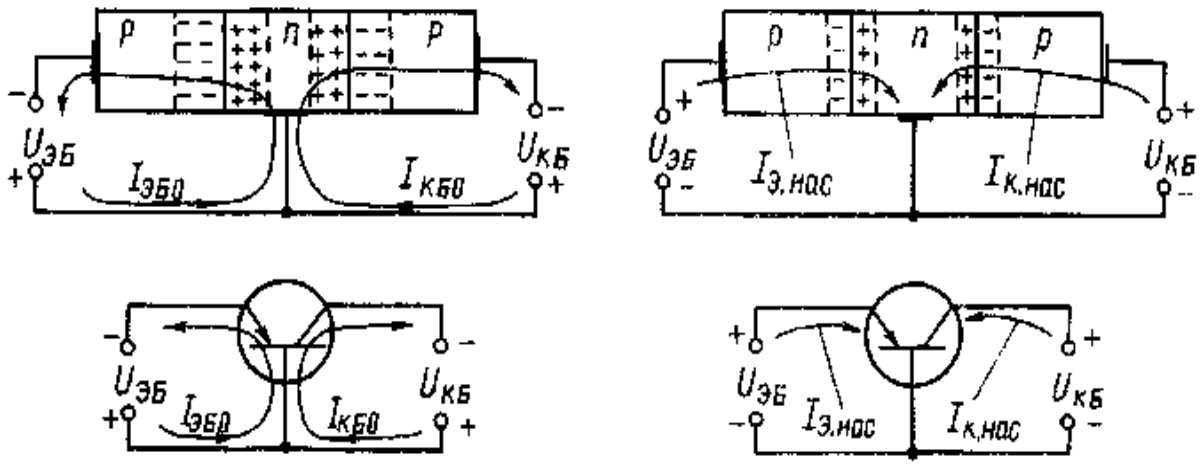


Рисунок 1.29 – Токопрохождение в транзисторе
в режимах отсечки *(а)* и насыщения *(б)*

Режимы отсечки и насыщения используются при работе транзисторов в импульсных схемах и в режиме переключения. Для усиления сигналов применяется *активный режим* работы транзистора.

При работе транзистора в активном режиме его эмиттерный переход включается в прямом, а коллекторный — в обратном направлениях (рисунок 1.29).

Это достигается с помощью двух источников напряжения $U_{ЭБ}$ и $U_{КБ}$ (рисунок 1.30, *а*). Напряжение $U_{ЭБ}$ подключается положительным полюсом к эмиттеру относительно базы, напряжение $U_{КБ}$ — отрицательным полюсом к коллектору относительно базы (схема с общей базой).

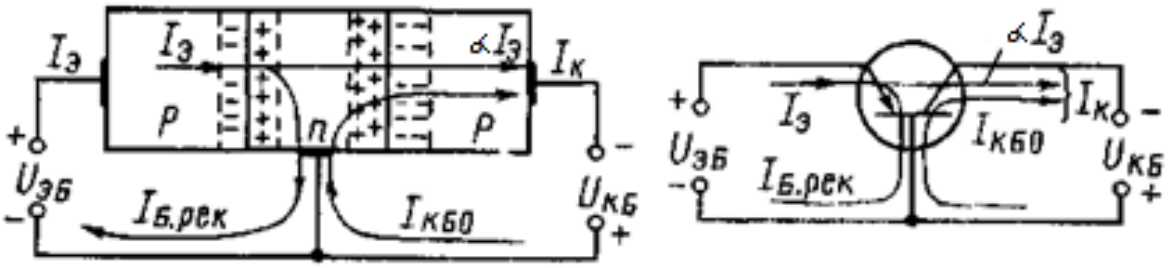


Рисунок 1.30 – Включение транзистора в активном режиме работы по схеме с общей базой

Под действием прямого напряжения $U_{ЭБ}$ происходит инжекция дырок из эмиттера в базу. Попав в базу *n*-типа, дырки становятся в ней неосновными носителями заряда и под действием сил диффузии движутся (диффундируют) к коллекторному *p*-*n*-переходу. Часть дырок в базе заполняется (рекомбинирует) имеющимися в ней свободными электронами. Однако ширина базы небольшая — от нескольких единиц до 10 мкм. Поэтому основная часть дырок достигает коллекторного *p*-*n*-перехода и его электрическим полем перебрасывается в коллектор. Очевидно, что ток коллектора I_K не может быть больше тока эмиттера, так как часть дырок рекомбинирует в базе. Поэтому $I_K = \alpha \cdot I_Э$. Здесь α – коэффициент передачи тока эмиттера (α<1).

Наличие коллекторного перехода, включенного в обратном направлении, приводит к появлению дополнительной неуправляемой составляющей тока коллектора, обусловленной протеканием *обратного тока* коллекторного перехода $I_{КБО}$. Как известно, обратный ток создается дрейфом неосновных носителей заряда из близлежащих областей обратно включенного *p*-*n*-перехода, в данном случае концентрациями дырок в базе и электронов в коллекторе.

Поскольку концентрации неосновных носителей заряда зависят от температуры, величина обратного тока также зависит от нее, поэтому этот ток часто называют *тепловым*. От величины тока эмиттера ток $I_{КБ}$ не зависит.

Управляющее свойство транзистора, характеризующее изменение выходного (коллекторного) тока I_K под действием подводимого входного тока (эмиттерного) $I_Э$ (или напряжения $U_{ЭБ}$), обусловливается изменением дырочной составляющей коллекторного тока за счет изменения дырочной составляющей эмиттерного тока.

Таким образом, принцип действия биполярного транзистора основан на создании *транзитного* (проходящего) потока носителей заряда из эмиттера в коллектор через базу и управлении коллекторным (выходным) током за счет изменения эмиттерного (входного) тока. Следовательно, биполярный транзистор управляется током.

Основное соотношение для токов транзистора составляется по первому закону Кирхгофа:

$$I_э = I_к + I_б. \qquad (1.8)$$

С учетом теплового тока $I_{к0}$ и соотношения (1.8) токи $I_к$ и $I_б$ можно выразить через $I_э$:

$$I_к = \alpha I_э + I_{к0}. \quad (1.9)$$

$$I_б = (1 - \alpha)\, I_э - I_{к0} \quad (1.10)$$

1.4.4 Схемы включения биполярного транзистора

При использовании транзисторов в различных схемах представляют практический интерес зависимости напряжения и тока входной цепи (входные вольт-амперные характеристики) и выходной цепи (выходные или коллекторные вольт-амперные характеристики). Эти характеристики могут быть записаны аналитически или построены графически. Последний способ наиболее прост и нагляден, поэтому он нашел преобладающее применение. Вольт-амперные характеристики снимают при относительно медленных изменениях тока и напряжения (по постоянному току), в связи с чем их называют *статическими*. Вид характеристик зависит от способа включения транзистора.

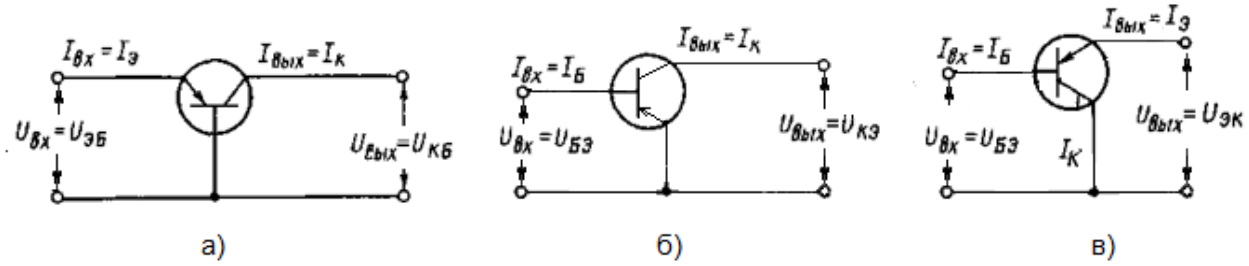
Существует три способа включения транзистора (рисунок 1.31):

а) с общей базой (ОБ);

б) общим эмиттером (ОЭ);

в) общим коллектором (ОК). О способе включения с общей базой говорилось при рассмотрении принципа действия транзистора.

Различие в способах включения зависит от того, какой из выводов транзистора является общим для входной и выходной цепей. В схеме ОБ общей точкой входной и выходной цепей является база, в схеме ОЭ — эмиттер, в схеме ОК — коллектор.



а – схема с общей базой; *б* – схема с общим эмиттером;
в – схема с общим коллектором.
Рисунок 1.31 – Схемы включения биполярного транзистора

В схеме, приведенной на рисунке 1.31, *а* электрическая цепь, образованная источником $U_{ЭБ}$, эмиттером и базой транзистора, называется входной, а цепь, образованная источником $U_{КБ}$, коллектором и базой этого же транзистора, – выходной. База является общим электродом транзистора для входной и выходной цепей, поэтому такое его включение называют схемой с общей базой, или сокращенно «схемой ОБ».

На рисунке 1.31, *б* изображена схема, в которой общим электродом для входной и выходной цепей является эмиттер. Это схема включения с общим эмиттером, или сокращенно «схема ОЭ». В ней выходным током, как и в схеме ОБ, является ток коллектора I_K, незначительно отличающийся от тока эмиттера $I_э$, а входным — ток базы $I_Б$, значительно меньший, чем коллекторный ток. Связь между токами $I_Б$ и $I_к$ в схеме ОЭ определяется уравнением:

$$I_К = \beta \cdot I_Б + I_{КЭО}.$$

Коэффициент пропорциональности β называют статическим коэффициентом передачи тока базы при схеме ОЭ.

Составляющая $I_{КЭО}$ называется обратным током коллектора в схеме ОЭ. Ее значение в $1 + \beta$ раз больше, чем $I_{КБО}$, т. е.

$$I_{КЭО} = (1 + \beta) I_{КБО}.$$

Обратные токи $I_{КБО}$ и $I_{КЭО}$ не зависят от входных напряжений $U_{БЭ}$ и $U_{БЭ}$ и вследствие этого называются неуправляемыми составляющими коллекторного тока. Эти токи сильно зависят от температуры окружающей среды и определяют температурные свойства транзистора. Установлено, что значение обратного тока $I_{КБО}$ удваивается при повышении температуры на 10°С для германиевых и на 8°С – для кремниевых транзисторов. В схеме ОЭ температурные изменения неуправляемого обратного тока $I_{КЭО}$ могут в десятки и сотни раз превысить температурные изменения неуправляемого обратного тока $I_{КБО}$ и полностью нарушить работу транзистора. Поэтому в транзисторных схемах применяются специальные меры термостабилизации транзисторных каскадов, способствующие уменьшению влияния температурных изменений токов на работу транзистора.

На практике часто встречаются схемы, в которых общим электродом для входной и выходной цепей транзистора является коллектор (рис. 1.28, *в*). Это схема включения с общим коллектором, или «схема ОК».

Независимо от схемы включения транзистора для него всегда справедливо уравнение, связывающее токи его электродов:

$$I_Э = I_К + I_Б.$$

1.4.5 Статические характеристики биполярного транзистора

Эти характеристики показывают графическую зависимость между токами и напряжениями транзистора и могут применяться для определения некоторых его параметров, необходимых для расчета транзисторных схем.

В силу того, что статические характеристики транзистора в схемах ОЭ или ОК примерно одинаковы, далее рассматриваются характеристики только для двух способов включения: ОБ и ОЭ. Наибольшее применение получили статические входные и выходные характеристики.

Входные статические характеристики представляют собой вольт-амперные характеристики эмиттерного электронно-дырочного перехода. Если транзистор включен по схеме с общей базой (рисунок 1.32), то это будет

зависимость тока эмиттера $I_Э$ от напряжения на эмиттерном переходе $U_{ЭБ}$ (рисунок 1.32, *а*). При отсутствии коллекторного напряжения ($U_{КБ} = 0$) входная характеристика представляет собой прямую ветвь вольт-амперной характеристики эмиттерного электронно-дырочного перехода, такой же, как ВАХ диода. Если на коллектор подать некоторое напряжение, смещающее его в обратном направлении, то коллекторный электронно-дырочный переход расширится и толщина базы вследствие этого уменьшится.

В результате уменьшится и сопротивление базы эмиттерному току, что приведет к увеличению эмиттерного тока, то есть характеристика пройдет выше.

При включении транзистора по схеме с общим эмиттером (рисунок 1.32, *б*) входной характеристикой будет графическая зависимость тока базы $I_Б$ от напряжения на эмиттерном переходе $U_{БЭ}$. Так как эмиттерный переход и при таком включении остается смещенным в прямом направлении, то входная характеристика будет также подобна прямой ветви вольт-амперной характеристики эмиттерного электронно-дырочного перехода.

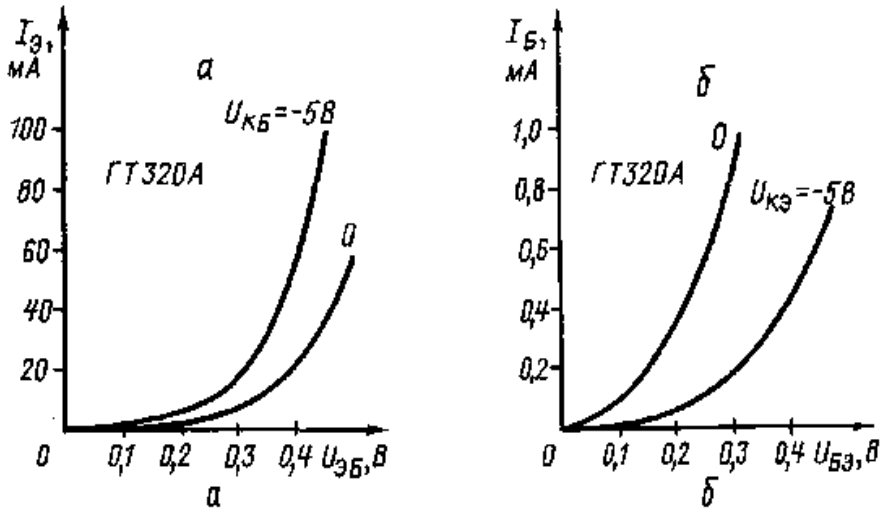


Рисунок 1.32 – Входные характеристики германиевого транзистора типа *p-n-p* в схемах с ОБ (а) и ОЭ (б)

Выходные статические характеристики биполярного транзистора – это вольт-амперные характеристики коллекторного электронно-дырочного перехода, смещенного в обратном направлении. Их вид также зависит от способа включения транзистора и очень сильно – от состояния, а точнее – режима работы, в котором находится эмиттерный электронно-дырочный переход.

Если транзистор включен по схеме с общей базой (ОБ) и $I_Э = 0$, то есть цепь эмиттера оборвана, то эмиттерный ЭДП не оказывает влияния на коллекторный переход. Так как на коллекторный ЭДП подано обратное напряжение, то выходная характеристика, представляющая собой зависимость тока коллектора $I_К$ от напряжения между коллектором и базой $U_{КБ}$, будет

подобна обратной ветви ВАХ диода (нижняя кривая на рисунке 1.33, *а*). Если же на эмиттерный ЭДП подать прямое напряжение, то появится ток эмиттера $I_Э$, который создаст почти такой же коллекторный ток I_K. Чем больше прямое напряжение на эмиттерном ЭДП, тем больше значения эмиттерного и коллекторного токов и тем выше располагается выходная характеристика.

Сказанное справедливо и при включении биполярного транзистора по схеме с общим эмиттером (ОЭ). Разница состоит лишь в том, что в этом случае выходные характеристики снимают не при постоянных значениях тока эмиттера, а при постоянных значениях тока базы $I_Б$ (рисунок 1.33, *б*), и идут они более круто, чем выходные характеристики в схеме с ОБ.

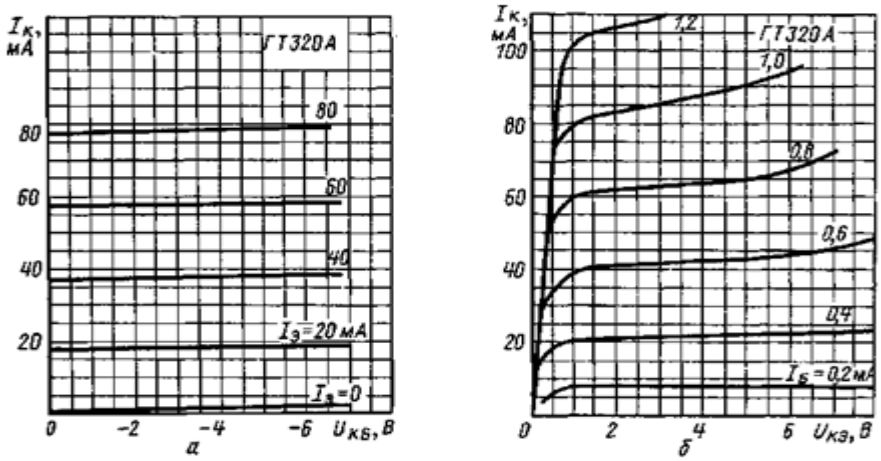


Рисунок 1.33 – Выходные характеристики германиевого транзистора типа *p-n-p* в схемах с ОБ (а) и ОЭ (б)

При чрезмерном увеличении коллекторного напряжения происходит пробой коллекторного ЭДП, сопровождающийся резким увеличением коллекторного тока, разогревом транзистора и выходом его из строя. Для большинства транзисторов напряжение пробоя коллекторного перехода лежит в пределах от 20 до 30 В. Это важно знать при выборе транзистора для заданного напряжения источника питания или при определении необходимого напряжения источника питания для имеющихся транзисторов.

Увеличение температуры вызывает возрастание токов транзистора и смещение его характеристик. Особенно сильно влияет температура на выходные характеристики в схеме ОЭ (рисунок 1.34).

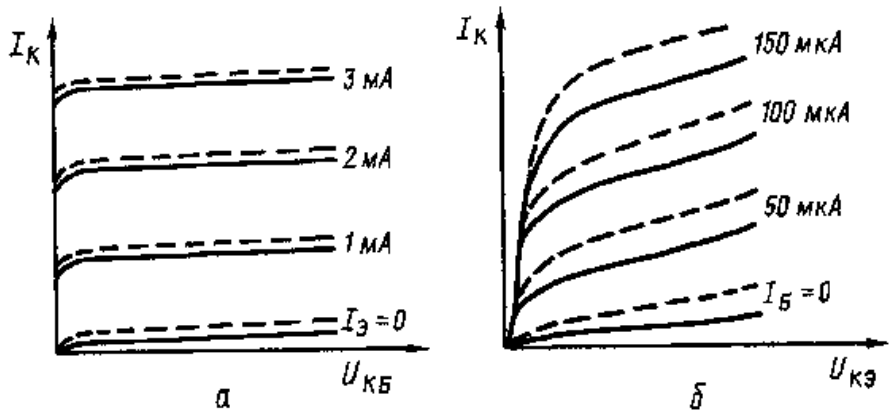


Рисунок 1.34 – Зависимость выходных статических характеристик транзистора от температуры: *а* – в схеме с ОБ, *б* – в схеме с ОЭ

1.4.6 Малосигнальные параметры биполярного транзистора

Все описанное выше касалось работы транзистора при постоянных напряжениях и токах его электродов. При работе транзисторов в усилительных схемах важную роль играют переменные сигналы с малыми амплитудами. Свойства транзистора в этом случае определяются так называемыми *малосигнальными параметрами*.

На практике наибольшее применение получили малосигнальные *h*-параметры (читается: аш-параметры). Их называют также гибридными, или смешанными, из-за того, что одни из них имеют размерность проводимости, другие – сопротивления, а третьи – вообще безразмерные.

Всего *h*-параметров четыре: h_{11} (аш-один-один), h_{12} (аш-один-два), h_{21} (аш-два-один) и h_{22} (аш-два-два) и определяются они следующими выражениями:

$$h11 = \frac{\Delta Uвх}{\Delta Iвх} \quad \text{при } U_{вх} = const.$$

Запись const является сокращением слова constanta, то есть постоянная величина. В данном случае это означает, что при определении параметра h_{11} приращения входного напряжения $\Delta Uвх$ и входного тока $\Delta Iвх$ выбираются при неизменном (постоянном) значении выходного напряжения $U_{вых}$. Параметр h_{11} характеризует входное сопротивление биполярного транзистора и измеряется в омах. Более кратко выражение для определения параметра h_{11} записывают в виде:

$$h11 = \frac{\Delta Uвх}{\Delta Iвх} \quad \text{при } U_{вых} = const.$$

Параметры h_{12}, h_{21} и h_{22} определяются следующими выражениями:

$h12 = \frac{\Delta Uвх}{\Delta Uвых}$ – коэффициент обратной связи по напряжению, безразмерная величина;

$I_{вх}$ = const

$h21 = \frac{\Delta Iвых}{\Delta Iвх}$ – коэффициент прямой передачи по току, безразмерная величина;

$U_{вых} = const$

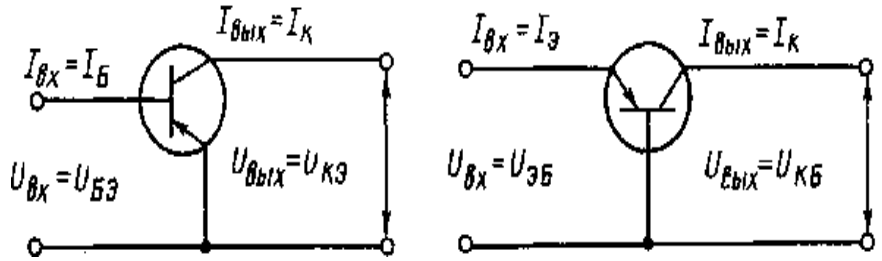
$h22 = \frac{\Delta Iвых}{\Delta Uвых}$ – выходная проводимость, измеряется в сименсах (См).

$I_{вх} = const$

Знак Δ означает небольшое изменение напряжения *U* или тока I относительно их значений в статическом режиме.

Все h-параметры можно определить по статическим характеристикам. При этом параметры h_{11} и h_{12} определяются по входным, аh_{21} и h_{22} – по выходным характеристикам. Необходимо только иметь в виду, что значения *h*-параметров зависят от схемы включения транзистора. Для указания схемы включения к цифровым индексам *h*-параметров добавляется буквенный индекс: б – если транзистор включен по схеме ОБ, или э – если транзистор включен по схеме ОЭ. Кроме того, приращения входных и выходных токов и напряжений нужно заменить приращениями напряжений и токов соответствующих электродов транзистора с учетом конкретной схемы включения (рисунок 1.35).

Значения *h*-параметров зависят от режима работы транзистора, т. е. от напряжений и токов его электродов:



а) б)

Рисунок 1.35 – Схемы включения биполярного транзистора для определения статических h-параметров

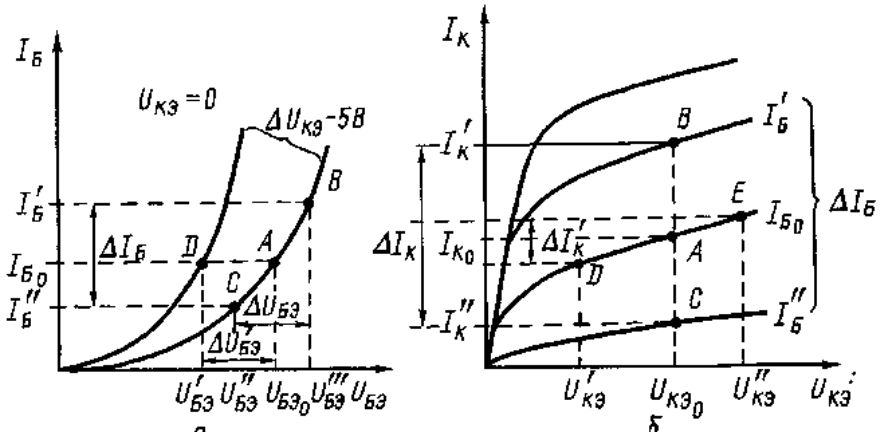


Рисунок 1.36 – Определение статических h-параметров транзистора по его статическим характеристикам

Режим работы транзистора определяется на характеристиках положением рабочей точки, которую будем обозначать в дальнейшем буквой *А*. Если указано положение рабочей точки *А* на семействе статических входных характеристик транзистора, включенного по схеме ОЭ (рисунок 1.35, *а*), параметры $h_{11э}$ и $h_{12э}$ определяются следующим образом:

$$h11э = \frac{\Delta UБЭ}{\Delta IБ} \quad UКЭ = const = \frac{U``БЭ - UБЭ}{ГБ - Г`Б} \quad IБ = const = \frac{UБЭ - U`БЭ}{5 - 0} \quad h12э = \frac{\Delta UБЭ}{\Delta UКЭ}$$

Параметры *h21э* и *h22э* определяются в рабочей точке *А* по выходным характеристикам (рисунок 1.35, *б)* в соответствии с формулами:

$$h21э = \frac{\Delta IК}{\Delta IБ} \quad UКЭ = const = \frac{ГК - Г`К}{ГБ - Г`Б} \quad h22э = \frac{\Delta ГК}{\Delta UКЭ} \quad IБ = const = \frac{IК(E) - IК(D)}{U`КЭ - U`КЭ} \quad .$$

Аналогично рассчитываются *h*-параметры для схемы ОБ.

При расчете параметров *h12* и *h21* надо токи и напряжения подставлять в формулы в основных единицах измерения.

Параметр *h21б* называют коэффициентом передачи тока в схеме ОБ, а*h21э* — коэффициентом передачи тока в схеме ОЭ. В отличие от статических коэффициентов передачи *h21Б* и *h21E*, рассчитываемых как отношение выходного тока к входному в схемах ОБ и ОЭ, параметры *h21б* и *h21э* определяются как отношения изменений выходных токов к вызвавшим их изменениям входных токов. Иными словами, параметры *h21б* и *h21э* характеризуют усилительные свойства транзистора по току для переменных сигналов.

1.5 Полевые транзисторы

К классу униполярных относят транзисторы, принцип действия которых основан на использовании носителей заряда только одного знака (электронов или дырок). Управление током в униполярных транзисторах осуществляется изменением проводимости канала, через который протекает ток транзистора под воздействием электрического поля. Вследствие этого униполярные транзисторы называют также полевыми.

По способу создания канала различают полевые транзисторы с *p-n*-переходом, встроенным каналом и индуцированным каналом. Последние два типа относят к разновидностям МДП-транзисторов.

Повышенный интерес к этим приборам обусловлен их высокой технологичностью, хорошей воспроизводимостью требуемых параметров, а также меньшей стоимостью по сравнению с биполярными транзисторами. Из

электрических параметров полевые транзисторы отличает их высокое входное сопротивление.

1.5.1 Полевые транзисторы с управляемым *p-n*-переходом

Анализ работы полевого транзистора с *p-n*-переходом проведен на его модели, показанной на рисунке 1.37, *а*.

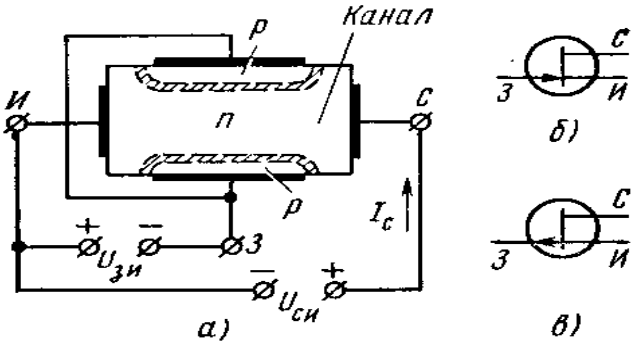


Рисунок 1.37 – Конструкция полевого транзистора с *p-n*-переходом (*а*); условные обозначения полевого транзистора с *p-n*-переходом и каналом *n*-типа (*б*); с *p-n*-переходом и каналом *p*-типа (*в*)

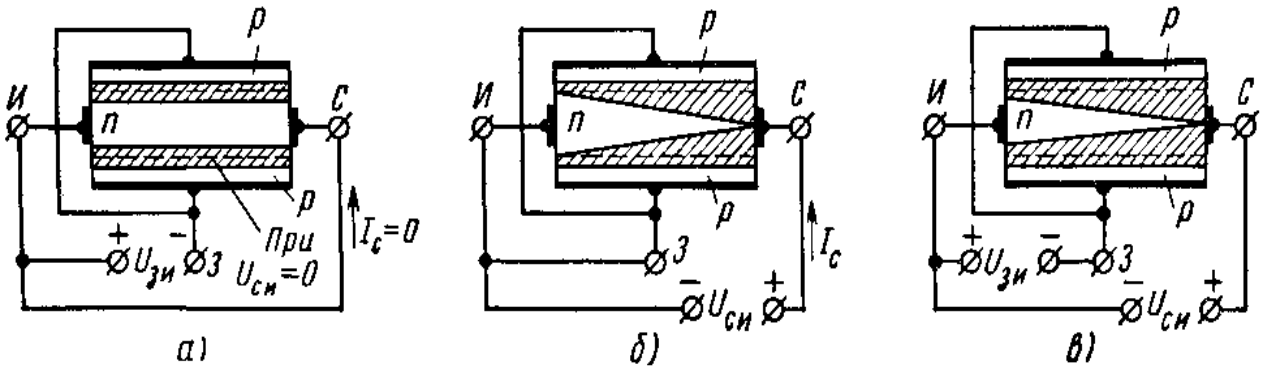
В приведенной конструкции канал протекания тока транзистора представляет собой слой полупроводника *n*-типа, заключенный между двумя *p-n*-переходами. Канал имеет контакты с внешними электродами прибора. Электрод, от которого начинают движение носители заряда (в данном случае электроны), называют истоком, а электрод, к которому они движутся, — стоком. Полупроводниковые слои *p*-типа, образующие с *n*-слоем два *p-n*-перехода, созданы с более высокой концентрацией примеси, чем *n*-слой. Оба *p*-слоя электрически связаны между собой и имеют общий внешний электрод, называемый затвором. Подобную конструкцию имеют и полевые транзисторы с каналом *p*-типа.

Полярность внешних напряжений, подводимых к транзистору, показана на рисунке 1.38, *а.* Управляющее (входное) напряжение подается между затвором и истоком. Напряжение $U_{зи}$ является обратным для обоих *n-p*-переходов. В выходную цепь, в которую входит канал транзистора, включается напряжение $U_{си}$ положительным полюсом к стоку.

Управляющие свойства транзистора объясняются тем, что при изменении напряжения $U_{зи}$ изменяется ширина его *p-n*-переходов, представляющих собой участки полупроводника, обедненные носителями заряда. Поскольку *p*-слой имеет большую концентрацию примеси, чем *n*-слой, изменение ширины *p-n*-переходов происходит в основном за счет более высокоомного *n*-слоя (эффект модуляции ширины базы). Тем самым изменяются сечение токопроводящего канала и его проводимость, т.е. выходной ток I_c прибора.

Особенностью полевого транзистора является то, что на проводимость канала оказывает влияние как управляющее напряжение $U_{зи}$, так и напряжение

$U_{си}$. Влияние подводимых напряжений на проводимость канала иллюстрирует рисунок 1.38, *а–в,* где для простоты не показаны участки *n*-слоя, расположенные вне *p*-*n*-переходов.



а) $U_{зи}$ <0, $U_{си}$ = 0; *б*) $U_{зи}$ = 0, $U_{си}$> 0; *в*) $U_{зи}$ <0, $U_{си}$> 0.

Рисунка 1.38 – Поведение полевого транзистора с *p*-*n*-переходом и каналом *n*-типа при подключении внешних напряжений

На рисунке 1.38, *а* внешнее напряжение приложено только к входной цепи транзистора. Изменение напряжения $U_{зи}$ приводит к изменению проводимости канала за счет изменения на одинаковую величину его сечения по всей длине канала. Но выходной ток $I_с$ = 0, поскольку $U_{си}$ = 0.

Рисунок 1.38, *б* иллюстрирует изменение сечения канала при воздействии только напряжения $U_{си}$ ($U_{зи}$ = 0). При $U_{си}$>0 через канал протекает ток $I_с$, в результате чего создается падение напряжения, возрастающее в направлении стока. Суммарное падение напряжения участка исток — сток равно $U_{си}$. В силу этого потенциалы точек канала *n*-типа будут неодинаковыми по его длине, возрастая в направлении стока от нуля до $U_{си}$. Потенциал же точек *p*-области относительно истока определяется потенциалом затвора относительно истока и в данном случае равен нулю. В связи с указанным обратное напряжение, приложенное к *p*-*n*-переходам, возрастает в направлении от истока к стоку, и *p*-*n*-переходы расширяются в направлении стока. Данное явление приводит к уменьшению сечения канала от истока к стоку (рисунок 1.38, *б*). Повышение напряжения $U_{си}$ вызывает увеличение падения напряжения в канале и уменьшение его сечений, а следовательно, уменьшение проводимости канала. При некотором напряжении $U_{си}$ происходит сужение канала, при котором границы обоих *p*-*n*-переходов смыкаются (рисунок 1.38, *б*) и сопротивление канала становится высоким. На рисунке 1.38, *в* отражено результирующее влияние на канал обоих напряжений $U_{зи}$ и $U_{си}$. Канал показан для случая смыкания *p*-*n*-переходов.

Рассмотрим вольт-амперные характеристики полевых транзисторов с *n*-*p*-переходом. Для этих транзисторов представляют интерес два вида вольт-амперных характеристик: стоковые и стоко-затворные.

Стоковые (выходные) характеристики полевого транзистора с *p-n*-переходом и каналом *n*-типа показаны на рисунке 1.39. Они отражают зависимость тока стока от напряжения сток – исток при фиксированном напряжении затвор – исток $I_с = F(U_{си})$ $U_{зи} = \text{const}$ и представляются в виде семейства кривых. На каждой из этих кривых можно выделить три характерные области*:* I – сильная зависимость тока $I_с$ от напряжения $U_{си}$ (начальная область); II – слабая зависимость тока $I_с$ от напряжения $U_{си}$; III – пробой *p-n*-перехода.

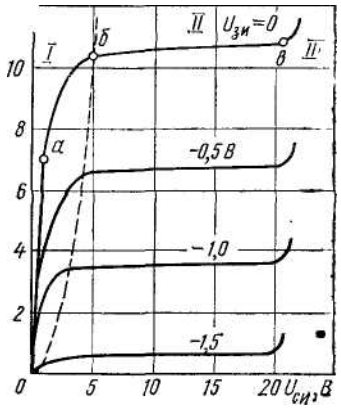


Рисунок 1.39 – Семейство стоковых (выходных) характеристик полевого транзистора с *p-n*-переходом и каналом *n*-типа

Рассмотрим выходную характеристику полевого транзистора при $U_{зи} = 0$ (рисунок 1.39, *б*). В области малых напряжений $U_{си}$ (участок 0–*а*) влияние напряжения $U_{си}$ на проводимость канала незначительно, в связи с чем здесь имеется практически линейная зависимость $I_с = F(U_{си})$. По мере увеличения напряжения $U_{си}$ (участок *а–б*) сужение токопроводящего канала оказывает все более существенное влияние на его проводимость, что приводит к уменьшению крутизны нарастания тока. При подходе к границе с участком II (точка *б*) сечение токопроводящего канала уменьшается до минимума в результате смыкания обоих *p-n*-переходов. Дальнейшее повышение напряжения на стоке не должно приводить к увеличению тока через прибор, так как одновременно с ростом напряжения $U_{си}$ будет увеличиваться сопротивление канала. Некоторое увеличение тока $I_с$ на экспериментальных кривых объясняется наличием различного рода утечек и влиянием сильного электрического поля в *p-n*-переходах, прилегающих к каналу.

Участок III резкого увеличения тока $I_с$ характеризуется лавинным пробоем области *p-n*-переходов вблизи стока по цепи сток – затвор. Напряжение пробоя соответствует точке *в*.

Приложение к затвору обратного напряжения вызывает сужение канала (рисунок 1.39, *а*) и уменьшение его исходной проводимости. Поэтому начальные участки кривых, соответствующих большим напряжениям на затворе, имеют меньшую крутизну нарастания тока (рисунок 1.39). Ввиду наличия напряжения $U_{зи}$ перекрытие канала объемным зарядом *p-n*-переходов (рисунок 1.39, *в*) происходит при меньшем напряжении, и границе участков I и II будут

соответствовать меньшие напряжения сток – исток. Напряжениям перекрытия канала соответствуют абсциссы точек пересечения стоковых характеристик с пунктирной кривой, показанной на рисунке 1.39. При меньших напряжениях наступает и режим пробоя транзистора по цепи сток – затвор.

Важным параметром полевого транзистора является напряжение на затворе, при котором ток стока близок к нулю. Оно соответствует напряжению запирания прибора по цепи затвора и называется напряжением запирания или отсечки $U_{зи}$. Числовое значение $U_{зио}$ равно напряжению $U_{си}$ в точке *б* вольт-амперной характеристики при $U_{зи} = 0$.

Поскольку управление выходным током полевых транзисторов производится напряжением входной цепи, для них представляет интерес так называемая переходная или стоко-затворная вольт-амперная характеристика. Стоко-затворная характеристика полевого транзистора показывает зависимость тока стока от напряжения затвор – исток при фиксированном напряжении сток – исток: $I_с = F(U_{зи})$ $U_{си} = \text{const}$ (рисунок 1.40). Стоко-затворная характеристика связана с выходными характеристиками полевого транзистора и может быть построена по ним.

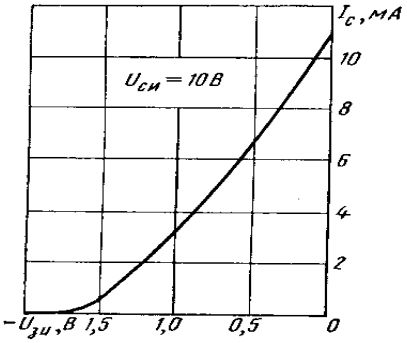


Рисунок 1.40 – Стоко-затворная характеристика полевого транзистора с *p-n*-переходом и каналом *n*-типа

Основными параметрами полевого транзистора являются: максимальный ток стока I_{cmax}, максимальное напряжение стока U_{cmax}, напряжение отсечки $U_{зио}$, внутреннее сопротивление r_i, крутизна S, а также межэлектродные емкости затвор – исток $C_{зи}$, затвор – сток $C_{зс}$ и сток – исток $C_{си}$.

Максимальное значение тока стока $I_{с\ max}$ соответствует его значению в точке *в* на выходных характеристиках (при $U_{зи} = 0$). Максимальное значение напряжения сток – исток $U_{сиmax}$ выбирают в 1,2–1,5 раза меньше напряжения пробоя участка сток – затвор при $U_{зи} = 0$. Напряжению отсечки $U_{зио}$ соответствует напряжение на затворе при токе стока, близком к нулю.

Внутреннее сопротивление транзистора:

$$r_i = \frac{dU_{ñè}}{dI_ñ},$$

при $U_{зи} = \text{const}$ характеризует наклон выходной характеристики на участке II. Крутизна стоко-затворной характеристики:

$$S = \frac{\mathrm{d}I_{\text{ñ}}}{\mathrm{d}U_{\text{çè}}},$$

при $U_{\text{си}} = \text{const}$, отражает влияние напряжения затвора на выходной ток транзистора. Крутизну S находят по стоко-затворной характеристике прибора (рисунок 1.40). Входное сопротивление $r_{\text{вх}} = \mathrm{d}U_{\text{зи}} / \mathrm{d}I_{\text{з}}$ транзистора определяется сопротивлением *p-n*-переходов, смещенных в обратном направлении. Входное сопротивление полевых транзисторов с *p-n*-переходом довольно велико, что выгодно отличает их от биполярных транзисторов. Межэлектродные емкости $C_{\text{зи}}$ и $C_{\text{зс}}$ связаны главным образом с наличием в приборе *p-n*-переходов (рисунок 1.40), примыкающих соответственно к истоку и стоку.

Полевые транзисторы с *p-n*-переходом выпускаются на токи $I_{\text{с}}$ до 50 мА и напряжения до 50 В. Приведем типичные значения параметров этих транзисторов: $U_{\text{зио}}$ = 0,8÷10 В, r_i = 0,02÷0,5 МОм, S = 0,3÷ 7 мА/В, $r_{\text{вх}} = 10^8$—10^9Ом, $C_{\text{зи}} = C_{\text{си}}$ = 6÷20 пФ, $C_{\text{зс}}$ = 2÷8 пФ.

Влияние температуры на характеристики и параметры рассматриваемого класса транзисторов обусловливается температурными зависимостями контактной разности потенциалов φ_0 и подвижности носителей заряда (электронов или дырок).

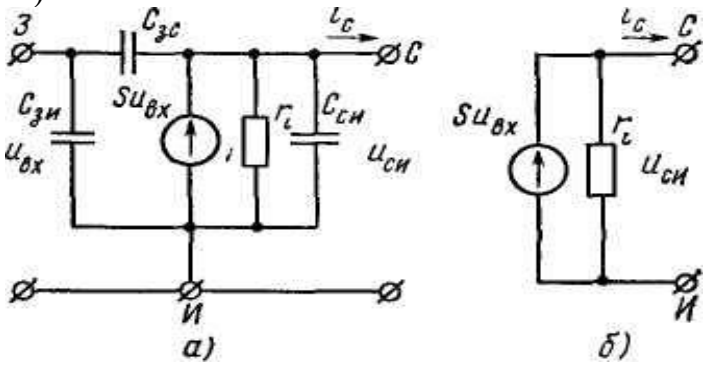


Рисунок 1.41 – Схема замещения полевого транзистора с *p-n*-переходом в области высоких (*а*) и низких (*б*) частот

Величина φ_0 фактически является одной из составляющих напряжения обратно смещенных *p-n*-переходов. Изменение φ_0 в зависимости от температуры приводит к изменению напряжения на переходах и их ширины, следовательно, к изменению сечения токопроводящего канала и его проводимости. С ростом температуры контактная разность потенциалов φ_0 уменьшается, что сказывается на увеличении сечения канала и повышении его проводимости. Вследствие уменьшения подвижности носителей заряда проводимость канала уменьшается с повышением температуры.

Влияние температуры на характеристики и параметры полевого транзистора оказывается достаточно сложным и по-разному проявляется в конкретных типах приборов этого класса. Температурные зависимости характеристик и параметров транзисторов приводятся в справочниках.

Схема замещения полевого транзистора с *p-n*-переходом показана на рисунке 1.41, *а*. Она характеризует работу транзистора на участке II выходных

характеристик для переменных составляющих тока и напряжения. При ее построении были использованы следующие соображения. Ток прибора на участке II определяется напряжением на затворе (входе) и крутизной, в связи с чем в выходную цепь схемы замещения введен источник тока $Su_{вх}$. Параллельно источнику тока включено сопротивление r_i,, учитывающее влияние напряжения стока на ток прибора. Величины $C_{зи}$, $C_{зс}$, $C_{си}$ отражают влияние межэлектродных емкостей на работу транзистора в области высоких частот. Для области низких частот схема замещения полевого транзистора принимает вид, показанный на рисунке 1.41, *б.*

1.5.2 МДП-транзисторы

В отличие от полевых транзисторов с *p-n*-переходом, в которых затвор имеет непосредственный электрический контакт с близлежащей областью токопроводящего канала, в МДП-транзисторах затвор изолирован от указанной области слоем диэлектрика. По этой причине МДП-транзисторы относят к классу полевых транзисторов с изолированным затвором.

МДП-транзисторы (структура: металл – диэлектрик – полупроводник) выполняют из кремния. В качестве диэлектрика используют окисел кремния SiO_2. Отсюда другое название этих транзисторов – МОП-транзисторы (структура: металл – окисел – полупроводник). Наличие диэлектрика обеспечивает высокое входное сопротивление рассматриваемых транзисторов (10^{12}—10^{14} Ом).

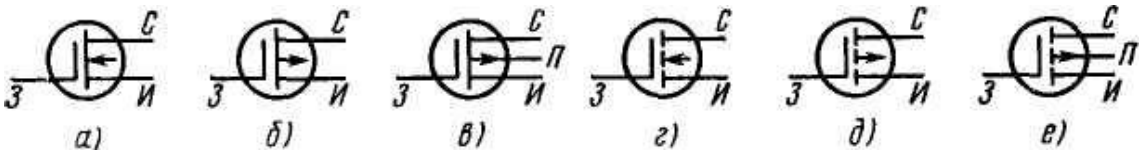


Рисунок 1.42 – Условные обозначения МДП-транзисторов со встроенным каналом *n*-типа (*а*), *p*-типа (*б*) и выводом от подложки (*в*); с индуцированным каналом *n*-типа (*г*), *p*-типа (*д*) и выводом от подложки (*е*)

Принцип действия МДП-транзисторов основан на эффекте изменения проводимости приповерхностного слоя полупроводника на границе с диэлектриком под воздействием поперечного электрического поля. Приповерхностный слой полупроводника является токопроводящим каналом этих транзисторов. МДП-транзисторы выполняют двух типов – со встроенным и с индуцированным каналом.

МДП-транзисторы представляют собой в общем случае четырехэлектродный прибор. Четвертым электродом (подложкой), выполняющим вспомогательную функцию, является вывод от подложки исходной полупроводниковой пластины. МДП-транзисторы могут быть с каналом *n*- или *p*-типа. Условные обозначения МДП-транзисторов показаны на рисунке 1.42, *а–е*.

Рассмотрим особенности МДП-транзисторов со встроенным каналом. Конструкция такого транзистора с каналом *n*-типа показана на рисунке 1.42, *а*. В исходной пластине кремния *p*-типа с помощью диффузионной технологии созданы области истока, стока и канала *n*-типа. Слой окисла SiO_2 выполняет функции защиты поверхности, близлежащей к истоку и стоку, а также изоляции затвора от канала. Вывод подложки (если он имеется) иногда присоединяют к истоку.

Стоковые (выходные) характеристики полевого транзистора со встроенным каналом *n*-типа для случая соединения подложки с истоком показаны на рисунке 1.42, *б*. По виду эти характеристики близки к характеристикам полевого транзистора с *p-n*-переходом. Рассмотрим характеристику при $U_{зи} = 0$, что соответствует соединению затвора с истоком. Внешнее напряжение приложено к участку исток – сток положительным полюсом к стоку. Поскольку $U_{зи} = 0$, через прибор протекает ток, определяемый исходной проводимостью канала. На начальном участке 0–*а*, когда падение напряжения в канале мало, зависимость $I_с(U_{си})$ близка к линейной. По мере приближения к точке *б* падение напряжения в канале приводит ко все более существенному влиянию его сужения (пунктир на рисунке 1.42, *а*) на проводимость канала, что уменьшает крутизну нарастания тока на участке *а–б*. После точки *б* токопроводящий канал сужается до минимума, что вызывает ограничение нарастания тока и появление на характеристике пологого участка II.

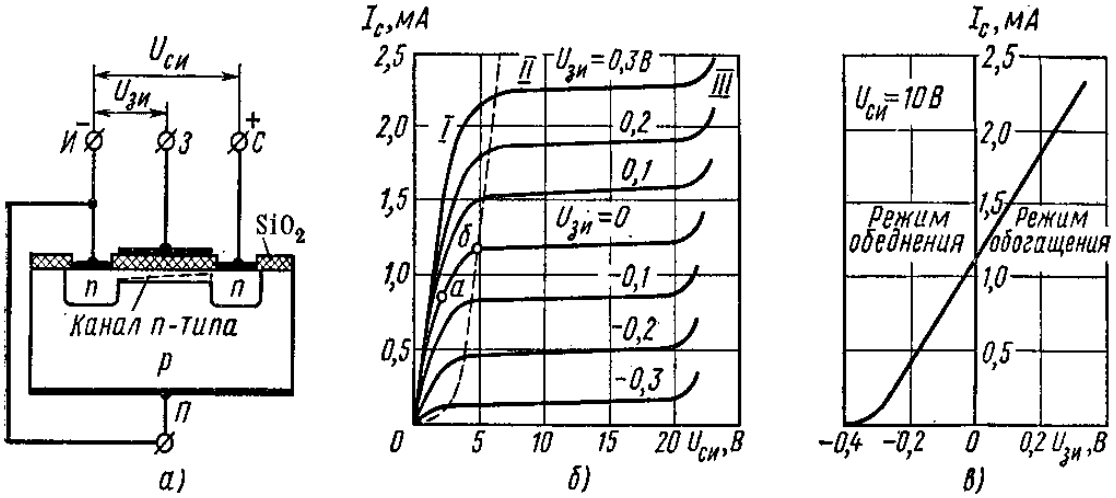


Рисунок 1.43 – Конструкция МДП-транзистора со встроенным каналом *n*-типа (*а*); стоко-затворная характеристика (*б*); стоко-затворная характеристика (*в*)

Покажем влияние напряжения затвор – исток на ход стоковых характеристик.

В случае приложения к затвору напряжения ($U_{зи} < 0$) поле затвора оказывает отталкивающее действие на электроны – носители заряда в канале, что приводит к уменьшению их концентрации в канале и проводимости канала. Вследствие этого стоковые характеристики при $U_{зи} < 0$ располагаются ниже

кривой, соответствующей $U_{зи} = 0$. Режим работы транзистора ($U_{зи} < 0$), при котором происходит уменьшение концентрации заряда в канале, называют режимом обеднения.

При подаче на затвор напряжения $U_{зи} > 0$ поле затвора притягивает электроны в канал из *p*-слоя полупроводниковой пластины. Концентрация носителей заряда в канале увеличивается, что соответствует режиму обогащения канала носителями. Проводимость канала возрастает, ток $I_с$ увеличивается. Стоковые характеристики при $U_{зи} > 0$ располагаются выше исходной кривой ($U_{зи} = 0$).

Для транзистора имеется предел повышения напряжения $U_{сз}$ ввиду наступления пробоя прилежащего к стоку участка сток – затвор. На стоковых характеристиках пробою соответствует достижение некоторой величины $U_{си.пр}$. В случае $U_{зи} < 0$ напряжение $U_{сз}$ увеличивается, в связи с чем при $U_{зи} < 0$ пробой наступает при меньшем напряжении $U_{си}$.

Примерный вид стоко-затворной характеристики транзистора со встроенным каналом иллюстрирует рисунок 1.43, *в*. Ее отличие от стоко-затворной характеристики транзистора с *p-n*-переходом (рисунок 1.43) обусловлено возможностью работы прибора как при $U_{зи} < 0$ (режим обеднения), так и при $U_{зи} > 0$ (режим обогащения).

Конструкция МДП-транзистора с индуцированным каналом *n*-типа показана на рисунке 1.44, *с*. Канал проводимости тока здесь специально не создается, а образуется (индуцируется) благодаря притоку электронов из полупроводниковой пластины в случае приложения к затвору напряжения положительной полярности относительно истока. За счет притока электронов в приповерхностном слое происходит изменение электропроводности полупроводника, т.е. индуцируется токопроводящий канал *n*-типа, соединяющий области стока и истока. Проводимость канала возрастает с повышением приложенного к затвору напряжения положительной полярности. Таким образом, транзистор с индуцированным каналом работает только в режиме обогащения.

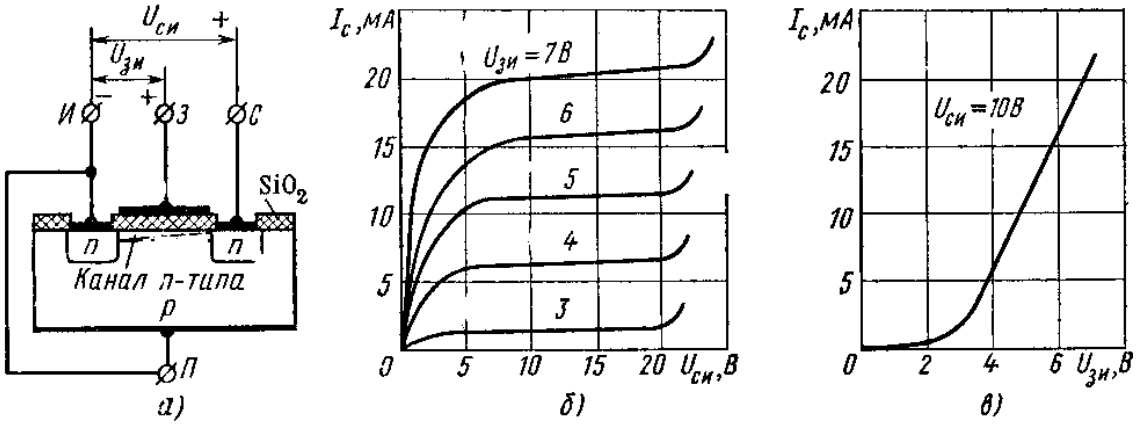


Рисунок 1.44 – Конструкция МДП-транзистора с индуцированным каналом *n*-типа (*а*); семейство его стоковых характеристик (*б*)

Стоковые (выходные) характеристики полевого транзистора с индуцированным каналом *n*-типа приведены на рисунке 1.44, *б*. Они близки по виду аналогичным характеристикам транзистора со встроенным каналом и имеют тот же характер зависимости $I_с = F(U_{си})$. Отличие заключается в том, что управление током транзистора осуществляется напряжением одной полярности, совпадающей с полярностью напряжения $U_{си}$. Ток $I_с$ равен нулю при $U_{зи} = 0$, в то время как в транзисторе со встроенным каналом для этого необходимо изменить полярность напряжения на затворе относительно истока. Вид стоко-затворной характеристики транзистора с индуцированным каналом показан на рисунке 1.44, *в*.

МДП-транзисторы обоих типов выпускаются на тот же диапазон токов и напряжений, что и транзисторы с *p-n*-переходом. Примерно такой же порядок величин имеют крутизна *S* и внутреннее сопротивление r_i. Что касается входного сопротивления и межэлектродных емкостей, то МДП-транзисторы имеют лучшие показатели, чем транзисторы с *p-n*-переходом. Как указывалось ранее, входное сопротивление у них составляет 10^{12}—10^{14} Ом. Значение межэлектродных емкостей не превышает: для $C_{зи}$, $C_{си}$ – 10 пФ, для $C_{зс}$ – 2 пФ. Схема замещения МДП-транзисторов аналогична схеме замещения полевых транзисторов с *p-n*-переходом (рисунок 1.44).

МДП-транзисторы широко применяются в интегральном исполнении. Микросхемы на МДП-транзисторах обладают хорошей технологичностью, низкой стоимостью, способностью работы при более высоком напряжении питания, чем микросхемы на биполярных транзисторах.

1.6 Тиристоры

1.6.1 Принцип работы и устройства тиристоров

Тиристор – это четырехслойный полупроводниковый прибор, обладающий двумя устойчивыми состояниями: состоянием низкой проводимости (тиристор закрыт) и состоянием высокой проводимости (тиристор открыт). Перевод тиристора из закрытого состояния в открытое в электрической цепи осуществляется внешним воздействием на прибор. К числу факторов, наиболее широко используемых для отпирания тиристоров, относится воздействие напряжением (током) или светом (фототиристоры).

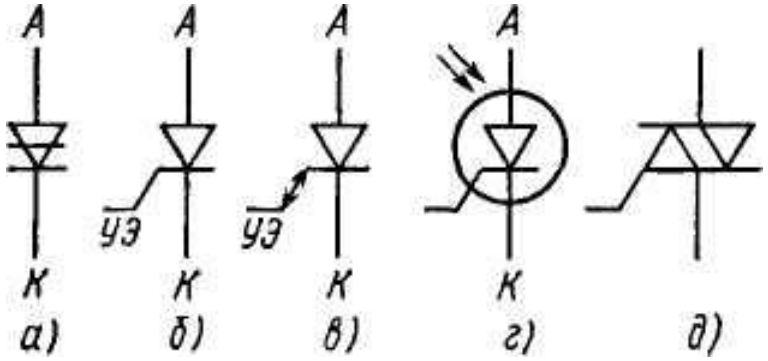


Рисунок 1.45 – Условные обозначения тиристоров: динистора (*а*), однооперационного тиристора (*б*), двухоперационного тиристора (*в*), фототиристора (*г*), симистора (*д*)

Основными типами являются диодные (рисунок 1.45, *а*) и триодные (рисунок 1.45, *б–г*) тиристоры.

В диодных тиристорах (динисторах) переход прибора из закрытого состояния в открытое связан с тем, что напряжение между анодом и катодом достигает некоторой граничной величины, являющейся параметром прибора. В триодных тиристорах управление состоянием прибора производится по цепи третьего — управляющего электрода. По цепи управляющего электрода при этом могут выполняться либо одна, либо две операции изменения состояния тиристора. В зависимости от этого различают одно- и двухоперационные тиристоры. В однооперационных тиристорах (рисунок 1.45, *б*) по цепи управляющего электрода осуществимо только отпирание тиристора. С этой целью на управляющий электрод подается положительный относительно катода импульс напряжения. Запирание однооперационного тиристора, а также динистора производится по цепи анода изменением полярности напряжения анод – катод. Двухоперационные тиристоры допускают по цепи управляющего электрода как отпирание, так и запирание прибора. Для запирания на управляющий электрод подается отрицательный импульс напряжения. В фототиристорах (рисунок 1.45, *г*) отпирание прибора производится с помощью светового импульса.

Все перечисленные приборы выполняют функцию бесконтактного ключа, обладающего односторонней проводимостью тока. Прибор, позволяющий проводить ток в обоих направлениях, называют симметричным тиристором (симистором). По своему назначению симистор (рисунок 1.45, *д*) призван выполнять функции двух обычных тиристоров (рисунок 1.45, *б*), включенных встречно-параллельно.

Анализ принципа действия указанных типов тиристоров проведем следующим образом. Достаточно подробно рассмотрим работу однооперационного тиристора (рисунок 1.45, *б*) как наиболее распространенного, а для других типов покажем их особенности.

Тиристор представляет собой четырехслойную полупроводниковую структуру типа *p-n-p-n* с тремя *p-n*-переходами (рисунок 1.46), в которой p_1-слой выполняет функцию анода, а n_2-слой – катода. Управляющий электрод связан с p_2-слоем структуры. Основной материал в производстве тиристоров – кремний. Четырехслойная структура обычно создается по диффузионной технологии. Исходным материалом является кремниевая пластина *n*-типа толщиной 70–600 мкм (в зависимости от типа тиристора). Вначале методом диффузии акцепторной примеси с обеих сторон пластины создают транзисторную структуру типа p_1-n_1-p_2. Затем после локальной обработки поверхности p_2-слоя вносят донорную примесь в p_2-слой для получения четвертого n_2-слоя.

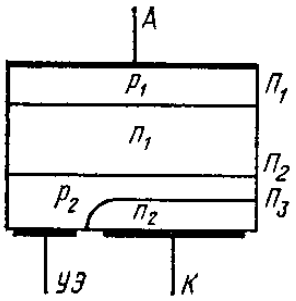


Рисунок 1.46 – Полупроводниковая структура тиристора

Для удобства изучения процессов, протекающих в тиристоре, представим его в виде структуры, изображенной на рисунке 1.46. Рассмотрение проведем с помощью вольт-амперной характеристики тиристора (рисунок 1.46) при включении внешних напряжений в соответствии с рисунком 1.46.

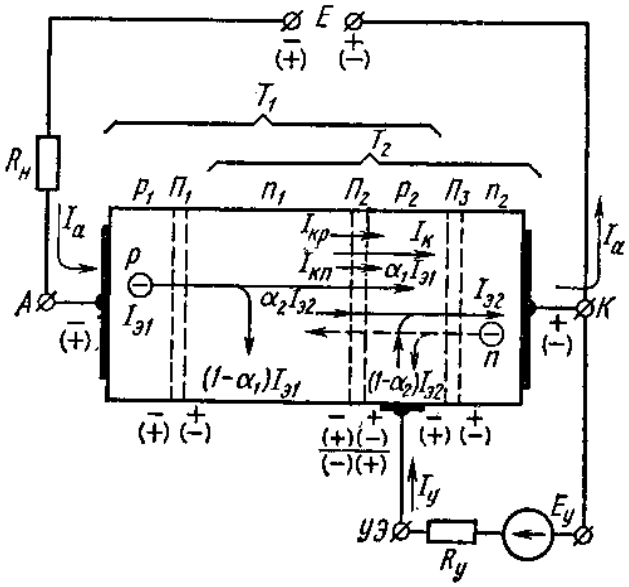


Рисунок 1.47 – Составляющие токов в тиристоре при включении внешних напряжений

Рассмотрим обратную ветвь вольт-амперной характеристики тиристора, которая снимается при токе управления $I_у = 0$. Обратному напряжению тиристора (E< 0, $U_{ак}$<; 0) соответствует подключение внешнего напряжения отрицательным полюсом к аноду и положительным – к катоду. Полярность напряжения на тиристоре и его распределение по переходам структуры показаны на рисунке 1.48 без скобок.

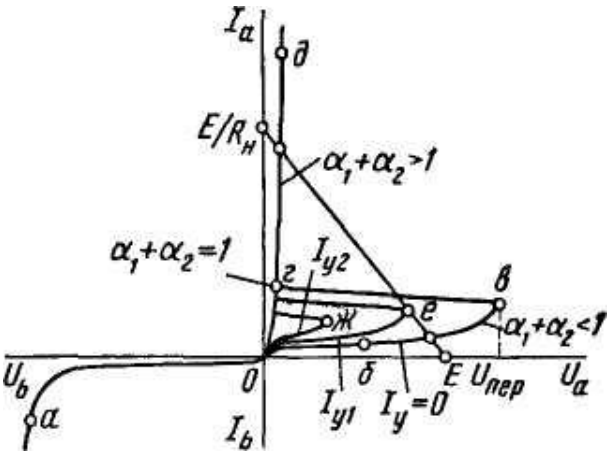


Рисунок 1.48 – Вольт-амперная характеристика тиристора

Приложение обратного напряжения к тиристору вызывает смещение среднего перехода $П_2$ в прямом направлении, а двух крайних переходов $П_1$ и $П_3$ – в обратном. Переход $П_2$ открыт, и падение напряжения на нем мало. Поэтому можно предположить, что обратное напряжение U_b распределяется главным образом по переходам $П_1$ и $П_3$. Однако в процессе изготовления тиристора концентрация примеси в p_2- и n_2-слоях обеспечивается достаточно высокой по сравнению с концентрацией p_1- и n-слоях, и переход $П_3$ получается узким. С приложением обратного напряжения переход $П_3$ вступает в режим электрического пробоя при напряжении, существенно меньшем рабочих напряжений U_b. Обратное напряжение, по существу, прикладывается к переходу $П_1$, т.е. *обратная ветвь вольт-амперной характеристики тиристора* (рисунок 1.48) *представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики перехода* $П_1$.

Таким образом, способность тиристора выдерживать обратное напряжение возлагается на *p-n*-переход $П_1$. Проведенный анализ обратной ветви вольт-амперной характеристики диода целиком применим к этому *p-n*-переходу. В частности, здесь аналогично решается задача получения лавинной характеристики для защиты тиристора от перенапряжений.

Проанализируем поведение тиристора при подведении к нему напряжения в прямом направлении (E>0, $U_{ак}$>0). Полярность внешнего напряжения на тиристоре и переходах структуры показана на рисунке 1.48 в скобках. Крайние переходы $П_1$, $П_3$ смещаются в прямом направлении, а средний переход $П_2$ – в обратном. В связи с этим напряжение на приборе оказывается приложенным практически к переходу $П_2$. Вначале рассмотрим случай отсутствия тока управления ($I_у$ = 0). Этот режим, как и предыдущий, справедлив и для динистора.

Анализ процессов в тиристоре при $U_{ак}$>0 удобно проводить, воспользовавшись так называемой двухтранзисторной аналогией. При наличии на тиристоре напряжения в прямом направлении его можно представить в виде двух транзисторов типов *p-n-p* и *n-p-n:* транзистора T_1 типа p_1-n_1-p_2 и транзистора T_2 типа n_2-p_2-n_1 (рисунок 1.48). Эмиттерным переходом для первого транзистора является переход $П_1$, для второго транзистора T_2 — переход $П_3$. Переход $П_2$

служит общим коллекторным переходом обоих транзисторов. При этом полярность напряжений на переходах соответствует той, какая требуется для работы обоих транзисторов в усилительном режиме: эмиттерные переходы смещены в прямом направлении, а коллекторный — в обратном.

Представив тиристор в виде сочетания транзистора T_1 с коэффициентом передачи тока α_1 и током эмиттера $I_{э1}$ и транзистора T_2 с коэффициентом передачи тока α_2 и током эмиттера $I_{э2}$, нетрудно показать составляющие тока в приборе (рисунок 1.48). Составляющая $(1 - \alpha_1)I_{э1}$ — это ток базы транзистора T_1, составляющая $\alpha_1 I_{э1}$ — ток коллектора этого транзистора. Токи транзистора T_1 обусловлены главным образом движением дырок через n_1-базу. В транзисторе T_2 ток переносится в основном электронами (пунктирные стрелки на рисунке 1.48). Его составляющие (показаны на рисунке 1.48 сплошными линиями) представляют собой: $(1 - \alpha_2)I_{э2}$ — ток базы, $\alpha_2 I_{э2}$ — ток коллектора. Поскольку коллекторный переход смещен в обратном направлении, через него протекают также составляющие, обусловленные неосновными носителями заряда: дырки n_1-области создают ток $I_{кР}$, электроны p_2-области — ток $I_{кn}$. Ток и $I_{кр}$ и $I_{кn}$ образуют суммарный ток $I_к$ (рисунок 1.48).

Одним из факторов, влияющих на прямую ветвь вольт-амперной характеристики тиристора, является зависимость коэффициентов α_1 и α_2 от тока (рисунок 1.48). Большее значение коэффициента α_2 по сравнению с α_t объясняется меньшей толщиной p_2-базы по сравнению с n_1-базой (рисунок 1.49). В связи с этим n_1-базу часто называют толстой, а p_2-базу — тонкой. Требуемая зависимость коэффициентов α от тока создается в процессе изготовления приборов. Так, например, широко применявшееся шунтирование перехода $П_3$ приводит к уменьшению эффективности эмиттера транзистора T_2 и коэффициента α_2 в области малых токов.

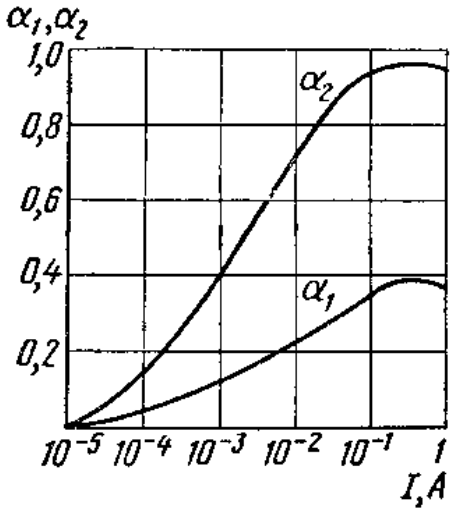


Рисунок 1.49 – Зависимость коэффициентов α_1 и α_2 от тока

После выяснения составляющих токов тиристора и установления зависимости коэффициентов α от тока можно рассмотреть прямую ветвь вольт-амперной характеристики прибора (рисунок 1.49).

На начальном участке 0–*б,* соответствующем малым значениям прямого напряжения $U_а$, ток $I_а$ мал. Коэффициенты α_1 и α_2 близки к нулю. Близки к нулю также составляющие токов $\alpha_1 I_{э1}$ и $\alpha_2 I_{э2}$ перехода $П_2$. Ток через переход $П_2$, а следовательно, и ток через тиристор $I_а$ будет равен току $I_к$, т.е. в данном случае будет определяться обратным (тепловым) током $I_{к0}$ перехода $П_2$. Таким образом, *начальный участок* 0–*б прямой ветви вольт-амперной характеристики тиристора представляет собой обратную ветвь вольт-амперной характеристики p-n-перехода $П_2$, смещенного в обратном направлении.*

По мере роста анодного напряжения, следовательно, и напряжения на коллекторном переходе увеличиваются ток $I_к$ и анодный ток через тиристор. Причина возрастания тока $I_к$ связана, как известно, с увеличением тока утечки по поверхности перехода и умножением в нем носителей заряда. Увеличение тока через прибор сопровождается повышением коэффициентов α_1 и α_2. С некоторого значения тока $I_а$ необходимо учитывать составляющие токов транзисторов $\alpha_1 I_{э1}$ и $\alpha_2 I_{э2}$, протекающие через коллекторный переход. Вследствие того, что повышение напряжения $U_а$ приводит к увеличению тока $I_к$, а также составляющих $\alpha_1 I_{э1}$, $\alpha_2 I_{э2}$, на вольт-амперной характеристике появляется участок *б–в* с более сильной зависимостью тока $I_а$ от напряжения $U_а$.

Ток $I_а$ можно найти, определив ток $I_{п2}$, протекающий через коллекторный переход:

$$I_{п2} = \alpha_1 I_{э1} + \alpha_2 I_{э2} + I_к . \qquad (1.11)$$

С учетом того, что в любом сечении прибора при $I_у = 0$ протекает один и тот же ток $I_а$($I_{п2} = I_{э1} = I_{э2} = I_а$), соотношение (1.11) приобретает вид:

$$I_{п2} = I_а = (\alpha_1 + \alpha_2) I_а + I_к, \qquad (1.12)$$

Откуда:

$$I_а = \frac{I_к}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} . \qquad (1.13)$$

Выражение (1.13) подтверждает наличие участков 0–*б* и *б–в* на вольт-амперной характеристике тиристора. При малых напряжениях $U_а$ и токе $I_а$ (участок 0–*б*) сумма коэффициентов передачи тока $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 0$, анодный ток $I_а \approx I_к$. На участке *б–в* ток $I_а$ возрастает за счет увеличения тока $I_к$ и суммы $\alpha_1 + \alpha_2$, которая, однако, не достигает единицы на этом участке.

Точка *в* является граничной точкой, в которой создаются условия для отпирания тиристора. Напряжение на приборе в точке *в* называется напряжением переключения $U_{пер}$.

Рассмотрим более подробно процесс перехода тиристора из закрытого состояния в открытое (участок *в–г*). При этом объясним сущность двух явлений,

связанных с отпиранием прибора: *а*) *уменьшение напряжения на переходе $П_2$ и тиристоре; б*) *действие внутренней положительной обратной связи* в приборе, благодаря которой процесс имеет скачкообразный характер.

Причиной перехода тиристора из закрытого состояния в открытое является повышение роли составляющих $\alpha_1 I_{э1}$ и $\alpha_2 I_{э2}$ и соответственно их суммы $(\alpha_1+\alpha_2)I_а$ в токе через переход $П_2$ по сравнению с током $I_к$. По мере приближения к точке *в* увеличение тока через прибор происходит главным образом за счет составляющих $\alpha_1 I_{э1}$ и $\alpha_2 I_{э2}$, а не за счет увеличения тока $I_к = I_{к0}$, вызываемого повышением напряжения на переходе $П_2$. В точке *в* роль составляющих $\alpha_1 I_{э1}$ и $\alpha_2 I_{э2}$ и их суммы $(\alpha_1 + \alpha_2)I_а$ столь значительна в балансе составляющих токов (1.12), протекающих через переход $П_2$, что дальнейшее увеличение тока $I_а$ возможно лишь за счет уменьшения тока $I_к$, а следовательно, уменьшения обусловливающего этот ток напряжения на переходе $П_2$ и тиристоре $U_а$ (отпирание прибора).

Уменьшение напряжения на переходе объясняется тем, что увеличение составляющих токов $\alpha_1 I_{э1}$ и $\alpha_2 I_{э2}$ через переход $П_2$ вызывает увеличение потока электронов в n_1-базу и дырок в p_2-базу и соответственно появление в базах избыточных носителей заряда, снижающих потенциальный барьер коллекторного перехода. Одновременно с этим избыточные носители заряда в базах снижают потенциальные барьеры эмиттерных переходов $П_1$ и $П_3$, вызывая дополнительную инжекцию носителей заряда. Это приводит к еще большему возрастанию коэффициентов α_1 и α_2 и заполнению носителями зарядов обеих баз тиристора. В приборе действует внутренняя положительная обратная связь, приводящая к лавинообразному развитию процесса его отпирания.

Участок *г–д* соответствует открытому состоянию тиристора. В точке *г* напряжение на переходе $П_2$ равно нулю, ток $I_к = 0$, сумма коэффициентов $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. Ток через переход $П_2$ равен сумме составляющих $\alpha_1 I_{э1}$ и $\alpha_2 I_{э2}$. Напряжение на приборе $U_а$ в точке *г* равно сумме напряжений па переходах $П_1$ и $П_3$, смещенных в прямом направлении.

При перемещении по кривой от точки *г* к точке *д* ток через тиристор возрастает, что увеличивает коэффициенты α_1 и α_2, а также их сумму $(\alpha_1 + \alpha_2 > 1)$. Баланс составляющих токов через коллекторный переход достигается изменением полярности напряжения на переходе $П_2$ («переполюсовка» коллекторного перехода на рисунке 1.50), вследствие чего ток $I_к$ изменяет направление. Иными словами, коллекторный переход под действием избыточных зарядов – дырок в p_2-базе и элекфонов в n_1-базе, создаваемых потоками носителей соответственно первого и второго транзисторов, переводится в проводящее состояние, обеспечивая встречную инжекцию носителей заряда (ток $I_к$ теперь уже не является обратным током коллекторного перехода $П_2$).

Таким образом, коллекторный ток $I_к$ играет существенную роль в работе тиристора, обеспечивая баланс составляющих токов через коллекторный переход. Необходимая величина $I_к$ устанавливается благодаря изменению

напряжения на коллекторном переходе под действием зарядов, накапливаемых в базах тиристора.

На участке *г–д* все три *p-n*-перехода прибора находятся под прямым напряжением смещения. Напряжения на переходах $П_1$, $П_3$ противоположны по знаку напряжению на переходе $П_2$. В связи с этим *падение напряжения на приборе* (0,75–1,5 В) *примерно равно падению напряжения на одном переходе* (*как в диоде*). Увеличение падения напряжения на тиристоре при движении по кривой от точки *г* к точке *д* объясняется повышением напряжения на переходах и ростом падения напряжения в слоях полупроводниковой структуры с увеличением тока.

Рассмотрим поведение тиристора при наличии тока управления ($I_у > 0$). С этой целью получим выражение для его анодного тока. При $I_у > 0$ также справедливо выражение (1.14), определяющее ток коллекторного перехода по его составляющим. Как и в предыдущем случае, $I_{п2} = I_{э1} = I_а$, но в ток $I_{э2}$ будет входить $I_у$, поэтому $I_{э2} = I_а + I_у$. С учетом приведенных соотношений решение (1.11) относительно $I_а$ дает:

$$I_а = \frac{I_к + \alpha I_у}{1-(\alpha_1 + \alpha_2)}. \qquad (1.14)$$

В соответствии с выражением (1.14) ток управления приводит к более крутому нарастанию анодного тока. Это связано, во-первых, с наличием в числителе выражения (1.14) составляющей $\alpha_2 I_у$ и, во-вторых, с большим значением коэффициента α_2 вследствие возрастания тока $I_{э2}$ на величину тока управления. Ввиду появления дополнительной составляющей $\alpha_2 I_у$ в токе коллекторного перехода и повышения коэффициента α_2, переключение тиристора из закрытого состояния в открытое происходит при меньшем напряжении на приборе (рисунок 1.50). Процесс, связанный с переходом тиристора из закрытого состояния в открытое, происходит при $I_у \neq 0$ подобно рассмотренному. Влияние тока $I_у$ на вольт-амперную характеристику тиристора иллюстрируют участки кривых 0–*е* и 0–*ж,* показанные для двух значений тока управления $I_{у2} > I_{у1}$.

При некотором значении тока управления участок закрытого состояния тиристора на прямой ветви вольт-амперной характеристики исчезает, и характеристика приближается к прямой ветви вольт-амперной характеристики простого *p-n*-перехода (ветвь 0–*г–д*). Наблюдается так называемое спрямление характеристики. Значение тока $I_у$, при котором происходит спрямление характеристики, определяет ток управления спрямления $I_{у.спр}$.

Тиристор как ключевой элемент нашел широкое применение в цепях постоянного и переменного токов. Рассмотренный режим работы, когда отпирание прибора следует после достижения на нем напряжения переключения $U_{пер}$ (переключение по цепи анода), используется лишь в схемах с динисторами.

Для тиристора переключение по цепи анода представляет интерес лишь с точки зрения анализа принципа действия и вольт-амперной характеристики

этого прибора. *Практическое применение нашел режим отпирания по управляющему электроду,* т.е. за счет подачи на управляющий электрод отпирающего импульса напряжения. Сущность этого режима отпирания тиристора заключается в следующем.

В исходном состоянии тиристор закрыт, ток управления равен нулю. Напряжение источника питания E меньше напряжения переключения тиристора $U_{пер}$. При $E > 0$ рабочая точка тиристора расположена на прямой ветви вольт-амперной характеристики 0–*в*. Через нагрузку и тиристор (рисунок 1.50) протекает малый ток, соответствующий рабочей точке на этой ветви. В требуемый момент времени подают импульс управления $E_у$, задавая необходимый для отпирания тиристора импульс тока управления, больший тока спрямления. Тиристор открывается, и рабочая точка переходит на ветвь *г–д*. Ток через тиристор и нагрузку находят теперь из соотношения $I_а = I_н = (E - U_а) / R_н$, где $U_а$ – падение напряжения на тиристоре, определяемое рабочей точкой на ветви *г–д*. Задачу определения токов и напряжений удобно решать графически, построив линию, проходящую через точки с координатами (0; $E/R_н$) и (E; 0) (рисунок 1.50). Координаты точек пересечения этой линии с вольт-амперной характеристикой определяют ток и напряжение на тиристоре в закрытом и открытом состояниях.

Тиристоры выпускаются на диапазон прямых токов от десятков миллиампер до нескольких сотен ампер и напряжения от десятков вольт до нескольких киловольт.

Тиристоры малой и средней мощности применяются в релейной и коммутационной аппаратуре. Их справочными параметрами по току служат допустимое значение среднего прямого тока (для маломощных выпрямительных диодов и диодов средней мощности) или максимальный постоянный прямой ток. Параметром по напряжению этих тиристоров является максимально допустимое напряжение, которое определяется по наименьшему из значений прямого ($U_{пер}$ при $I_у = 0$) и обратного напряжений, соответствующих началу крутого нарастания обратного тока.

Мощные тиристоры используются в системах преобразования электрической энергии. Параметры по току (I_n, $I_{p.n}$, $I_{уд}$) и напряжению (U_p,U_n, $U_{ип}$) у них те же, что и для мощных диодов. Параметры по напряжению указываются по наименьшему значению прямого и обратного напряжений. Мощные тиристоры выполняют с теплоотводом. Способы теплоотвода здесь те же, что и для мощных диодов. Подобным же образом решаются задачи последовательного и параллельного соединения тиристоров.

Из других наиболее существенных параметров необходимо указать обратный ток тиристора, напряжение и ток цепи управления, соответствующие переходу тиристора из закрытого состояния в открытое. Динамические параметры тиристора характеризуют время перехода тиристора из закрытого состояния в открытое (время включения $t_{вк}$) и время восстановления запирающих свойств (время выключения $t_в$).

Восстановление запирающих свойств осуществляется за счет приложения к тиристору обратного напряжения. Величина $t_в$ определяет время, в течение которого происходит полное рассасывание носителей заряда в базовых слоях ранее проводившего тиристора при приложении обратного напряжения, по окончании которого к прибору может быть вновь приложено напряжение в прямом направлении без опасения его самопроизвольного отпирания. Процесс восстановления запирающих свойств происходит за счет двух факторов: протекания обратного тока через тиристор, при котором отводится основная часть носителей заряда, накопленных в базах прибора, и рекомбинации оставшихся носителей заряда. Величины $t_{вк}$ и $t_в$ определяют частотные свойства тиристора и зависят от его типа. Время $t_{вк}$ составляет от 1–5 до 30 мкс, а время $t_в$ – от 5–12 до 250 мкс.

Фототиристор (рисунок 1.50, *г*) по принципу действия подобен рассмотренному. Отличие заключается в том, что увеличение числа носителей заряда в тиристоре, необходимое для его отпирания, производится не за счет тока управления, а за счет освещения прибора (p_2-слоя на рисунке 1.50). С этой целью в корпусе прибора предусматривается специальное окно. Фототиристоры нашли широкое применение в высоковольтных установках преобразования электрической энергии, поскольку они позволяют надежно решать задачу развязки по напряжению выходной цепи прибора и системы управления.

Вольт-амперные характеристики двухоперационного тиристора такие же, как и у однооперационного. В двухоперационных тиристорах запирание осуществляется не изменением полярности напряжения анод – катод, а пропусканием через управляющий электрод импульса тока, противоположного по направлению току отпирания. При этом используется свойство внутренней положительной обратной связи, действующей в приборе. При пропускании встречного тока в цепи управляющего электрода ток базы транзистора T_2 уменьшается, что приводит к уменьшению всех составляющих токов тиристора, а следовательно, к снижению анодного тока и запиранию прибора. Двухоперационные тиристоры выпускаются на токи до 10 А.

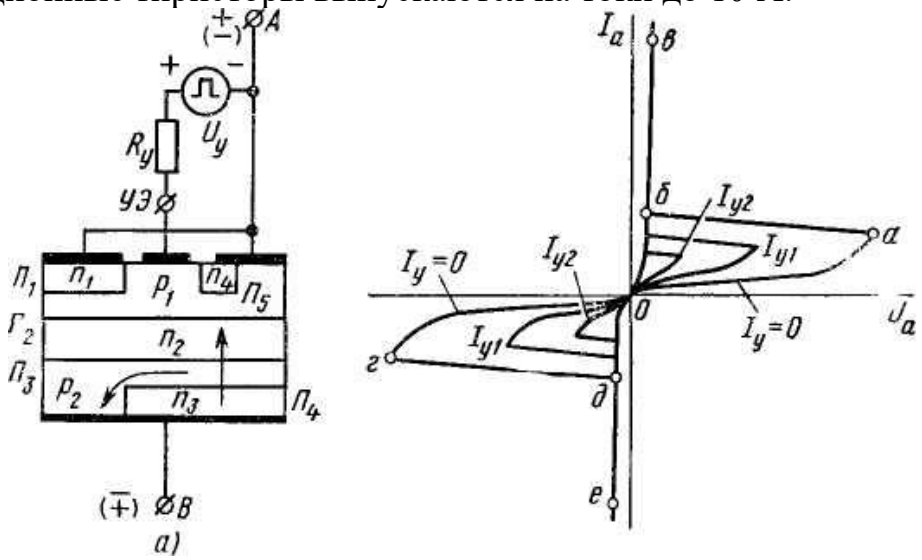


Рисунок 1.50 – Полупроводниковая структура симистора (*а*) и его вольт-амперная характеристика (*б*)

В симметричных тиристорах (симисторах, рисунок 1.49, *д*) с помощью комбинации *p*- и *n*-слоев создают полупроводниковую структуру (рисунок 1.50, *а*), в которой как при одной, так и при другой полярности напряжения выполняются условия, соответствующие прямой ветви вольт-амперной характеристики обычного тиристора. Прибор способен проводить ток в обоих направлениях; его вольт-амперные характеристики приведены на рисунке 1.50, *б*.

Верхняя часть структуры симистора (рисунок 1.50, *а*) состоит из слоев n_1, p_1 и n_4. Ее крайние слои металлизации электрически объединены и связаны с внешним выводом *A* прибора. В нижней части структуры слой металлизации, имеющий контакт с внешним выводом *B* прибора, связывает электрически слои p_2 и n_3. Вывод от центральной части p_1-слоя является управляющим электродом тиристора. Слои с противоположным типом электропроводности образуют в структуре пять *p*-*n*-переходов.

Предположим, что тиристор закрыт и к внешнему выводу *A* относительно вывода *B* подано напряжение положительной полярности (на рисунке 1.50, *а* показана без скобок). При этом переходы $П_2$, $П_4$ смещаются в прямом направлении, а переход $П_3$ — в обратном. Все внешнее напряжение будет приложено к переходу $П_3$.

При подаче на управляющий электрод импульса напряжения положительной полярности относительно вывода *A* переход $П_5$ смещается в прямом направлении и инжектирует электроны из n_4-слоя в p_1-слой. Инжектируемые электроны под действием диффузии проходят *p*-слой в направлении перехода $П_2$. Прямое напряжение на переходе $П_2$ будет ускоряющим для электронов, которые входят в n_2-слой. Вошедшие электроны снижают потенциал n_2-слоя относительно p_1-слоя, прямое напряжение на переходе $П_2$ увеличивается, что приводит к инжекции дырок из p_1-слоя в n_2-слой. Пройдя под действием диффузии n_2-слой, дырки попадают в ускоряющее поле перехода $П_3$ и перебрасываются в p_2-слой. Диффузионное движение дырок в p_2-слое в направлении внешнего вывода *B* возможно лишь по пути огибания перехода $П_4$ (на рисунке 1.50, *а* показано стрелкой), так как поле перехода $П_4$ для дырок будет тормозящим.

В результате протекания дырочного тока через p_2-слой в нем создается падение напряжения, которое увеличивает прямое смещение перехода $П_4$. В свою очередь, увеличиваются инжекция электронов из n_3-слоя в p_2-слой и последующий их переход в n_2-слой во встречном направлении. Появление дополнительного числа электронов в n_2-слое вызывает еще больший поток дырок в направлении внешнего вывода *B*.

В приборе действует внутренняя положительная обратная связь, приводящая к лавинообразному процессу нарастания тока через прибор и отпиранию правой половины тиристорной структуры p_1-n_2-p_2-n_3. Таким образом,

в результате подачи импульса управления осуществляется переход тиристора с участка закрытого состояния 0—*а* на участок открытого состояния *б–в* вольт-амперной характеристики (рис. 6.6, *б*).

При подведении к тиристору напряжения противоположной полярности (на рисунке 1.50, *а* показана в скобках) поведение прибора определяется структурой левой его части n_1-p_1-n_2-p_2, соответствующей обычному тиристору с внешним напряжением, приложенным в прямом направлении.

Симисторы выпускаются на токи до 160 А и напряжения до 1200 В.

1.7 Интегральные микросхемы

Важнейшей технологией микроэлектроники является *интегральная технология*, позволяющая на одной пластине создавать группы электрически соединенных между собой элементов.

Интегральная микросхема (ИМС) – микроэлектронное изделие, состоящее из активных и пассивных элементов, а также соединительных проводников, изготовленных в едином технологическом процессе, заключенных в общий корпус и представляющих собой неразделимое целое.

Преимущества ИМС очевидны – малые габариты, малая масса и повышенная механическая прочность. При их производстве требуются меньшие затраты, существенно сокращается ручной труд за счет применения высокопроизводительного автоматизированного оборудования, и получаются более качественные схемы благодаря идентичности элементов схемы, уменьшению числа сварных и паяных соединений. Значительное наращивание числа элементов схемы не удорожает изделие, поэтому используют возможность улучшения ряда параметров путем введения дополнительных активных и пассивных элементов. При этом получающиеся схемы ИМС значительно сложнее своих дискретных аналогов.

По технологии изготовления ИМС делят на:

а) *гибридные*, выполненные в виде пленок, наносимых на поверхность диэлектрика, и навесных бескорпусных элементов (транзисторов, конденсаторов и др.), прикрепляемых к основанию;

б) *полупроводниковые* (монолитные), в которых элементы формируются в ПП-материале.

Рассмотрим образование элементов на полупроводниковых ИМС. Роль *резистора* выполняет объемное сопротивление участка монокристалла полупроводника, в объеме которого изготовляют ИМС. Для получения требуемого номинала резистора размеры участка и его проводимость должны иметь строго определенные значения.

Конденсаторы часто выполняются в виде запертого *p–n*-перехода. Их создают одновременно с формированием транзисторов. При этом емкости более 1600 пФ/мм^2 не создаются, поэтому проект схемы ведут так, чтобы в них по возможности отсутствовали конденсаторы.

Создание *индуктивности* представляет наибольшую трудность, поэтому при разработке ИМС пытаются полностью от них отказаться. Действительно, сейчас индуктивности разрабатываются только по тонкопленочной технологии. Размеры таких катушек значительно превышают размеры остальных компонентов ИС, а значения индуктивности не превышают 10 мкГн.

Внутрисхемные соединения получают чаще всего напылением в вакууме тонкого слоя алюминия. Получающиеся соединения имеют относительно большие сопротивления (до нескольких Ом) и существенную распределенную емкость относительно подложки ИМС, что необходимо учитывать при проектировании.

Транзисторы полупроводниковых ИМС формируют поэтапно одновременно для всей пластины. Сначала на пластине *p*-типа в местах будущих транзисторов формируют слой типа *n*. Затем его для изоляции окисляют, получая так называемый маскирующий слой. Используя фотошаблон и процесс фотолитографии, в нужных местах маскирующего слоя травлением вскрывают окна под выводы транзистора и диффузией получают зоны с электропроводностью *p*-типа.

Изготовление полупроводниковых ИМС осуществляют, используя два основных технологических процесса: *диффузию примесей,* создающих в полупроводнике область с типом проводимости, противоположным исходному, и *эпитаксиальное наращивание* слоя кремния на кремниевую подложку, имеющую противоположный тип проводимости.

Все элементы схемы формируются в так называемых *островках,* образованных в кристалле и изолированных между собой. Металлические полоски, необходимые для соединения элементов в электрическую схему, напыляют на поверхность кристалла. Для этого электроды всех элементов выводятся на поверхность пластины и размещаются в одной плоскости, в одном *плане.* Поэтому технология изготовления схем с помощью диффузии называется *планарно-диффузионной,* а с помощью эпитаксиального наращивания – *эпитаксиально-планарной.*

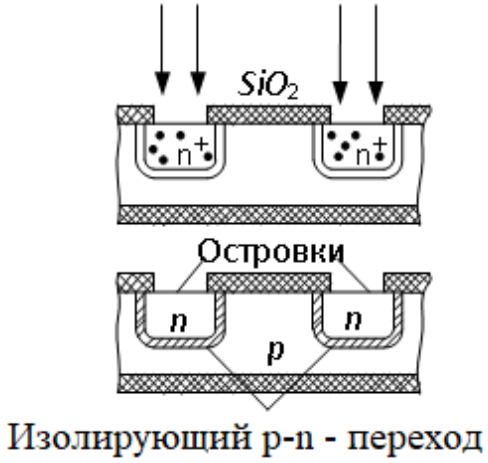


Рисунок 1.51 – Изготовление островков
по планарно-диффузионной технологии

Исходным материалом для изготовления ИМС по планарно-диффузионной технологии является слабо легированная пластина кремния *p*-типа, на которую методом фотолитографии наносят защитный слой SiO_2 (рисунок 1.51). Через окна в защитном слое производится диффузия примеси *n*-типа, в результате чего образуются островки, границы которых упираются снизу в защитный слой, что резко снижает возможность протекания токов утечки по поверхности. Между островком и подложкой образуется *p–n*-переход, к которому подключают напряжение таким образом, чтобы этот переход был заперт (т.е. минусом на *p*-подложке). В результате островки становятся изолированными друг от друга.

Исходным материалом при эпитаксиально-планарной технологии служит пластина кремния *n*-типа со слоем SiO_2 (рисунок 1.52, *а),* в которой вытравливают продольные и поперечные канавки (рисунок 1.52, *б*). Полученную фигурную поверхность (в виде шахматной доски) снова окисляют, создавая изоляционный слой диоксида кремния (рисунок 1.52, *в).* На этот слой эпитаксиально наращивают слой кремния собственной проводимости (рисунок 1.52, *г*), а верхний слой кремния *n*-типа сошлифовывают. Полученные таким образом островки (рисунок 1.52, *д*) надежно изолированы друг от друга фигурным слоем диэлектрика, и емкость между ними существенно меньше, чем в предыдущем случае. Однако такая технология ИМС сложнее, и стоимость их изготовления выше. В полученных тем или иным способом островках формируют активные и пассивные элементы методом диффузионной технологии или эпитаксиальным наращиванием.

Степень сложности ИМС обычно характеризуют *степенью интеграции* $K = lg\ N$, где N – число элементов в ИМС. Коэффициент К обычно округляют до ближайшего целого большего значения. В соответствии с формулой ИМС первой степени интеграции содержат до 10 элементов, второй – от 11 до 100 и т.д.

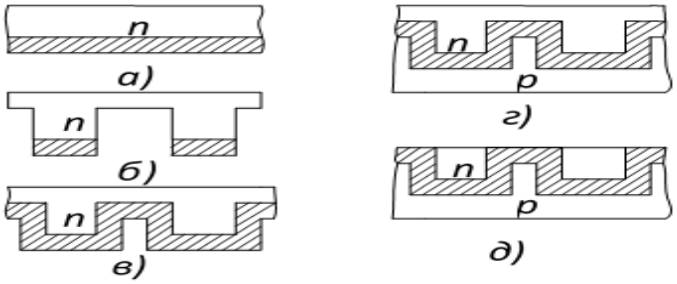


Рисунок 1.52 – Изготовление островков по эпитаксально-планарной технологии

В зависимости от уровня интеграции ИМС делят на несколько категорий:
– малые ИМС – до 10 элементов (МИС);
– средние ИМС – от 10 до 100 элементов (СИС);
– большие ИМС – от 100 до 10^5 элементов (БИС);
– сверхбольшие ИМС – 10^5 и более элементов (СБИС).

Для защиты от воздействия внешних факторов и механических повреждений все микросхемы помещают в защитный корпус. ИМС размещаются, как правило, в монолитных корпусах. Простейший и самый дешевый корпус – пластмассовый. Однако ввиду недостаточного теплоотвода в нем можно размещать лишь схемы невысокой степени интеграции с рассеиваемой мощностью до 200 мВт.

Для микросхем средней и высокой степени интеграции используют керамический и металлокерамический корпуса. Если необходимо более интенсивное охлаждение, могут использоваться радиаторы. Плата с размещенными на ней корпусами микросхем может также обдуваться вентилятором, расположенным внутри корпуса электронного устройства.

Поскольку большие и сверхбольшие интегральные схемы (БИС/СБИС) значительно сложнее малых и средних интегральных схем (МИС и СИС), для их работы требуется гораздо большее число выводов и более сложные корпусы. Так, 16-разрядный микропроцессор Intel 8086 размещается в 40-контактном корпусе, а число контактов у микропроцессора Pentium IV составляет 480. Для вывода электрических сигналов в корпусах современных СБИС используют специальные шариковые выводы, расположенные по периметру корпуса в несколько рядов. БИС/СБИС современных микропроцессоров рассеивают настолько большую мощность, что для их охлаждения используют корпусы, обеспечивающие достаточно плотный контакт с радиатором, для обдува которого применяют специальный вентилятор, называемый кулером (от англ. cooler).

1.7.1 Система обозначений полупроводниковых приборов и интегральных микросхем

Современные отечественные полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы обозначают кодом, состоящим из букв русского алфавита и цифр.

Первый элемент обозначения *полупроводниковых приборов* (буква или цифра) определяет исходный полупроводниковый материал: Г или 1 – германий; К или 2 – кремний; А или 3 – соединения галлия; И или 4 – соединения индия.

Второй элемент (буква) определяет подкласс прибора: Т – биполярные транзисторы; П – полевые транзисторы; Д – диоды выпрямительные; Ц – выпрямительные столбы и блоки; А – диоды сверхвысокочастотные; И – диоды туннельные; В – варикапы; С – стабилитроны; Н – тиристоры диодные; У – тиристоры триодные; Л – светоизлучающие приборы; О – оптоэлектронные пары.

Третий элемент (цифра) обозначает один из характерных признаков прибора (назначение, принцип действия и др.). Например, цифра третьего элемента маркировки транзистора указывает на его мощностные и частотные свойства. Маломощные транзисторы (с мощностью рассеяния до 0,3 Вт) обозначены цифрами 1 (низкочастотные до 3 МГц), 2 (среднечастотные до 30 МГц) и 3 (высоко- и сверхвысокочастотные свыше 30 МГц). Аналогично

цифрами 4, 5, и 6 подразделены по частоте транзисторы средней мощности (от 0,3 до 1,5 Вт), а цифрами 7, 8 и 9 – мощные транзисторы (свыше 1,5 Вт). При обозначении оптопар вместо цифр используют буквы: Р – резисторные оптопары; Д – диодные; У – тиристорные; Т – транзисторные.

Четвертый элемент (двузначное или трехзначное число) обозначает порядковый номер разработки прибора в данной серии.

Пятый элемент (буква) указывает на классификацию по параметрам (коэффициент передачи тока, напряжение стабилизации и др.).

В соответствии с указанной системой маркировки обозначение ГТ3О8В принадлежит германиевому (Г) транзистору (Т), высокочастотному, малой мощности (3), номер разработки 08, с коэффициентом передачи тока базы 50…120 (В); обозначение КД202Р соответствует кремниевому (К) выпрямительному диоду (Д) средней мощности (2), номер разработки 02, с максимально допустимым обратным напряжением 600 В (Р).

В обозначении *полупроводниковых фотоэлектрических приборов* первый элемент (две буквы) означает группу приборов: ФР – фоторезисторы, ФД – фотоприемники с p–n-переходом без усиления (фотодиоды).

Второй элемент (буквы) означает материал, из которого изготовлен прибор: ГО – германий; ГБ – германий, легированный бором; ГЗ – германий, легированный золотом; К – кремний; КГ – кремний, легированный галлием; РГ – арсенид галлия и т.д.

Третий элемент (трехзначное число) является порядковым номером разработки прибора.

Четвертый элемент (буква) означает подгруппу полупроводниковых фотоэлектрических приборов: У – фототранзисторы униполярные: Б – фототранзисторы биполярные; Л – фотодиоды лавинные; Т – фототиристоры и т.д.

Пример обозначения: ФДГЗ-001К – фотодиод из германия, легированного золотом, координатный, номер разработки 001.

Обозначение *интегральных микросхем* состоит из четырех элементов.

Первый элемент (цифра) обозначает группу ИМС: 1, 5, 7 – полупроводниковые; 2, 4, 6, 8 – гибридные; 3 – прочие (например, пленочные).

Второй элемент (двух- или трехзначное число) означает номер разработки.

Третий элемент (две буквы) определяет подгруппу и вид ИМС по функциональному назначению: ЛИ – логический элемент И, ТД – триггер динамический, ИР – цифрой регистр и т.д.

Четвертый элемент – порядковый номер ИМС в серии по функциональному признаку.

Различные буквы (например, К, КР) перед условным обозначением некоторых серий микросхем определяют характерные их особенности. Для бескорпусных микросхем перед обозначением добавляют букву Б.

В качестве примера приведем условные обозначения полупроводниковой и гибридной ИМС. Так, микросхема К140УД14А означает: К – микросхема для

электронных устройств широкого применения, 1 – полупроводниковая, 40 – порядковый номер серии (серия 140), УД – операционный усилитель, 14 – порядковый номер операционного усилителя в серии 140, А – с коэффициентом усиления определенного значения. Шифр микросхемы 284КН1 означает: 2 – гибридная, 84 – порядковый номер серии (серия 284), КН – коммутаторы, 1 – порядковый номер коммутатора в серии 284.

Вопросы для самопроверки:

1. Где применяются диоды Шоттки?
2. Что собой представляет варикап?
3. В чём заключаются различия передаточных характеристик полевых транзисторов с управляющим *p–n*-переходом и с изолированным затвором?
4. В чём отличия IGBT-транзисторов от полевых транзисторов?
5. В чём отличия симистора от тиристора?

2. Аналоговые электронные устройства

Электронные устройства делятся на аналоговые и цифровые. В современных системах управления различными процессами, в том числе и технологическими, присутствуют устройства обоих типов. Аналоговые устройства обычно обеспечивают съем первичной информации с датчиков системы управления приводами исполнительных устройств и механизмов, усиливают и преобразовывают сигналы, а цифровые устройства управляют самим процессом в соответствии с заданной программой.

2.1 Электронные усилители

Усилителем (рисунок 2.1) называют устройство, предназначенное для усиления параметров электрического сигнала (напряжения, тока, мощности).

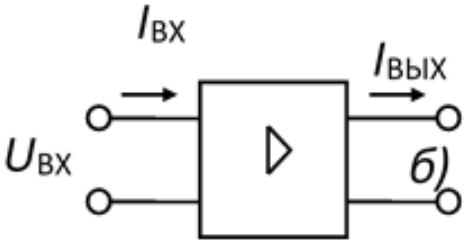


Рисунок 2.1 – Усилитель как четырехполюсник

Основными параметрами усилителя являются:

– $K_U = U_{вых} / U_{вх}$ – коэффициент усиления напряжения;

– $K_I = I_{вых} / I_{вх}$ – коэффициент усиления тока;

– $K_P = P_{вых} / P_{вх} = U_{вых}I_{вых} / U_{вх}I_{вх} = K_UK_I$ – коэффициент усиления мощности;

– $R_{вх}$ и $R_{вых}$ – соответственно входное и выходное сопротивления усилителя.

Важнейшим показателем усилителей является амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), отражающая зависимость коэффициента усиления напряжения от частоты сигнала $K_U(f)$. По виду АЧХ усилители делят на усилители постоянного тока (УПТ) (имеются также в виду усилители медленно меняющегося сигнала); усилители звуковых частот (УЗЧ) (их называют также усилителями низкой частоты (УНЧ); усилители высокой частоты (УВЧ); широкополосные, избирательные и др.

В зависимости от характера нагрузки и назначения различают усилители напряжения, тока и мощности. Такое разделение условно, поскольку в любом случае усиливается мощность.

Часто усилители состоят из нескольких усилительных каскадов (УК) (или просто *каскадов*), осуществляющих последовательное усиление сигнала. Их число зависит от требуемых коэффициентов усиления K_U, K_I, K_P.

Рассмотрим возможную структурную схему усилительного каскада (рисунок 2.2).

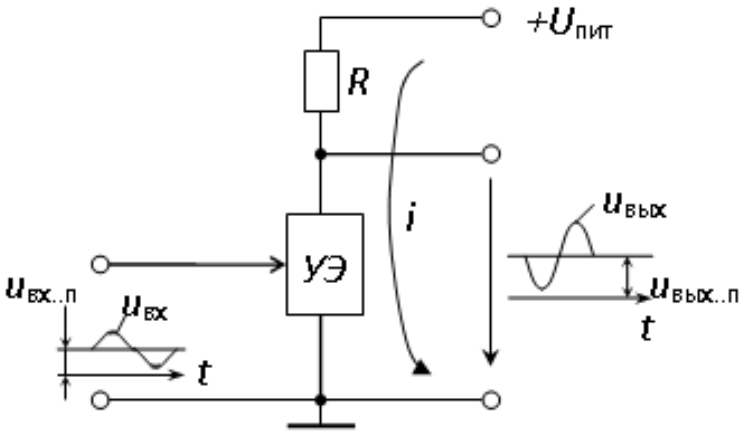


Рисунок 2.2 – Структурная схема усилительного каскада

Основными элементами здесь являются управляемый элемент *УЭ* и резистор *R*.

Будем считать *УЭ* линейным элементом с бесконечным сопротивлением в отсутствии входного напряжения.

Процесс усиления основывается на преобразовании энергии источника питания $+U_{пит}$ в энергию переменного напряжения в выходной цепи ($+U_{пит} – R –$ *УЭ*) за счет изменения сопротивления *УЭ* соответственно входному сигналу. Отметим, что усиление переменного сигнала обеспечивается при наличии некоторого постоянного напряжения на входе $U_{вх.п}$, на которое накладывается входной сигнал. Тогда при однополярном питании каскада выходное напряжение будет меняться относительно некоторого уровня постоянного напряжения $U_{вых.п}$. При отсутствии входного постоянного напряжения невозможно усилить переменный (двухполярный) сигнал. Очевидно, что усилительные свойства рассматриваемого каскада тем выше, чем больше

сказывается изменение входного сигнала на изменение сопротивления *УЭ* и чем выше сопротивление *R*.

В качестве УЭ можно взять транзистор. Показатели усилительного каскада будут зависеть от схемы включения транзистора – с общим эмиттером (ОЭ), с общим коллектором (ОК) или с общей базой (ОБ).

2.1.2 Усилительный каскад с общим эмиттером

Название каскад берет по выводу транзистора, являющемуся общим для входной и выходной цепей. В простейшем случае схема усилительного каскада с общим эмиттером в соответствии с рисунком 2.2 имеет вид, представленный на рис. 3.3, *а*. Выполним графический расчет каскада (рисунок 2.3, *а*), полагая заданными семейство входных (рисунок 2.3, *б*) и выходных характеристик транзистора (рисунок 2.3, *в),* напряжение в цепи управления U_y = 0,25 + 0,02sinωt, сопротивление нагрузки $R_н$ = 500 Ом, ЭДС источника питания в выходной цепи E = 10 В.

Семейство входных характеристик транзистора, как это видно из рисунка 2.3, *б*, обладает той особенностью, что в интервале значений $U_{эк}$ = 0,2…10 В зависимость тока базы $i_б$ от напряжения между эмиттером и базой изображается одной и той же кривой (практически не зависит от величины $u_{эк}$).

Найдем значение тока $i_б = I_{б0}$ при отсутствии синусоидального сигнала на входе, т.е. в режиме, когда на вход цепи управления действует только постоянное напряжение U_{y0} = 0,25 В (цепь управления замкнута через источник сигнала).

Из рисунка 2.3, *б* следует, что при $U_{эб}$ = 0,25 В ток $I_б = I_{б0}$ = =250 мкА (точка *n*).

Для данного режима транзистор можно рассматривать как нелинейное сопротивление с одной ВАХ *U*к(*I*к), определяемой током базы $I_б$= 250 мкА. Эта ВАХ задана на семействе выходных характеристик (рисунок 2.3, *в*). Расчет цепи, содержащей это нелинейное сопротивление и линейный резистор $R_н$, можно выполнить методом пересечения характеристик.

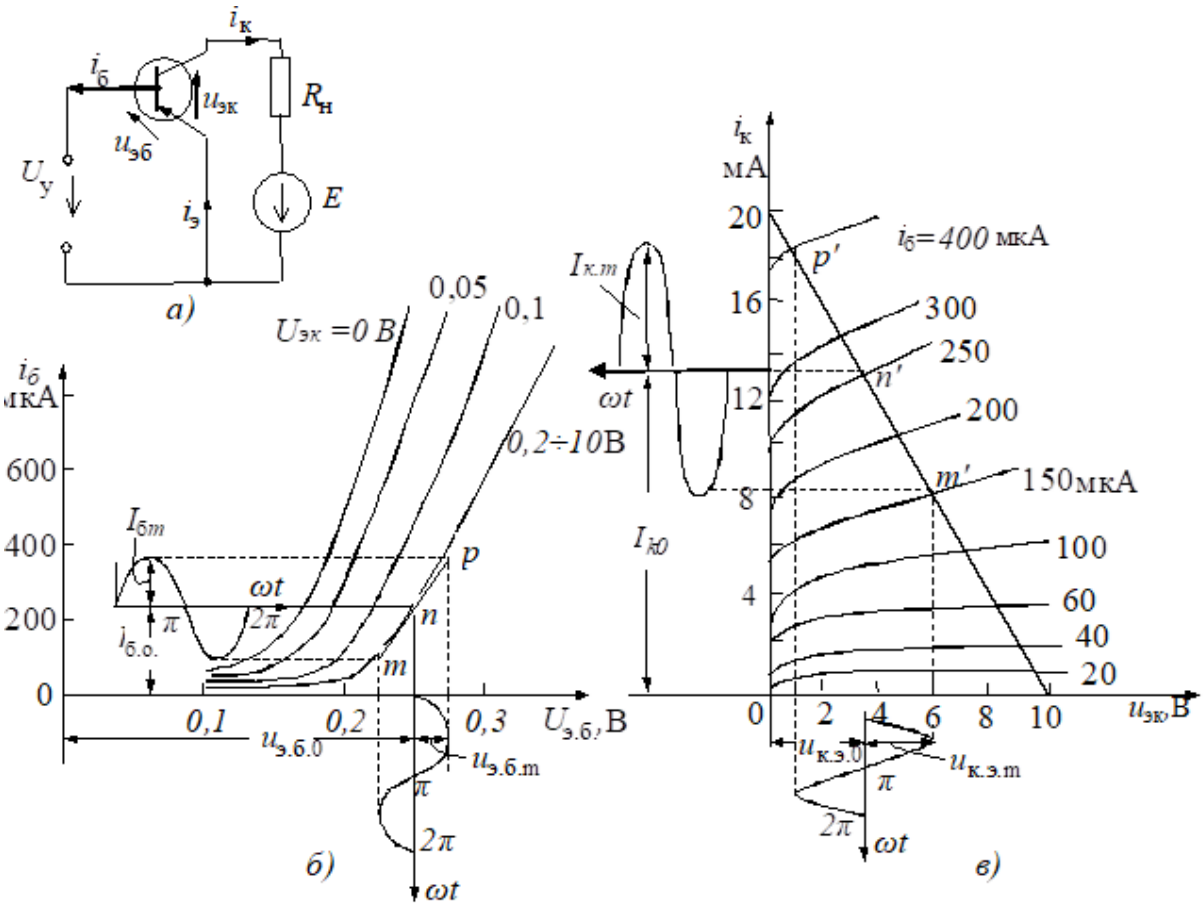


Рисунок 2.3 – Схема усилительного каскада с общим эмиттером

Запишем уравнение цепи:

$$I_к R_н + U_к(I_к) = E.$$

Преобразуем его:

$$U_к(I_к) = E - I_к R_н.$$

Точка пересечения нелинейной зависимости $U_к(I_к)$ и линейной зависимости $E - I_к R_н$ определит решение этого уравнения. Для этого на семействе выходных характеристик (рисунок 2.3, *в*) проведем прямую, определяемую уравнением $U=E - IR_н$. Ее можно построить по двум точкам: при I=0 получаем точку на оси абсцисс $U=E$и, при U=0 – точку на оси ординат $I=E/R$. Точка пересечения *n* этой прямой, которую называют *линией нагрузки*, с ВАХ нелинейного элемента определяет ток нагрузки, т.е. $I_к$ = 13 мА. Проекция этой точки на ось напряжений определяет напряжение на транзисторе $U_{эк}$ = 3,5В и напряжение на нагрузке $U_н=E - U_{эк}$ =6,5 В.

Для анализа режимов работы каскада рассмотрим еще две характерные точки, когда напряжение в цепи управления достигает максимального и минимального значений, т.е. когда $U_у$ = 0,27 В и $U_у$ = 0,23 В.

Линеаризуем входную характеристику в рабочей точке. С этой целью в окрестности точки *n* (рисунок 2.3, *б)* проведем прямую так, чтобы она на возможно большем участке совпала с касательной к кривой $I_б = F(u_{эб})$ в точке *n*.

Крайними точками проведенной прямой будем считать точки *p* и *m*. В точке *p* ток $I_б$ = 400 мкА и напряжение $u_{эб}$ = 0,27 В. В точке $mI_б$ = 150 мкА и $u_{эб}$ = 0,23 В. Этим точкам соответствуют одноименные точки *p'* и *m'* на рисунке 2.3, *в*.

В точке *p'* ток коллектора $I_к$ = 18,6 мА, напряжение $U_{эк}$ = 1 В, в точке *m'* $I_к$ =8,6 мА, напряжение $U_{эк}$ = 6 В. Таким образом, при подаче на вход схемы синусоидального напряжения с амплитудой $U_{эбmax}$ = 0,02 В в цепи управления появится синусоидальная составляющая тока, имеющая амплитуду $I_{б\,max}$ = $I_{у\,max}$ = (400-150)/2 = 125 мкА, а в выходной цепи, кроме постоянного тока $I_{к0}$, появится синусоидальный ток с амплитудой:

$$I_{к\,max} = (18{,}6 - 8{,}6)/2 = 5 \text{ мА}.$$

При этом на выходных зажимах транзистора будет действовать синусоидальная составляющая напряжения, имеющая амплитуду:

$$U_{эк\,max} = (6 - 1)/2 = 2{,}5 \text{ В}.$$

Найдем искомые коэффициенты усиления. Коэффициент усиления по току:

$$k_i = \frac{\Delta i_{вых}}{\Delta i_{вх}} = \frac{I_{к.\max}}{I_{у.\max}} = \frac{5\cdot 10^{-3}}{125\cdot 10^{-6}} = 40.$$

Коэффициент усиления по напряжению:

$$k_u = \frac{\Delta u_{вых}}{\Delta u_{вх}} = \frac{R_н I_{кт}}{U_{эбт}} = \frac{500\cdot 5\cdot 10^{-3}}{0{,}02} = 125.$$

Коэффициент усиления по мощности:

$$k_P = \frac{\Delta P_{вых}}{\Delta P_{вх}} = \frac{R_н I_{к.max}^2}{U_{эб.max} I_{у.max}} = \frac{500(5\cdot 10^{-3})^2}{0{,}02\cdot 125\cdot 10^{-6}} = 5000.$$

Входное сопротивление транзистора между зажимами эмиттер – база для синусоидальной составляющей равно:

$$R_{вых.эк} = \frac{U_{эк.max}}{I_{у.max}} = \frac{0{,}02В}{125\cdot 10^{-6}} = 160 \text{ Ом}.$$

Выходное сопротивление между зажимами эмиттер – база для синусоидальной составляющей равно:

$$R_{вых.эк} = \frac{U_{эк.max}}{I_{к.max}} = \frac{2{,}5В}{5мА} = 500 \text{ Ом}.$$

В тепловом отношении транзистор работает в ненапряженных условиях, так как мощность, выделяемая в нем в режиме, соответствующем точке *n*, равна:

$$U_{эк0} I_{к0} = 3{,}5 \text{ В} \cdot 13 = 45{,}5 \text{ мВт}.$$

Графический метод позволяет анализировать изменения режимов работы каскада при изменении входного сигнала. Рассмотрим четыре характерных режима.

1. Если постоянная составляющая входного сигнала окажется лишь не намного больше оптимального значения, например $E_{уо}$= 0,27 В, то изменится положение точки *n'* на линии нагрузки – она сместится вверх в то место, где была точка *p'*. Тогда верхняя полуволна тока коллектора и напряжения на нагрузке будут обрезаны (в нагрузку пройдет только нижняя полуволна). Это так называемый режим *насыщения.*

2. Если постоянная составляющая окажется ниже оптимального значения, например $E_{уо}$= 0,2 В, то точка *n'* сместится вниз и окажется вблизи оси абсцисс. При этом в нагрузку не пройдет нижняя полуволна переменного сигнала (это режим отсечки).

3. Если амплитуда входного сигнала окажется больше оптимальной, например 0,04sinωt, то верхняя и нижняя полуволны выходного сигнала будут обрезаны, и вместо синусоиды ток и напряжение на нагрузке будут иметь трапецеидальную переменную составляющую.

4. Если сопротивление нагрузки велико, например $R_н$ = 1 кОм, то изменится наклон линии нагрузки (она пройдет через другую точку на оси ординат $I_к$= 10 мА). При этом точка *n'* окажется на оси ординат, и верхняя полуволна выходного сигнала будет обрезана. Такая же ситуация окажется, если уменьшить напряжение питания, например $E_{ко}$ = 5 В. Тогда линия нагрузки пройдет через точки $U_{эк}$=*5В* и $I_к$=*10* мВ.

Таким образом, усилительный каскад обеспечивает усиление сигнала без существенного искажения только при строго определенных значениях входного напряжения, напряжения питания и сопротивления нагрузки.

Постоянную составляющую напряжения в цепи управления можно получить как часть напряжения питания, используя делитель напряжения на двух резисторах (рисунок 2.4) или с помощью одного резистора (рисунок 2.4). Если определены ток базы $I_{б0}$ и напряжение $U_{бэ0}$ (в так называемом режиме работы по постоянному току), то сопротивление $R_б$ (рисунок 2.4) можно определить $R_б$.= $(E - U_{бэ0})/I_{б0}$.

Конденсаторы $C_{вх}$ и $C_{вых}$ служат для выделения переменной составляющей сигнала (постоянный ток через них не проходит).

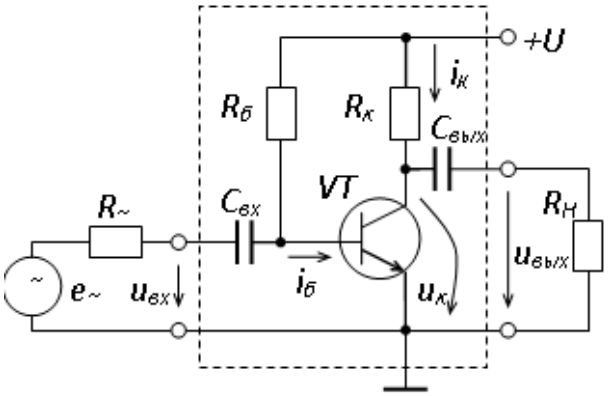


Рисунок 2.4 – Схема усилительного каскада

Для конкретного транзистора, выбранного из эксплуатационных или других соображений, расчет усилительного каскада выполняют следующим образом:

1) На семействе выходных характеристик отмечают область допустимых режимов работы транзистора (рисунок 2.5). Эта область ограничивается сверху максимально допустимым током коллектора $I_{к.max}$, справа – максимально допустимым напряжением $U_{эк.max}$ и максимально допустимой мощностью $P_{к.max}$.

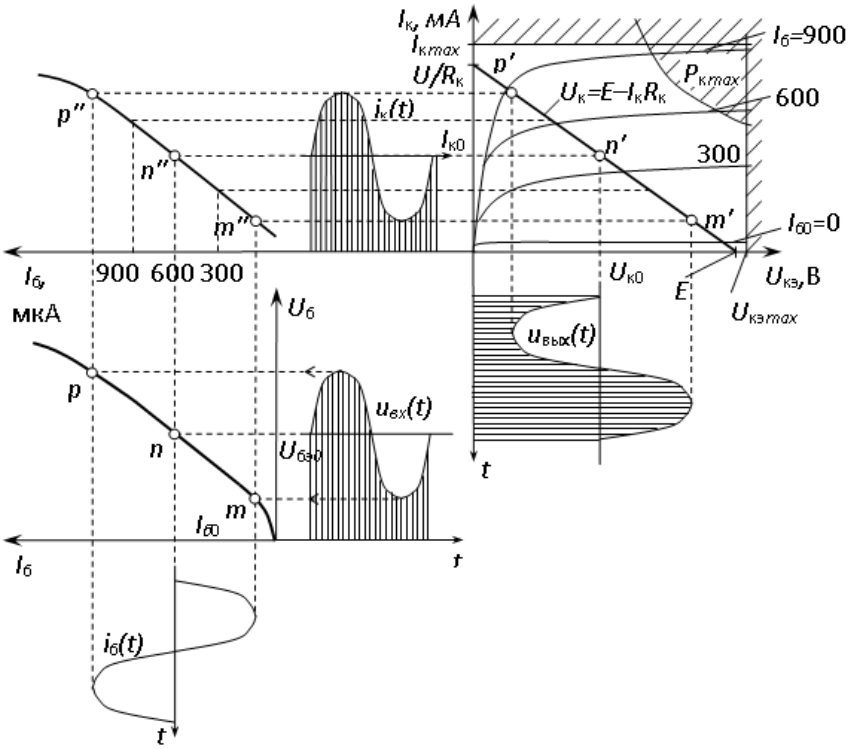


Рисунок 2.5 – Графический расчет усилительного каскада с помощью переходной характеристики

2) Проводят линию нагрузки, несколько отступив от границ допустимой области работы. При этом определяются напряжения питания E и сопротивление нагрузки $R_н$, которые должны быть из стандартного ряда значений этих величин.

3) Строят переходную характеристику $I_к(I_б)$, для чего на координатной плоскости $I_к(I_б)$ по оси $I_б$ откладывают значения токов базы, названные на семействе выходных характеристик (300, 600, 900 мкА на рисунке 2.5). Затем точки пересечения линий нагрузки с выходными характеристиками $I_к$ ($U_{эк}$) для разных токов базы сносят на координатную плоскость $I_к$ ($I_б$) и соединяют их линией (иногда вместо переходной пользуются передаточной характеристикой $I_к$ ($U_{эб}$)).

4) Строят входную характеристику $I_б(U_{эб})$, поворачивают ее на 90° так, чтобы ось $I_б$ была параллельна оси $I_б$ на переходной характеристике (и в том же масштабе).

5) На середине линии нагрузки выбирают точку n', проектируют ее на переходную характеристику (точку n'') и далее на входную характеристику (точка n). Этим самым определяют величину $U_{бэ0}$ – постоянную составляющую напряжения в цепи управления (напряжение смещения).

6) Используя относительно линейный участок входной характеристики $I_б(U_{эб})$, находят положение точек p и m, тем самым определяя амплитуду переменного сигнала в цепи управления.

7) Проектируя точки p и m на переходную характеристику и затем на семейство выходных характеристик, находят положения точек p' и m'', тем самым определяя амплитуды переменного тока коллектора и напряжения на транзисторе.

Важными параметрами транзистора являются так называемые *малосигнальные параметры*. Они характеризуют работу транзистора в основных режимах его работы – при малых изменениях токов и напряжений. Принято определять h-параметры, исходя из представления транзистора четырехполюсником (рисунок 2.6). Внутри четырехполюсника находится транзистор, подключенный по одной из схем ОБ, ОК, ОЭ.

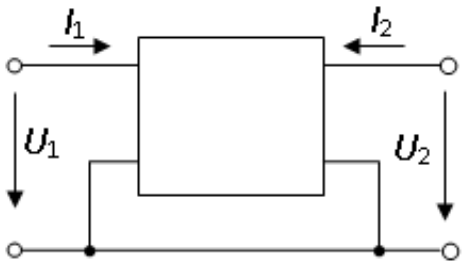


Рисунок 2.6 – Схема представления транзистора как четырехполюсника

Связь между входными (U_1, I_1) и выходными (U_2, I_2) напряжениями и токами можно выразить системой двух уравнений:

$$\Delta U_1 = h_{11}\Delta I_1 + h_{12}\Delta U_2 ;$$

$$\Delta I_2 = h_{21}\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2.$$

В качестве независимых переменных приняты приращения входного тока ΔI_1 и выходного напряжения ΔU_2, а ΔU_1 и ΔI_2 выражают через h-параметры:

– $h_{11}=\Delta U_1 / \Delta I_1$ – входное сопротивление транзистора при $U_2 = const$;

– $h_{12}=\Delta U_1 / \Delta U_2$ – коэффициент обратной связи по напряжению при $I_1 = const$;

– $h_{21}=\Delta I_2 / \Delta I_1$ – коэффициент передачи тока при $U_2 = const$;

– $h_{22}=\Delta I_2 / \Delta U_2$ – выходная проводимость транзистора при $I_1 = const$.

Конкретные значения h-параметров зависят от схемы включения, т.е. от того, какие напряжения и токи являются входными и выходными. При этом к h-параметру добавляют соответствующий индекс. Так, для схемы ОЭ коэффициент передачи тока будет обозначен $h_{21э}$.

Системе уравнений с h-параметрами соответствует схема замещения транзистора для малого переменного сигнала (рисунок 2.7, *а*). На этой схеме обычно опускают знак Δ перед токами и напряжениями, заменяя их словами в названии «для малого переменного сигнала». В первом уравнении четырехполюсника слагаемым $h_{12}\Delta U_2$ обычно пренебрегают, поскольку параметр h_{12} имеет очень малое значение. Оставшейся части первого уравнения четырехполюсника $\Delta U_1 = h_{11}\Delta I_1$ соответствует входная цепь на рисунке 2.7.

Во втором уравнении четырехполюсника первое слагаемое можно представить на схеме замещения транзистора в виде зависимого источника тока $J = h_{21}\Delta I_1$, а второе – в виде тока через резистор величиной, равной $1/h_{22}$.

Усилительный каскад (рисунок 2.4) может быть представлен для малого переменного сигнала схемой замещения (рисунок 2.7, *б*).

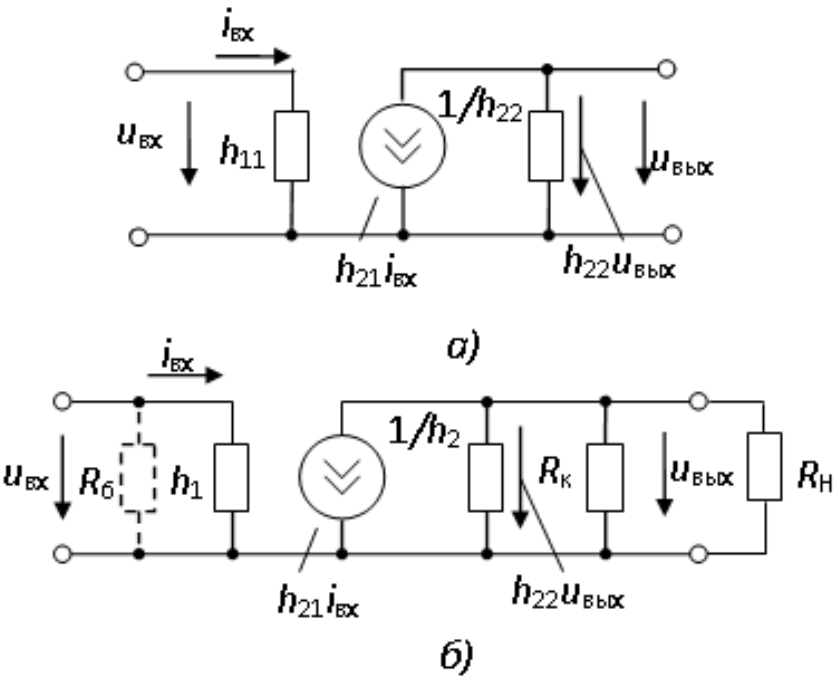


Рисунок 2.7 – Схемы замещения транзистора *а)* и усилительного каскада *б)* для малосигалного параметра транзистора

Можно считать, что резистор $R_б$ включен параллельно входу (через низкоомный источник питания). Однако обычно $R_б >> h_{11}$, поэтому первым сопротивлением можно пренебречь. Тогда входной ток $i_{вх}$ будет определяться только входным сопротивлением транзистора h_{11}:

$$u_{вх} = i_{вх}h_{11}.$$

Для выходной цепи каскада, считая $R_H \to \infty$, получаем:

$$h_{21}i_{вх} + h_{22}u_{вых} + +u_{вых}/R_к = 0.$$

Решая совместно полученные уравнения (и считая, что $h_{22} << 1/R_к$), получаем для режима холостого хода:

$$u_{вых} = -\frac{u_{вх}}{h_{11}} \frac{h_{21}}{h_{22} + 1/R_к} \approx -\frac{u_{вх} h_{21} R_к}{h_{11}}.$$

Откуда:

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{-h_{21} I_к R_{вых}}{h_{11} I_б} = \frac{-h_{21} R_к}{h_{11}(1 + h_{22} R_к)}.$$

Или:

$$K_U \approx -\frac{h_{21} R_к}{h_{11}},$$

$$K_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}} = \frac{U_{вых} R_б h_{11}}{U_{вх}(R_б + h_{11}) R_к} = \frac{h_{21} R_б}{(R_б + h_{11})(1 + h_{22} R_к)}.$$

Входное сопротивление в основном определяется входным сопротивлением транзистора h_{11}:

$$R_{вх} = \frac{R_б h_{11}}{R_б + h_{11}}.$$

А выходное сопротивление практически равно сопротивлению $R_к$:

$$R_{вых} = \frac{R_к 1/h_{11}}{R_к + 1/h_{22}} = \frac{R_к}{1 + h_{22} R_к}.$$

Часто пользуются *упрощенным расчетом УК ОЭ* по выбору номиналов элементов.

1. Как правило, УК ОЭ является маломощным усилителем (усилителем напряжения), поэтому задаются небольшим током покоя коллектора $I_{к0}$ в пределах 0,8…1,2 мА (удобно принимать $I_{к0}$ = 1 мА).

2. Сопротивление $R_к$ выбирают таким, чтобы в покое (в отсутствии входного сигнала) напряжение источника питания $+U$ поровну делилось на $R_к$ и на участке коллектор – эмиттер транзистора: $U_{к0} \approx U/2$. Например, для напряжения питания U = 12 В сопротивление $R_к$ = 6 кОм (при $I_{к0}$ = 1 мА). Для ряда Е24 такого номинала не существует, поэтому принимают ближайший – 6,2 кОм.

3. Сопротивление $R_б$ должно быть таким, чтобы обеспечить ток базы меньше, чем ток $I_{к0}$ в h_{21} раз. Если пренебречь падением напряжения $U_{бэ}$, то $R_б = 2R_к h_{21э}$. Если, например, $h_{21э}$ = 100, а $R_к$=6,2 кОм, то $R_б$ = 1,2 МОм.

4. Следует выбирать транзистор с граничной частотой, минимум в десять раз большей, чем верхняя частота усиливаемого диапазона: $f_{гр} \geq 10 f_{max}$.

5. Реактивные сопротивления входного и выходного разделительных конденсаторов на нижней частоте усиливаемого диапазона должны составлять не более 1…10% от входного и выходного сопротивлений каскада

соответственно. Например, если $R_{вх}$ = 1 кОм и f_H = 100 Гц, то емкость входного конденсатора:

$$C_{вх} = \frac{(0{,}01...0{,}1)}{2\pi f_H R_{вх}} = \frac{0{,}1}{2\pi \cdot 100 \cdot 1000} = 0{,}15 \text{ мкФ}.$$

2.1.3 Термостабилизация усилительного каскада с общим эмиттером

Рассмотренные простейшие усилительные каскады не могут обеспечить стабильную работу в различных температурных условиях. Причина заключается в существенной зависимости параметров транзисторов от температуры. Так, при увеличении температуры увеличивается ток коллектора за счет увеличения числа неосновных носителей заряда. Как следствие, изменение коэффициента передачи тока h_{21} – при изменении температуры на 1°С он меняется приблизительно на 1%. Кроме того, при увеличении температуры на 10°С обратный ток коллектора кремниевого транзистора увеличивается в 2,5 раза.

В результате этого существенно изменяется начальный ток коллектора, что вызывает смещение рабочей точки на характеристиках транзистора. Если при работе УК коллекторное напряжение $U_к$ выйдет за пределы линейного участка, то произойдет искажение выходного сигнала.

Для уменьшения влияния температуры на работу УК ОЭ применяют две схемы термостабилизации: *коллекторную* и *эмиттерную*. Первая является более простой, но и менее эффективной. Вторая обеспечивает лучшие результаты ее применения (рисунок 2.8). Резисторы в цепи базы $R_б$ и $R'_б$ образуют делитель напряжения, поддерживающий постоянным потенциал базы (ток в них много больше базового тока). При увеличении температуры растут токи коллектора $I_к$ и эмиттера $I_э$, что ведет к увеличению падения напряжения на резисторе $R_э$. Раз увеличивается потенциал эмиттера транзистора, значит, уменьшается напряжение $U_{бэ}$. Это ведет к уменьшению базового тока, а следовательно, и коллекторного.

Резистор $R_э$ является частью *отрицательной обратной связи* (ООС), что означает подачу части выходного напряжения на вход, причем такой подачи, которая *уменьшает* выходное напряжение. Итак, введение ООС уменьшает изменение коллекторного тока, причем причина этого изменения безразлична. Чтобы исключить влияние ООС на переменный (полезный) выходной сигнал, параллельно резистору $R_э$ включают конденсатор, реактивное сопротивление которого во всем диапазоне усиливаемых частот много меньше сопротивления $R_э$. Применяется, по существу, фильтр, отсеивающий медленно меняющийся сигнал (от изменения температуры) от переменного полезного. Медленно меняющемуся (постоянному) току конденсатор оказывает бесконечно большое сопротивление, и его можно из эквивалентной схемы исключить.

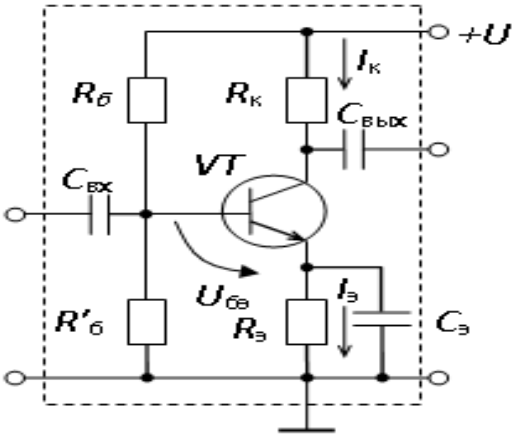


Рисунок 2.8 – Усилительный каскад с отрицательной обратной связью

2.1.4 Режимы работы усилительных каскадов

В зависимости от положения рабочей точки в режиме покоя на характеристиках транзисторов, а также от значения усиливаемого напряжения различают три основных режима работы усилительных каскадов, или классов усиления: *A, B,* и *C*. Основными характеристиками этих режимов являются нелинейные искажения и КПД.

Р е ж и м *A* характеризуется тем, что рабочую точку *n* в режиме покоя выбирают на линейном участке (обычно посередине) входной и переходной характеристик транзистора. Значение входного напряжения в режиме *A* должно быть таким, чтобы работа усилительного каскада происходила на линейном участке характеристики. В этом случае нелинейные искажения усиливаемого напряжения будут минимальными, т.е. при подаче на вход усилительного каскада гармонического напряжения форма выходного напряжения будет практически синусоидальной. Благодаря этому режим А широко применяют в усилителях напряжения. Однако он имеет и существенный недостаток – очень низкий КПД усилителя (20…30%), потому что полезная мощность определяется только переменной составляющей выходного тока, а потребляемая каскадом мощность – суммой переменной и постоянной составляющих.

Р е ж и м *B* характеризуется тем, что рабочую точку *n* выбирают в начале переходной характеристики. Эта точка называется точкой отсечки. В режиме *B* переменные составляющие тока и напряжения транзистора возникают лишь в положительные полупериоды входного напряжения. Выходное напряжение усилительного каскада при синусоидальном входном напряжении имеет форму полусинусоиды, т.е. нелинейные искажения очень большие. Режим *B* используют, как правило, только в двухтактных усилителях мощности. Режим *B* характеризуется значительно более высоким КПД усилителя по сравнению с режимом *A*, так как ток покоя в этом случае практически равен нулю, а постоянная составляющая тока при наличии входного напряжения имеет

сравнительно небольшое значение. КПД усилителя, работающего в режиме *B*, может достигать 0,8.

Иногда используют режим работы усилительного каскада, промежуточный между режимами *A* и *B*. Его называют режимом АВ. Рабочая точка покоя при этом должна находиться в интервале между положениями рабочей точки в режимах *A* и *B*. В этом случае КПД усилителя больше, чем в режиме А, а нелинейные искажения меньше, чем в режиме *B*.

Р е ж и м *C* характеризуется тем, что рабочую точку *n* выбирают за точкой отсечки, и ток в транзисторе возникает только в течение некоторой части положительного полупериода входного напряжения. Этот режим сопровождается большими искажениями усиливаемого напряжения, но КПД устройства может быть очень высоким и приближаться к единице. Режим *C* применяют в избирательных усилителях и автогенераторах, которые благодаря наличию колебательных контуров или других частотно-зависимых устройств выделяют лишь основную гармонику из несинусоидального напряжении, возникающего вследствие больших нелинейных искажений.

2.1.5 Усилительный каскад с общим коллектором

В схеме УК ОК (рисунок 2.9) коллектор транзистора по переменной составляющей тока и напряжения соединен непосредственно с общей точкой УК (при пренебрежении внутренним сопротивлением источника питания).

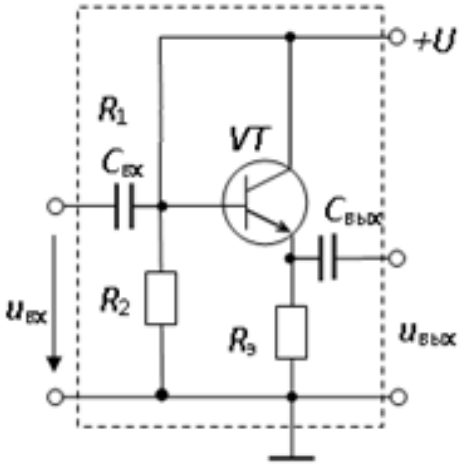


Рисунок 2.9 – Усилительный каскад с общим коллектором

Приведем, не рассматривая схему замещения, основные параметры каскада ОК.

Коэффициент усиления напряжения теоретически не может быть больше единицы, реально $K_U = 0{,}8\ldots0{,}99 \approx 1$. Так как выходное напряжение снимается с эмиттерной цепи транзистора, то фаза выходного напряжения соответствует

фазе входного. УК ОК на выходе практически полностью повторяет входное напряжение, отсюда второе название каскада – *эмиттерный повторитель*.

Входное и выходное сопротивления УК ОК:

$$R_{вх} = \frac{h_{11}}{1 - K_U}; \quad R_{вых} = \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}.$$

Легко заметить, что входное сопротивление при $K_U \to 1$ достигает больших величин и составляет сотни и тысячи кОм. Выходное сопротивление оказывается относительно низким (десятки Ом). Таким образом, эмиттерный повторитель обладает относительно высоким входным и низким выходным сопротивлениями. Он является усилителем тока с коэффициентом усиления $K_I = 1 + h_{21}$.

Сравнив характеристики каскадов с общим эмиттером и общим коллектором, отметим следующее.

УК ОЭ обладает низким входным и относительно высоким выходным сопротивлениями. Такой УК нельзя подключать к высокоомному источнику входного сигнала из-за сильного его шунтирования низким входным сопротивлением. Также к выходу УК ОЭ нельзя подключать низкоомную нагрузку из-за низкой нагрузочной способности (высокое выходное сопротивление). Кроме того, каскад ОЭ является фазовращателем на 180°.

УК ОК, наоборот, обладает высоким входным и низким выходным сопротивлениями. Его можно подключать по входу к высокоомному источнику сигнала, а по выходу – к низкоомной нагрузке. Каскад ОК не изменяет фазу усиливаемого сигнала.

Названные особенности каскадов ОЭ и ОК позволяют взаимно дополнять друг друга. Например, для усиления напряжения от высокоомного датчика сначала нужно поставить УК ОК для согласования сопротивлений, а затем последовательно включить УК ОЭ для достижения требуемого K_U.

2.1.6 Усилительный каскад на составном транзисторе

Схема УК на так называемом *составном транзисторе* показана на рисунке 2.10. Эту схему также называют *схемой Дарлингтона*.

Из нее видно, что составной транзистор (выделенная часть на рисунке) представляет собой последовательно включенные два транзистора, причем базовый ток второго является эмиттерным первого. Тогда общий коэффициент передачи тока базы составного транзистора будет равен произведению коэффициентов передачи тока каждого из образующих его транзисторов: $\beta = \beta_1\beta_2$. Промышленностью выпускаются составные транзисторы в едином корпусе. Они имеют те же названия выводов, что и обычный биполярный транзистор.

Схема Дарлингтона обладает высокой чувствительностью при относительной простоте (заменяет два УК ОЭ), однако имеет плохую

термостабилизацию и низкую граничную частоту. Поэтому применяется ограниченно.

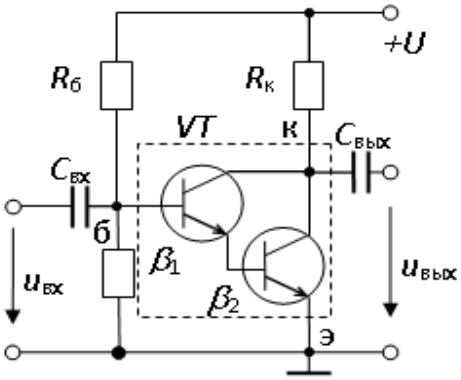


Рисунок 2.10 – Усилительный каскад на составном транзисторе

2.1.7 Двухтактный усилительный каскад

Простейшая схема двухтактного УК показана на рисунке 2.11. Она состоит из двух транзисторов, обладающих одинаковыми параметрами, но разного типа проводимости. Такие пары транзисторов называют *комплементарными*, а каскад усиления – *комплементарным усилителем.*

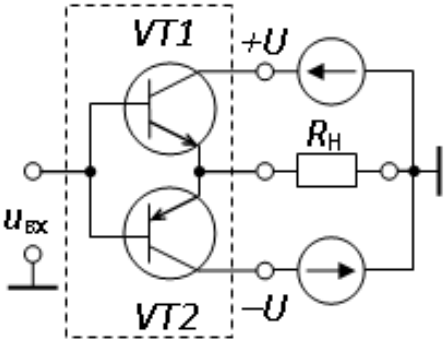


Рисунок 2.11 – Двухтактный усилительный каскад

Отметим, что для питания рассматриваемой схемы используется двухполярный источник.

Каскад называют двухтактным, потому что в течение одного периода колебаний усиливаемого сигнала поочередно, в два такта, работают транзисторы каскада *VT1* и *VT2*. Если пренебречь начальной нелинейностью входной характеристики транзисторов, можно считать, что при $U_{вх} > 0$ транзистор *VT2* заперт, а транзистор *VT1* работает как эмиттерный повторитель. При $U_{вх} < 0$ транзисторы меняются «ролями». Таким образом, каскад представляет собой двухполярный эмиттерный повторитель.

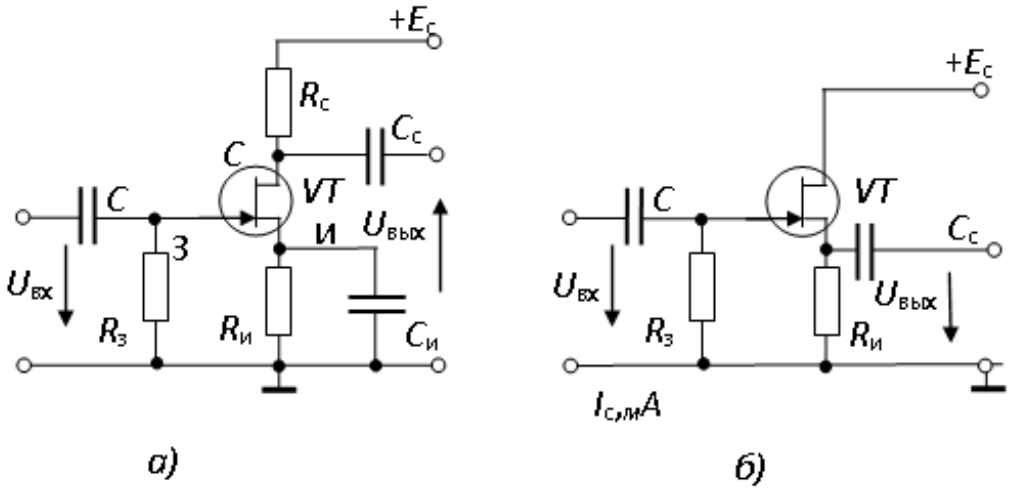
Одним из важных достоинств двухтактного каскада является большая реализуемая мощность. Действительно, по сравнению с УК ОК диапазон изменения входного напряжения увеличивается вдвое, а выделяемая мощность делится пополам между транзисторами. Другой важнейшей особенностью

является способность усиливать одинаково хорошо как переменный, так и постоянный (медленно меняющийся) ток.

Недостатком можно считать необходимость в двухполярном источнике. В ряде случаев (и с ограничениями) можно применять специальные схемные решения, позволяющие реализовать двухтактный каскад при однополярном питании.

2.1.8 Усилительные каскады на полевых транзисторах

В настоящее время широкое распространение получили усилительные каскады на полевых транзисторах, так как они обладают существенно большим входным сопротивлением по сравнению с усилительными каскадами на биполярных транзисторах. Наиболее часто используют усилительный каскад с общим истоком, схема которого приведена на рисунке 2.12, *а*.



Рисунки 2.12 – Усилительный каскад с общим истоком

В этом каскаде резистор $R_с$, с помощью которого осуществляется усиление, включен в цепь стока. В цепь истока полевого транзистора *VT* включен резистор $R_и$, создающий необходимое падение напряжения в режиме покоя $U_{з0}$, являющееся напряжением смещения между затвором и истоком.

Резистор $R_з$ в цепи затвора обеспечивает в режиме покоя равенство потенциалов затвора и общей точки усилительного каскада. Следовательно, потенциал затвора ниже потенциала истока на падение напряжения на резисторе $R_и$ от постоянной составляющей тока $I_{и0}$. Таким образом, потенциал затвора является отрицательным относительно потенциала истока.

Входное напряжение подается на резистор $R_з$ через разделительный конденсатор *C*. При подаче переменного входного напряжения в канале полевого транзистора появляются переменные составляющие тока истока $i_и$ и тока стока i_c, причем $i_и \approx i_с$. За счет падения напряжения на резисторе $R_и$ от переменной составляющей тока $i_и$ переменная составляющая напряжения между затвором и истоком, усиливаемая полевым транзистором, может быть значительно меньше входного напряжения: $u_з = u_{вх} - R_и\, i_и$.

Это явление, называемое отрицательной обратной связью, приводит к уменьшению коэффициента усиления усилительного каскада. Для его устранения параллельно резистору $R_и$ включают конденсатор $C_и$, сопротивление которого на самой низкой частоте усиливаемого напряжения должно быть во много раз (обычно в 10 раз) меньше сопротивления резистора $R_и$. При этом условии падение напряжения от тока истока на цепи $R_И$, $C_И$, называемой звеном автоматического смещения, очень небольшое, так что по переменной составляющей тока исток можно считать соединенным с общей точкой усилительного каскада. Поэтому этот каскад называют усилительным каскадом с общим истоком.

Выходное напряжение снимается через конденсатор связи $C_с$ между стоком и общей точкой каскада, т.е. оно равно переменной составляющей напряжения между стоком и истоком. Рабочая точка в режиме покоя обычно соответствует середине линейного участка переходной характеристики, так как при этом нелинейные искажения усиливаемого напряжения минимальны. Выбрав положение рабочей точки и определив для нее значения напряжения смещения $U_{з0}$ и тока стока $I_{с0}$, находят сопротивление резистора звена автоматического смещения:

$$R_И = \frac{[U_{30}]}{I_{C0}}.$$

Емкость конденсатора звена автоматического смещения рассчитывают обычно по формуле:

$$C_И = \frac{10}{2\pi f i R_И},$$

где $f_н$ – наинизшая частота усиливаемого напряжения.

При подаче на вход усилительного каскада переменного напряжения появляется переменная составляющая тока стока $i_с$. Изменение этого тока приводит к изменению напряжения $U_с$ между стоком и истоком; его переменная составляющая $u_с$, численно равная и противоположная по фазе падению напряжения на резисторе $R_С$, является выходным напряжением усилительного каскада:

$$U_{вых} = -R_с i_с.$$

Видно, что выходное напряжение противофазно входному, причем оно значительно больше входного напряжения, так как напряжение в цепи стока значительно больше, чем в цепи затвора.

Коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада с общим истоком:

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = S\frac{R_i R_C}{R_i + R_C} = SR_C,$$

где S – крутизна, а R_i – внутреннее (выходное) сопротивление полевого транзистора.

Входное сопротивление полевых транзисторов, т.е. сопротивление между затвором и истоком, имеет значение порядка 10^8 Ом, поэтому входное сопротивление рассматриваемого усилительного каскада определяется сопротивлением резистора $R_З$, который подключен параллельно входным зажимам полевого транзистора:

$$R_{вх} \approx R_З = 10^5 \ldots 10^6 \text{ Ом}.$$

Выходное сопротивление современных полевых транзисторов, т.е. сопротивление между стоком и истоком, имеет значение порядка $10^4 \ldots 10^5$ Ом, поэтому выходное сопротивление усилительного каскада на полевом транзисторе определяется сопротивлением резистора $R_С$:$R_{вых} \approx R_С = 10^3 + 10^4$ Ом, т.е. $R_{вых} << R_{ВХ}$, что является важным преимуществом усилительных каскадов на полевых транзисторах.

Помимо усилительных каскадов с общим истоком, в устройствах промышленной электроники применяют усилительные каскады с общим стоком (рисунок 2.12, *б*). В этом каскаде нагрузочный резистор $R_и$ включен в цепь истока, а сток по переменным составляющим тока и напряжения соединен с общей точкой усилителя. Выходное напряжение, равное переменной составляющей падения напряжения на резисторе $R_и$, снимается через конденсатор связи $C_с$. Усилительный каскад на полевом транзисторе с общим стоком аналогичен по своим свойствам эмиттерному повторителю. Он обладает большими входным сопротивлением и коэффициентом усиления по току, малым выходным сопротивлением. Его часто называют истоковым повторителем.

2.1.9 Усилитель постоянного тока

Для получения больших коэффициентов усиления применяют многокаскадные усилители. Связь каскадов между собой осуществляют с помощью конденсаторов. Поэтому зависимость коэффициента усиления от частоты имеет вид, показанный на рисунке 2.13. При низких частотах коэффициент усиления стремится к нулю, так как сопротивление конденсатора очень возрастает.

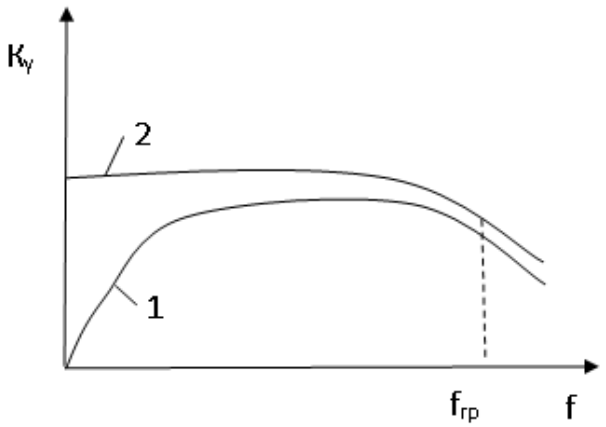


Рисунок 2.13 – Зависимость коэффициента усиления от частоты усилителя постоянного тока

Во многих случаях, особенно при контроле и измерении неэлектрических величин, требуется усиление постоянных токов или сигналов низких частот. Для этого применяют усилители постоянного тока (УПТ), у которых связь между каскадами выполняется с помощью резисторов. Поэтому коэффициент усиления УПТ остается практически неизменным в большой полосе частот, начиная от нуля до граничной частоты (рисунок 2.13).

Большим недостатком УПТ является так называемый дрейф нуля, заключающийся в том, что с течением времени на выходе усилителя появляется напряжение при отсутствии напряжения на входе.

Для борьбы с дрейфом нуля применяют:

– стабилизацию напряжения питания;

– стабилизацию температурного режима;

– дифференциальные (балансные) схемы.

Рассмотрим мостовую схему (рисунок 2.14, *а*). В ней потенциалы точек 1 и 2 при холостом ходе (в отсутствие нагрузки R_H) будут равны:

$$\varphi_1 = \frac{U}{R1 + R2} R2; \quad \varphi_2 = \frac{U}{R3 + R4} R4 .$$

Предположим, что $\varphi_1 = \varphi_2$, тогда:

$$\frac{R2}{R1 + R2} = \frac{R4}{R3 + R4} .$$

После преобразований получим:

$$R1 / R2 = R3 / R4.$$

Баланс моста ($\varphi_1 = \varphi_2$) будет сохраняться при синхронном (одновременном) и одинаковом изменении пары *R1*, *R3* или/и *R2*, *R4*.

Заменим резисторы *R2* и *R4* одинаковыми транзисторами, (рисунок 2.14, *б*). На нем оба плеча идентичные, т.е. $R_{к1} = R_{к2}$, $h_{21}=h_{21}$ и т.д.

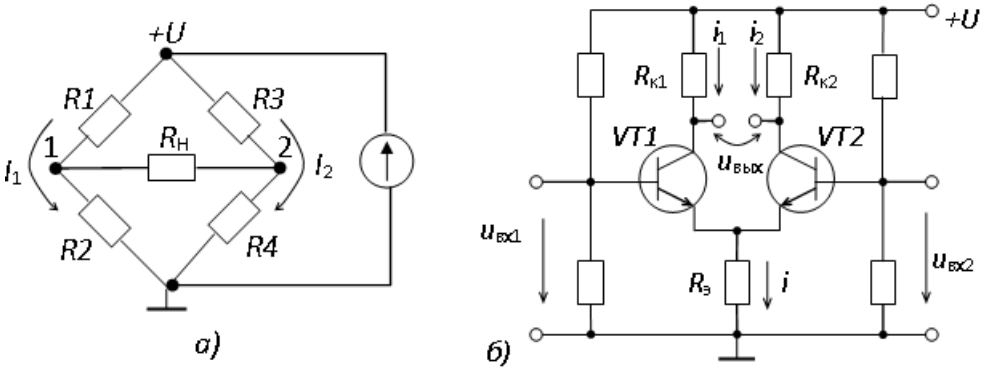


Рисунок 2.14 – Мостовая схема (*а*) и дифференциальный усилитель (*б*)

Ток через резистор $R_э$ будет равен $i = i_1 + i_2$. Если $u_{вх1} = u_{вх2}$, то коллекторные токи $i_1 = i_2$ и, следовательно, $u_{вых} = 0$.

Можно утверждать, что при *синфазных* (одинаковых по фазе и амплитуде) входных сигналах потенциалы коллекторов транзисторов *VT1* и *VT2* изменяются также синфазно, поэтому $u_{вых} = 0$.

Если на входы представленного усилителя подать *дифференциальные* (разные) сигналы, то на выходе появится их усиленная разность. Таким образом, усилитель (рисунок 2.14, *б*) представляет собой усилитель разностного сигнала – *дифференциальный усилитель* (ДУ). Этот усилитель может быть использован и как усилитель постоянного тока.

При изменении температуры в симметричных плечах ДУ токи будут меняться одинаково, и $\Delta u_{вых} = 0$. Следовательно, ДУ обладает много большей температурной стабильностью, чем в несбалансированной схеме, а теоретически температурная стабильность может быть абсолютной.

Вообще, ДУ оказывается малочувствительным к любым синфазным воздействиям. Например, помеха по цепям питания вызывает одинаковое изменение токов в плечах ДУ, и выходное напряжение не изменяется.

Для улучшения качественных показателей ДУ вместо резистора $R_э$ применяют источник тока $J = i_1 + i_2 = const$.

ДУ может быть выполнен и на полевых транзисторах. Он является важной частью так называемых операционных усилителей – его входным узлом.

2.1.10 Операционный усилитель

Операционным усилителем (ОУ) называют высококачественный УПТ, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схемах с ООС.

Так как ОУ является УПТ, то на входе, выходе и между каскадами у него отсутствуют конденсаторы.

Впервые ОУ были разработаны в 50-х годах XX столетия и изначально предназначались для выполнения некоторых арифметических операций (сложение, вычитание, интегрирование и др.) в аналоговых вычислительных машинах. С развитием электронных вычислительных машин (ЭВМ) и вытеснением аналоговых первоначальная функция ОУ была утрачена, но термин «операционный» за ними сохранился.

Нужно подчеркнуть, что реализовать высококачественный ОУ на дискретных элементах в промышленных масштабах практически невозможно. Поэтому широкое распространение ОУ получили лишь с широким использованием интегральной технологии, где несущественна сложность электрической схемы и легко решается проблема симметрии.

Большой коэффициент усиления, высокие термостабильность и помехозащищенность, другие параметры, благодаря которым ОУ можно назвать высококачественным, достигается ценой десятков и сотен транзисторов. Как мы знаем, интегральную технологию отличает высокая повторяемость параметров элементов. Поэтому можно изготовлять ОУ с заданными параметрами в едином корпусе, что позволяет рассматривать ОУ как *самостоятельный компонент*

наряду с транзисторами, резисторами и пр. Налицо двойственность подхода к ОУ, отражающее развитие электроники. С одной стороны, ОУ – достаточно сложный усилитель, содержащий сотни транзисторов, с другой, – он является одним из компонентов электрических схем, имеющим свои УГО, параметры и характеристики.

Любой ОУ содержит входной ДУ, каскад усиления напряжения и выходной каскад усиления мощности. Поэтому ОУ имеет два входа, которые называют *инвертирующим* и *неинвертирующим*.

Возможны два варианта обозначения ОУ (рисунок 2.15): без дополнительных полей (вариант *а*) и с дополнительными полями (вариант *б*). Инвертирующий вход отличает обозначение окружностью. Дополнительные поля отчерчиваются прямыми и обозначаются соответственно их назначению, например, *FC* – выводы частотной коррекции, *NC* – выводы балансировки.

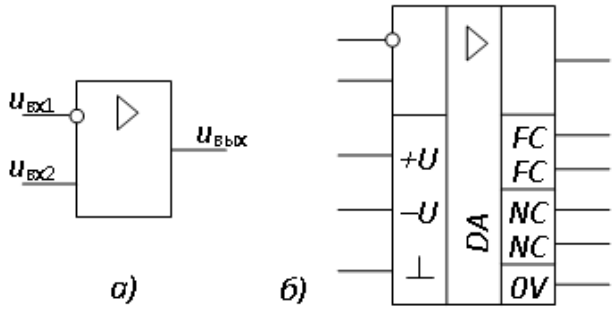


Рисунок 2.15 – Возможные варианта обозначения ОУ

Частотная коррекция необходима, чтобы устранить возможные автоколебания при введении ОС. Выводы балансировки предназначены для подключения подстроечного резистора с целью дополнительной, более точной балансировки плеч ОУ. Обычно справочный материал содержит информацию по использованию выводов частотной коррекции и балансировки.

Современные ОУ, как правило, имеют цепи внутренней частотной коррекции, а дополнительная балансировка часто не требуется. Поэтому ОУ, у которых дополнительные выводы в конкретной схеме не используются, целесообразно обозначать в упрощенном виде – без дополнительных полей.

В зависимости от целевого назначения ОУ подразделяют на ОУ:

– общего применения, где к ним не предъявляют жестких требований и допустимы погрешности в доли процента;

– прецизионные, имеющие малые дрейфы и шумы, а также высокий коэффициент усиления;

– быстродействующие, имеющие большую скорость изменения выходного напряжения и использующиеся для построения импульсных и широкополосных устройств.

Иногда в отдельную группу выделяют *микромощные* ОУ, потребляющие от источника питания малые токи (менее 1 мА). Их удобно использовать в

батарейной аппаратуре. У многих имеется защита от перегрузок и коротких замыканий по выходу.

Большинство выпускаемых ОУ имеет напряжение питания 3…15 В.

Все параметры ОУ делят на две группы: статические (по постоянному току) и динамические.

Основные статические параметры ОУ:

– коэффициент усиления напряжения (коэффициент усиления дифференциального сигнала) $K_{\text{уu}} = \Delta u_{\text{вых}} / \Delta u_{\text{вх}}$. Для современных ОУ он может достигать нескольких миллионов;

– коэффициент ослабления синфазного входного сигнала $K_{\text{ос.сф}}$. Он равен 60…120 дБ;

– напряжение смещения $U_{\text{см}}$ – значение напряжения на выходе ОУ при нулевом входном сигнале, поделенное на коэффициент усиления. Показывает, какое напряжение необходимо подать на вход ОУ, чтобы получить на выходе $u_{\text{вых}} = 0$. Для получения $U_{\text{см}} = 0$ необходима дополнительная балансировка. Напряжение смещения находится в пределах $U_{\text{см}} = 0{,}005…50$ мВ;

– входные токи $I_{\text{вх1}}$, $I_{\text{вх2}}$, разность входных токов $\Delta I_{\text{вх}} = \left| I_{\text{вх1}} - I_{\text{вх2}} \right|$, определяемые при $u_{\text{вых}} = 0$. Нормирование вызвано необходимостью обеспечить нормальный режим работы входного ДУ. Разность токов обусловливает появление между входами дифференциального напряжения;

– температурные дрейфы напряжения смещения $\Delta U_{\text{см}}/\Delta T$, разности входных токов $\Delta I_{\text{вх}}/\Delta T$ – характеризуют изменение соответствующих параметров при изменении температуры. Эти параметры важны для прецизионных усилителей, так как скомпенсировать температурные изменения сложно;

– напряжение питания $U_{\text{пит}}$. Различают номинальное напряжение питания и допустимый диапазон напряжений питаний;

– выходной ток $I_{\text{вых}}$ (5…20 мА);

– входное сопротивление $R_{\text{вх0}}$ (0,1…1000 МОм).

Динамические параметры ОУ:

а) верхняя граничная частота полосы пропускания f_B. Граничной считают частоту, на которой коэффициент усиления снижается в $\sqrt{2}$ раз (по сравнению с $f = 0$);

б) скорость нарастания выходного напряжения $V_{U\text{вых}}$ – максимальная скорость изменения выходного сигнала при максимальном значении его амплитуды. Параметр определяет минимальную длительность фронтов выходного сигнала.

2.1.11 Масштабные усилители на базе операционных усилителей

Часто необходимо иметь УПТ со строго определенным коэффициентом усиления. Так, сигнал тензодатчика должен быть усилен в нужное число раз (промасштабирован) достаточно точно, чтобы погрешность измерения не превзошла заданные рамки. В подобных случаях однозначно применяют ОУ.

Для расчета схем на ОУ с ОС примем ОУ идеальным, полагая $K_{yu} \to \infty$. Это означает, что $\Delta u_{вх} = 0$ (даже бесконечно малое изменение дифференциального входного сигнала вызовет конечное приращение выходного).

При этом также $R_{вх0} \to \infty$, т.е. $I_{вх1} = I_{вх2} = 0$.

Рассмотрим две схемы масштабных усилителей на ОУ:

1. *Инвертирующий масштабный усилитель* (рисунок 2.16).

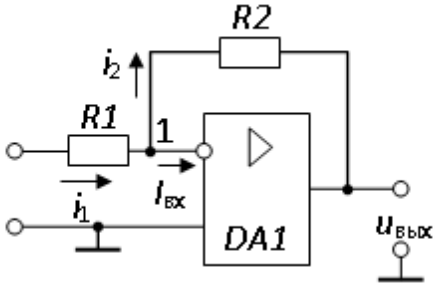


Рисунок 2.16 – Инвертирующий масштабный усилитель

Неинвертирующий вход ОУ соединен с общей точкой, поэтому его потенциал $\varphi_+ = 0$. Так как $\Delta u_{вх} = 0$, то потенциал инвертирующего входа $\varphi_- = 0$. Поэтому точку 1 называют «виртуальной» или «искусственной землей».

Мы допустили, что входные токи равны нулю: $I_{вх} = 0$, тогда $i_2 = i_1$ или, выражая равенство через входное и выходное напряжения, получим:

$$\frac{u_{вх} - 0}{R1} = \frac{0 - u_{вых}}{R2},$$

Откуда:

$$u_{вых} = -u_{вх}\frac{R2}{R1},$$

$$K_U = u_{вых} / u_{вх} = -R2 / R1.$$

Знак «–» означает, что полярность выходного напряжения $u_{вых}$ противоположна полярности входного $u_{вх}$ (отсюда и название «инвертирующий»). Коэффициент усиления K_U такого усилителя определяется лишь соотношением сопротивлений резисторов *R1*, *R2* и не зависит от K_{yu}.

Очевидно, что входное сопротивление усилителя $R_{вх} = R1$.

2. *Неинвертирующий масштабный усилитель* (рисунок 2.17).

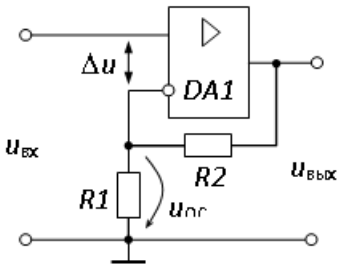


Рисунок 2.17 – Неинвертирующий масштабный усилитель

Так как $\Delta u = 0$, то: $$u_{вх} = u_{OC} = \frac{u_{вых}}{R1 + R2} R1,$$

$$K_U = \frac{R1 + R2}{R1} = 1 + \frac{R2}{R1}.$$

Коэффициент усиления напряжения также определяется соотношением сопротивлений резисторов *R1* и *R2*. Кроме того, полярность выходного напряжения совпадает с полярностью входного (отсюда название усилителя).

Отличительная особенность неинвертирующего масштабного усилителя – высокое входное сопротивление: $R_{вх} = R_{вх0}(1 + K_{yu} / K_U)$.

Если на инвертирующий вход подать полностью все напряжение $u_{вых}$, что соответствует $R2 = 0$, то получится *повторитель напряжения* ($K_U = 1$). Его применяют тогда, когда требуется получить высокое входное сопротивление и/или минимальное выходное, т.е. как эмиттерный повторитель. Если включить конденсатор вместо резистора *R2* (рисунок 2.18, *б*), то получится интегрирующий усилитель, а вместо резистора R1 – дифференцирующий усилитель.

Пример 1. Для типовой схемы включения операционного усилителя в масштабном преобразователе (рисунок 2.18, а) определить сопротивление резисторов R_1, R_2 и R_3, если $K_u = 100$ и $R_н = 10$ кОм, $R_{вх} = 50$ кОм, $R_{вых} = 1$ кОм, $R_г = 100$ Ом.

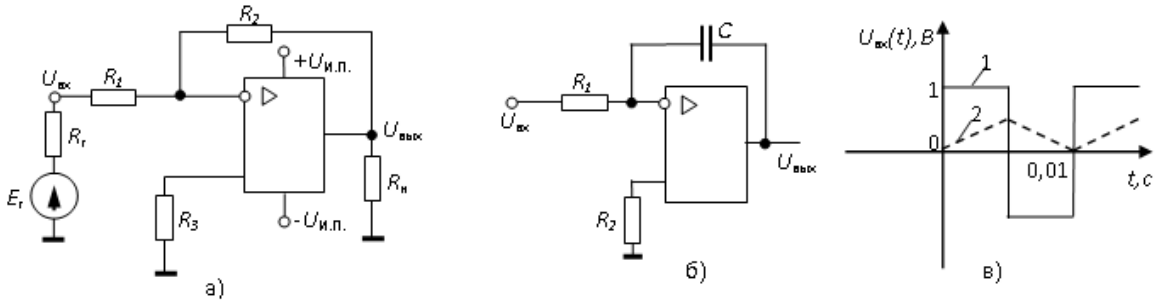


Рисунок 2.18 – Схемы включения операционных усилителей:
а – в масштабном преобразователе, *б* – в интегрирующем каскаде,
в – графики входного и выходного сигналов

Р е ш е н и е. Для получения высокой стабильности коэффициента усиления сопротивление R_1 выбирают из условия $R_г << R_1 << R_{вх}$, поэтому $R_1 =$ 2 кОм. При $R_2 >> R_{вых}$ коэффициент усиления определяется по формуле $K_u = R_2/R_1$, поэтому $R_2 = 100 \cdot 2 = 200$ кОм. Эквивалентное сопротивление нагрузки усилителя $R'_н \approx R_н R_2/(R_н + R_2)$ должно быть больше $R_{вых}$. В нашем случае $R'_н = 9{,}5$ кОм $>> R_{вых}$. Для симметричного ОУ необходимо, чтобы:

$$R_3 = \frac{(R_1 + R_Г)R_2}{R_1 + R_Г + R_2}.$$

Пример 2. На вход интегрирующего каскада, схема которого приведена на рисунке 2.18, *б*, подаётся напряжение $u_{вх}(t)$ (кривая 1 на рисунке 2.18, *в*) от источника с внутренним сопротивлением $R_г = 1$ кОм. Рассчитать сопротивления R_1 и R_2 и ёмкость конденсатора С. Найти зависимость $u_{вых}(t)$. Входное сопротивление усилителя $R_{вх}= 50$ кОм.

Р е ш е н и е. Для того, чтобы постоянная времени интегрирующего каскада мало зависела от сопротивления $R_г$ источника сигнала $u_{вх}(t)$, необходимо выполнение условия $R_1 >> R_г$, т.е. $R_1 >> 1$ кОм. Работа усилителя будет устойчивой, если $R_2 << R_{вх}$, т.е. $R_2 << 50$ кОм, но для баланса каскадов усилителя по постоянному току требуется, чтобы $R_1 = R_2$. Поэтому выбираем $R_1 = R_2 = 20$ кОм. Период напряжения $u_{вых}(t)$ составляет 0,01 с. Для уменьшения погрешности интегрирования нужно, чтобы $\tau >> T$. Выбираем $\tau = 1{,}0$ с.

Тогда $C = \tau / R_1 = 1/20000 = 50 \cdot 10^{-6}$ Ф=50 мкФ.

Зависимость:

$$u_{вых}(t) = \frac{1}{\tau} * \int u_{вх} dt$$

при $u_{вх}(0) = 0$ изображена на рисунке 2.18, *в*, (кривая 2). Наибольшее напряжение $u_{вых}(T/2) = TU_{вхm}/2\tau = 50$ мВ.

2.1.12 Генераторы сигналов

Генератор сигналов (ГС) – электронное устройство, формирующее периодически изменяющееся напряжение заданной амплитуды, частоты и формы.

Если ГС работает без приложения дополнительного периодического сигнала, то его называют автогенератором, в противном случае – ГС с независимым возбуждением. Последний представляет собой избирательный усилитель мощности, на вход которого подается сигнал от маломощного автогенератора (например, генератор кадровой развертки мониторов и телевизоров).

По форме генерируемых колебаний ГС делят на генераторы синусоидальных колебаний (ГСН) и генераторы сигналов специальной формы (ГССФ).

2.1.13 Генератор синусоидальных колебаний

Структура ГСН показана на рисунке 2.19. Он состоит из усилителя с коэффициентом усиления $\underline{k}$ (комплексное число) и цепи положительной обратной связи (ПОС) с коэффициентом обратной связи $\underline{\beta}$. Тогда для усилителя и цепи ПОС можно записать:

$$\dot{U}_{вых} = \underline{k}\dot{U}_{вх}; \dot{U}_{вх} = \underline{\beta}\dot{U}_{вых}.$$

Следовательно,

$$\dot{U}_{вых} = \underline{k}\underline{\beta}\dot{U}_{вых}.$$

Полученное равенство справедливо при условии $\underline{k}\underline{\beta} = 1$, выполнение которого обеспечит возникновение в автогенераторе незатухающих колебаний.

Так как $\underline{k} = ke^{j\varphi}$, $\underline{\beta} = \beta e^{j\psi}$, $ke^{j\varphi}\beta e^{j\psi} = 1$, то получаем необходимость выполнения двух условий:

– $k\beta = 1$ – баланса амплитуд;

– $\varphi + \psi = 0$ – баланса фаз.

Условие баланса фаз подразумевает наличие положительной ОС.

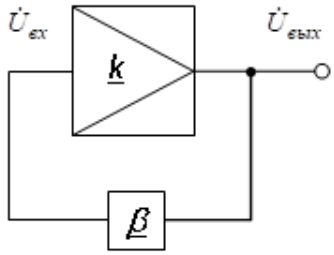


Рисунок 2.19 – Структура генератора синусоидальных колебаний

Условие баланса амплитуд соответствуют факту восполнения потерь энергией источника питания. Обычно значения k и β выбирают так, чтобы $k\beta \geq 1$. При этом благодаря нелинейности характеристик усилителя (коэффициент усиления k падает с ростом входного напряжения) при больших входных сигналах происходит быстрое самоустановление амплитуды колебаний.

Коэффициенты k и β зависят от частоты. Любой усилитель, охваченный ПОС, может превратиться в автогенератор (ПОС может являться акустическая связь: динамическая головка – микрофон; многие знают о появлении свиста при их сближении). Если условия выполняются только для одной частоты, то возникают гармонические колебания.

ГСН можно выполнить на УК ОЭ, в коллекторной цепи которого включен колебательный *LC*-контур, а каскад охвачен трансформаторной ПОС. Однако для получения низкочастотных колебаний (менее 50 кГц) применение *LC*-генераторов нецелесообразно из-за больших величин (следовательно, размеров) индуктивностей и емкостей колебательного контура, поэтому применяют *RC*-генераторы. Они при прочих равных условиях по сравнению с *LC*-генераторами имеют меньшие габариты, массу и стоимость.

Частотно-зависимыми четырехполюсниками, используемыми в *RC*-генераторах, являются *Г*-образные *RC*-цепи, мост Вина (двойная *Г*-образная цепь), *Т*-образные и двойные *Т*-образные мосты.

Мост Вина (рисунок 2.20) является избирательным фильтром, настроенным на квазирезонансную циклическую частоту $\omega_p = 1/(RC)$. Амплитудно-частотная $\beta(f)$ и фазо-частотная $\varphi(f)$ характеристики моста Вина представлены на рисунке 2.20. Из них следует, что на квазирезонансной частоте $f_р$ коэффициент передачи становится вещественным и достигает максимума $\beta_0 = 1/3$, а сдвиг фазы $\psi_0 = 0$. Поэтому усилитель не должен быть фазовращателем для

соблюдения баланса фаз и должен обладать на частоте f_p коэффициентом усиления напряжения $K_U \geq 3$. Низкий K_U позволяет охватить усилитель на ОУ, кроме ПОС, глубокой ООС, что улучшает параметры автогенератора.

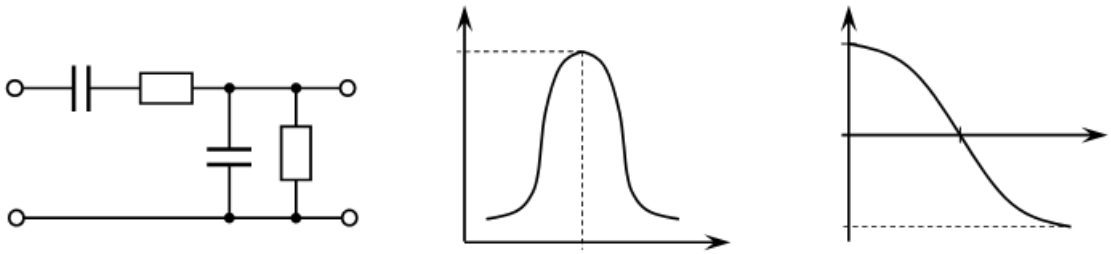


Рисунок 2.20 – Схема *(а)*, амплитудно-частотная $\beta(f)$ *(б)* и фазочастотная $\varphi(f)$ *(в)* характеристики моста Вина

В простом *RC*-генераторе на ОУ (рисунок 2.21) резисторы одинакового сопротивления *R1*, *R2* и конденсаторы одинаковой емкости *C1* и *C2* включены в цепь ПОС и образуют мост Вина. ОУ и резисторы *R3*, *R4* являются неинвертирующим усилителем с коэффициентов усиления $K_U = 1 + R4/R3$. С помощью подстроечного резистора *R4* добиваются минимальных искажений гармонических колебаний. Часто в цепь ООС (вместо *R3*) включают схему автоматической регулировки усиления (АРУ), что позволяет автоматически получать синусоидальные колебания почти идеальной формы.

Для регулирования частоты генератора можно в качестве *R1*, *R2* и/или *C1*, *C2* включить механически сопряженные переменные резисторы и/или конденсаторы.

Существенным недостатком *LC*- и *RC*-генераторов является невысокая стабильность частоты генерируемого напряжения. Связано это, в первую очередь, с относительно высокой зависимостью индуктивности катушек и емкости конденсаторов от температуры. Принятие ряда мер позволяет достичь относительной стабильность частоты $\Delta f / f = 10^{-4} \ldots 10^{-5}$. Однако наиболее эффективным способом стабилизации частоты генератора является кварцевая стабилизация, когда в качестве колебательной системы используется кварцевый резонатор или просто кварц. Этим достигается относительная нестабильность частоты до 10^{-10}.

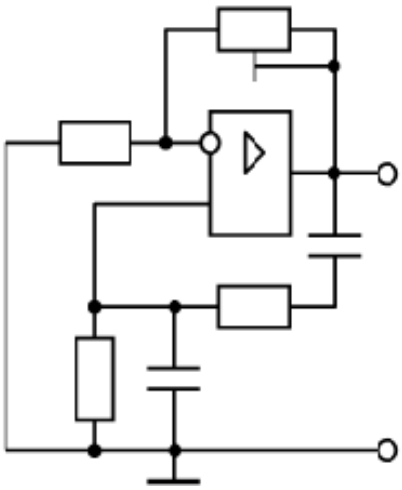


Рисунок 2.21 – *RC*-генератор

2.2.14 Мультивибратор

Мультивибратором называют генератор напряжения с формой, близкой к прямоугольной. Его название отражает тот факт, что такое напряжение при разложении в ряд Фурье представляется рядом, содержащим много высших гармоник *(мулъти* – много).

Известно, что выходное напряжение усилителя линейно зависит от входного только в очень узком диапазоне (несколько микровольт). Если входное напряжение выходит за пределы этого диапазона, то выходной сигнал может принимать только два значения: + $U_{вых}$ *(*≈+12 В) и –$U_{вых}$ *(*≈ –12 В). На этой особенности операционного усилителя основан принцип формирования прямоугольного напряжения мультивибратора (рисунок 2.22, *а).*

Предположим, что в момент включения между входами усилителя небольшая (достаточно единиц милливольт) отрицательная разность потенциалов. При этом на выходе сформируется напряжение + $U_{вых}$, а на неинвертирующий вход с делителя R_1R_2 будет подан положительный потенциал $\beta U+_{вых.макс}$, где $\beta=R_1/(R_1+R_{ос})$. Конденсатор начнет заряжаться по цепи «$U_{вых}$–R_3–*C*–корпус», стремясь достичь потенциала +$U_{вых}$. Потенциал на инвертирующем входе начнет расти до тех пор, пока не превысит потенциал на неинвертирующем входе $\beta U+_{вых.макс}$. В этот момент усилитель сформирует на выходе отрицательное напряжение –$U_{вых}$ и создаст на неинвертирующем входе отрицательный потенциал $\beta U-_{вых.макс}$. Теперь конденсатор начнет перезаряжаться, стремясь достичь потенциала –$U_{вых.}$. Однако как только потенциал на инвертирующем входе станет ниже потенциала на неинвертирующем входе –U_D, усилитель сформирует на выходе положительное напряжение + $U_{вых}$. Такой скачкообразный процесс изменения выходного напряжения с + $U_{вых}$ до – $U_{вых}$ и обратно будет повторяться до тех пор, пока с операционного усилителя не будет снято питающее напряжение (рисунок 2.22, *б).*

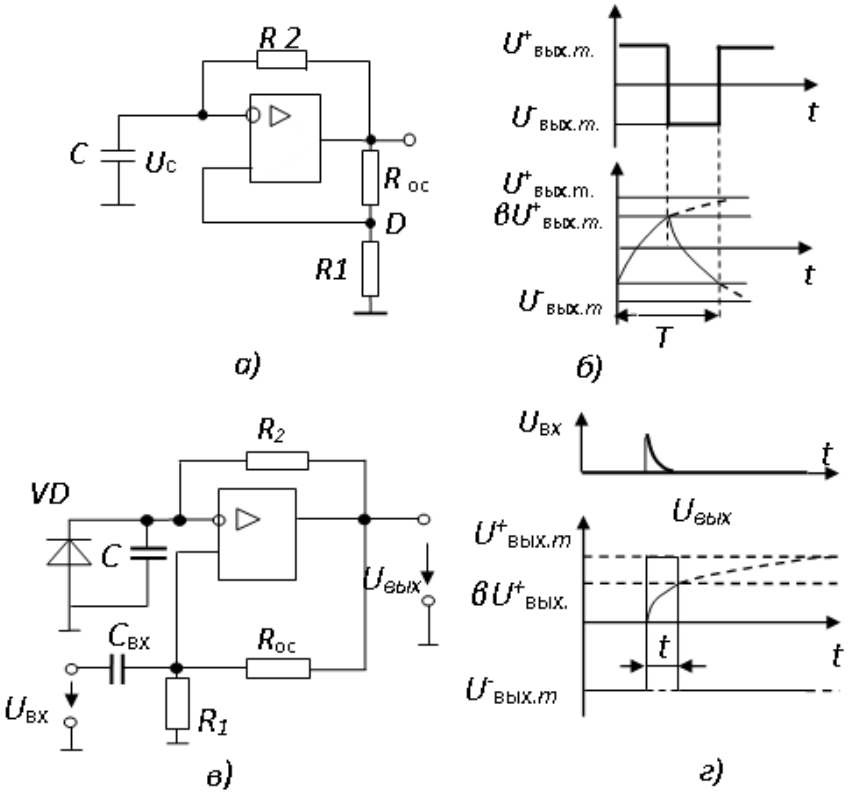


Рисунок 2.22 – Схема мультивибратора, работающего в режиме автоколебаний (*а*), работающего в ждущем режиме (*в*), графики, поясняющие их работу (*б, г*)

Период T колебаний определяется постоянной времени заряда конденсатора $\tau = R_3C_3$, а также тем, насколько потенциал, формируемый делителем R_1R_2, меньше напряжения $U_{вых}$.

Ждущий мультивибратор (рисунок 2.22, *в*) формирует импульсы заданной длительности. С приходом запускающего импульса мультивибратор переходит в неустойчивое состояние, которое продолжается некоторое время $t_и$, определяемое времязадающей *RC*-цепью, после чего устройство возвращается в исходное состояние. Для создания устойчивого состояния (ждущего режима) параллельно конденсатору *C* включают диод *VD* (рисунок 2.22, *в)* с полярностью, при которой напряжение на диоде и конденсаторе, а следовательно, на инвертирующем входе *ОУ* будет равно прямому напряжению $U_{пр}$ диода. Этому соответствует напряжение на выходе одновибратора $U\text{-}_{вых.макс}$. Входное запускающее напряжение, большее $\beta U\text{-}_{вых.макс}$, скачком перебрасывает устройство в состояние, когда на выходе появляется напряжение $U\text{+}_{вых.макс}$. На неинвертирующий вход ОУ передается напряжение $\beta U\text{+}_{вых.макс}$, поддерживающее некоторое время в этом состоянии ждущий мультивибратор. В это время конденсатор *C* стремится зарядиться до напряжения $\beta U\text{+}_{вых.макс}$ через резистор R_2 с постоянной времени $\tau_3 = CR_2$. Как только напряжение на конденсаторе *C* сравняется с напряжением $\beta U\text{+}_{вых.макс}$, устройство скачком

перейдет из неустойчивого в устойчивое состояние и будет ждать прихода следующего запускающего импульса.

Помимо рассмотренных мультивибраторов промышленность выпускает специализированные мультивибраторы в интегральном исполнении.

2.1.15 Генератор пилообразного напряжения

Напряжение на конденсаторе возрастает прямолинейно, если его заряжать постоянным током, не зависящим от напряжения на нем, и предотвратить влияние на этот ток сопротивления нагрузки, т.е. должно выполняться условие $R_н >> R$.

Интегрируя по времени выражение:

$$I_C = C\frac{dU_C}{dt}, \text{ получаем } \int dU_C = \frac{I_C}{C}\int dt \text{ или } U_C = \frac{I_C}{C}t.$$

Условие $I_c = const$ в схеме генератора пилообразного напряжения (ГПН) на основе операционного усилителя (рисунок 2.23, *а)* обеспечивается постоянным напряжением $U_{вх}$. Пока транзистор заперт, в течение времени $t_п$ происходит зарядка конденсатора, и напряжение на нем нарастает по прямой. Усилитель, стремясь сделать разность потенциалов на его входах близкой к нулю, формирует выходное напряжение, повторяющее напряжение на конденсаторе. При подаче импульса $U_{разр}$ транзистор открывается, и конденсатор быстро разряжается через него за время $t_{разр}$, после чего процесс зарядки повторяется. Выходное напряжение схемы приобретает пилообразную форму, которая сохраняется до тех пор, пока значение напряжения располагается внутри диапазона от $-U_{вых}$ до $+U_{вых}$.

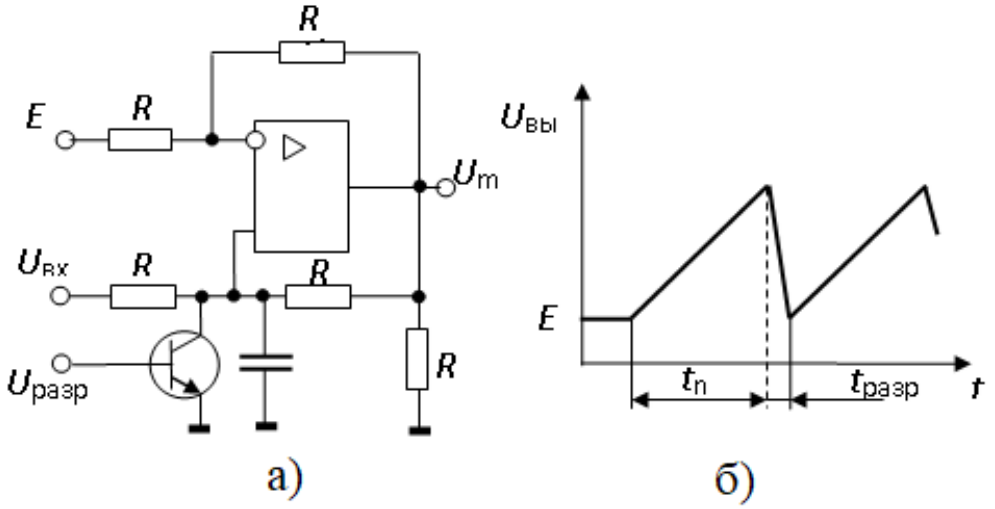


Рисунок 2.23 – Генератор пилообразного напряжения *(а)*, форма выходного напряжения *(б)*

Длительность t_n определяется емкостью C и током зарядки, зависящим от $U_{вх}$ и сопротивления резисторов R. Изменяя напряжение E_0, можно смещать график напряжения по вертикали.

2.1.16 Компараторы аналоговых сигналов

Сравнение, подключение и переключение (коммутация) сигналов, а также объединение сигналов, поступающих от нескольких источников, выполняется компараторами и коммутаторами.

2.1.17 Аналоговые компараторы напряжений

Компараторами напряжений называют интегральные микросхемы, предназначенные для сравнения двух напряжений и выдачи результата сравнения в логической форме: больше или меньше. Компаратор напряжения чувствителен к полярности напряжения, приложенного между его сигнальными входами. Напряжение на выходе будет иметь высокий уровень $U_{1вых}$ всякий раз, когда разность напряжений между неинвертирующим и инвертирующим сигнальными входами положительна, и наоборот, когда разностное напряжение отрицательно, то выходное напряжение компаратора соответствует логическому нулю $U_{0вых}$.

Аналоговые компараторы описываются набором параметров, которые нужно учитывать при их использовании. Основные параметры можно разделить на статические и динамические. К статическим параметрам относятся такие, которые определяют его состояние в установившемся режиме:

– пороговая чувствительность – минимальный разностный сигнал, который можно обнаружить компаратором и зафиксировать на выходе как логический сигнал;

– напряжение смещения $e_{см}$ – определяет смещение передаточной характеристики компаратора относительно идеального положения (для коррекции этого смещения используют балансировку);

– входные токи $I_{+вх}$ и $I_{-вх}$ – токи, протекающие через входные выводы компаратора;

– разность входных токов $\Delta I_{вх} = I_{+вх} - I_{-вх}$ – ток, протекающий через закороченные входы;

– напряжение гистерезиса $U_г$ – разность входных напряжений, вызывающих срабатывание компаратора при увеличении или уменьшении входного напряжения;

– коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осс}$ – отношение синфазного сигнала $U_{син}$ к дифференциальному сигналу $\Delta U_{вх}$, вызывающему срабатывание компаратора $K_{осс} = 20\lg(U_{син}/\Delta U_{вх})$; входное сопротивление – полное входное сопротивление для малого разностного сигнала;

– выходные логические уровни – значения напряжения $U^1_{вых}$ и $U^0_{вых}$;

– выходной ток $I_{вых}$ – ток, отдаваемый компаратором в нагрузку.

Некоторые из перечисленных статических параметров компаратора влияют на его суммарную погрешность. К таким параметрам относятся напряжение смещения $e_{см}$ нулевого уровня и его температурный коэффициент $de_{см}/dT$, входные токи $I_{вх}$ и их разность $\Delta I_{вх}$, а также напряжение гистерезиса $U_г$.

Гистерезис компаратора проявляется в том, что переход из состояния $U^0_{вых}$ в состояние $U^1_{вых}$ происходит при входном напряжении $\Delta U_{вх1}$, а возвращение из $U^1_{вых}$ в $U^0_{вых}$ – при напряжении $\Delta U_{вх2}$. Разность $\Delta U_{вх1} - \Delta U_{вх2}$ $= U_г$ называется напряжением гистерезиса (рисунок 2.24). Напряжение гистерезиса входит в полную погрешность компаратора, если $\Delta U_{вх}$ изменяет знак. Наличие гистерезиса связано с использованием в компараторе положительной обратной связи, которая позволяет устранить дребезг $U_{вых}$ при $\Delta U_{вх}$=0. Наличие гистерезиса приводит к появлению зоны неопределенности, внутри которой невозможно установить значение $\Delta U_{вх}$.

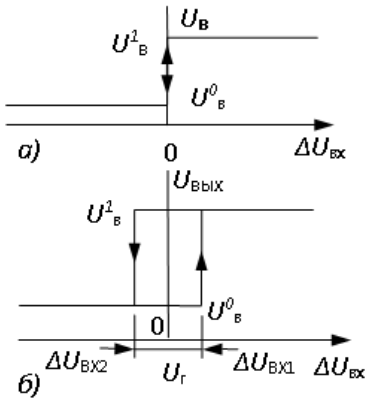


Рисунок 2.24 – Передаточная характеристика компаратора без гистерезиса *(а)* и с гистерезисом *(б)*

Основным динамическим параметром компаратора, определяющим его быстродействие, является время задержки распространения скачкообразного входного сигнала. Иногда это время называют временем переключения компаратора. Это время отсчитывают от момента подачи входного сигнала $\Delta U_{вх}$ до момента, когда выходной сигнал достигнет уровней $U^1_{вых}$ или $U^0_{вых}$. Время задержки распространения существенно зависит от уровня входного дифференциального сигнала $\Delta U_{вх}$. При увеличении напряжения $\Delta U_{вх}$ время задержки распространения уменьшается. При изменении входного напряжения на порядок время задержки изменяется примерно в 2,5 раза.

Классификация компараторов. Интегральные микросхемы компараторов можно разделить по совокупности параметров на три группы:

– общего применения ($t_{зд.р}$<300 нс, $K_у$< 100 дБ);

– быстродействующие ($t_{зд.р}$< 30 нс);

– прецизионные ($K_у$>100 дБ, $e_{см}$< 3мВ, $\Delta i_{вх}$<10 нА).

Кроме того, компараторы можно разделить на стробируемые и нестробируемые, а также с памятью и без памяти.

В таблице 2.1 приведены основные параметры двух быстродействующих компараторов со стробированием. Оба компаратора содержат по три дифференциальных каскада, что обеспечивает достаточно высокую пороговую чувствительность. Кроме того, они обладают повышенным быстродействием в режиме непрерывного стробирования.

Таблица 2.1 – Основные параметры быстродействующих компараторов

Параметры	Типы компараторов	
	КМ597СА11	КМ597С2А2
Выходные логические сигналы	ЭСЛ	ТТЛ
Пороговая чувствительность, мВ	0,25	0,25
Напряжение смещения, мВ	2	2
Входной ток, мкА	10	10
Разность входных токов, мкА	1	1
Коэффициент ослабления синфазного сигнала, дБ	80	80
Время задержки распространения, нс	6,5	12
Время разрешения выборки, нс	3	6
Максимальная частота стробирования, МГц	125	80
Наличие памяти	нет	есть

Компараторы общего применения имеют более скромные характеристики по сравнению с приведенными в таблице 2.1. Однако эти компараторы имеют свои преимущества – они потребляют меньшую мощность, могут работать при низком напряжении питания, и в одном корпусе располагается до четырех компараторов. Так, счетверенные компараторы среднего быстродействия и небольшого тока потребления типа К1401СА2 имеют время задержки распространения меньше 3 мкс, ток потребления 2 мА, коэффициент усиления 90 дБ и напряжение смещения нулевого уровня меньше 5 мВ.

Многие компараторы общего применения имеют на выходе транзистор с открытым коллектором, что позволяет подключать нагрузку этого транзистора к внешнему источнику питания, напряжение которого выбирается в зависимости от типа используемой логики. Значение сопротивления нагрузочного резистора выбирают в пределах 100...1000 Ом. Меньшие сопротивления обеспечивают более высокую скорость переключения.

Прецизионные компараторы отличаются от компараторов общего применения рядом улучшенных характеристик. Они имеют повышенный коэффициент усиления, меньшее пороговое напряжение переключения, пониженное напряжение смещения нулевого уровня и малый входной ток. Быстродействие этих компараторов обычно не очень высокое, время переключения – меньше 300 тыс. В качестве примера в таблице 2.2 приведены характеристики некоторых типов прецизионных компараторов. Наиболее высокие параметры имеет компаратор CMP-02 фирмы Precision Monolithics.

Таблица 2.2 – Основные параметры прецизионных компараторов

Параметр	Тип компаратора	
	СМР-02	К554СА3
Коэффициент усиления	500000	150000
Напряжение смещения, мВ	0,8	3
Входной ток, нА	3	10
Время переключения, нс	190	200

Компаратор К554СА3 производства завода "Альфа" (г. Рига) немного уступает ему по пороговой чувствительности и напряжению смещения нуля. Быстродействие этих компараторов практически одинаково.

Основные особенности аналоговых компараторов связаны с отсутствием в них частотной коррекции и большим коэффициентом усиления. В отличие от операционных усилителей в компараторах практически никогда не применяют отрицательную обратную связь, так как она понижает стабильность их работы. Специализированные компараторы напряжений имеют малые задержки, высокую скорость переключения, устойчивы к большим переключающим сигналам.

Для устранения многократных переключений в момент сравнения сигналов в компараторах часто используют положительную обратную связь. Положительная обратная связь обеспечивает надежное переключение компаратора и устраняет дребезг выходного напряжения в момент сравнения. Однако при введении положительной обратной связи создается зона неопределенности, обусловленная гистерезисом. Если сигнал на входе компаратора изменяется монотонно, то наличие гистерезиса не отражается на погрешности компарирования.

Напряжения на входах компаратора из-за отсутствия отрицательной обратной связи могут существенно отличаться. Поэтому для ограничения входного напряжения на входе компаратора часто устанавливают двухсторонний диодный ограничитель, схема которого приведена на рисунке 2.25.

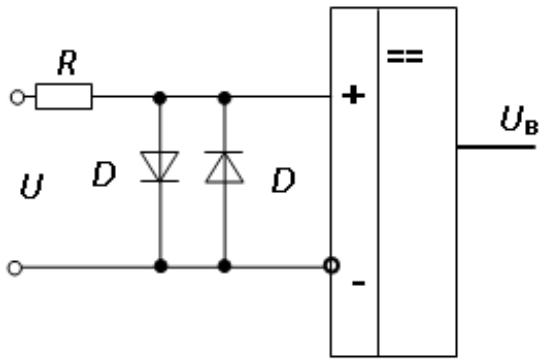


Рисунок 2.25 – Схема диодной защиты компараторов напряжения

Быстродействие компаратора существенно зависит от уровня входного дифференциального сигнала. С увеличением входного сигнала до определенного

значения время переключения уменьшается. Однако дальнейшее увеличение входного сигнала может привести к насыщению компаратора и снижению его быстродействия. В связи с этим в схеме двухстороннего ограничителя, приведенного на рисунке 2.25, рекомендуется использовать диоды Шоттки с малым падением напряжения. Рекомендуемое значение входного напряжения указывается в справочных данных на компаратор и обычно лежит в пределах 20... 100 мВ.

Отказ от отрицательной обратной связи приводит к еще одной особенности применения компараторов напряжения – снижению их входного сопротивления и увеличению входного тока. При увеличении входного напряжения свыше порогового значения у компараторов может резко увеличиться входной ток и понизиться входное сопротивление. Происходит это по двум причинам: резкое увеличение тока базы транзисторов дифференциального каскада и включение диодов защиты.

Для компарирования аналоговых сигналов можно применять операционные усилители. В этом случае для ограничения выходного напряжения в цепь отрицательной обратной связи ОУ включают стабилитрон с напряжением включения, зависящем от типа цифрового логического элемента. Основными недостатками компараторов на ОУ являются невысокое быстродействие и большое число внешних дискретных элементов. Время переключения таких компараторов обычно имеет значение 0,5…1,0 мкс. Для устранения паразитной генерации используется внешняя положительная обратная связь, с помощью которой формируется зона гистерезиса.

2.1.16 Электронный ключ

Электронный ключ предназначен для коммутации (переключения) тока в нагрузке. Если ключ идеален, то его сопротивление в разомкнутом состоянии равно бесконечности, а в замкнутом равно нулю. Электронный ключ отличается от идеального. В полупроводниковой ключевой схеме роль ключа выполняет биполярный транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, или полевой, включенный по схеме с общим истоком. Раньше широко применялись схемы на диодах (рисунок 2.26).

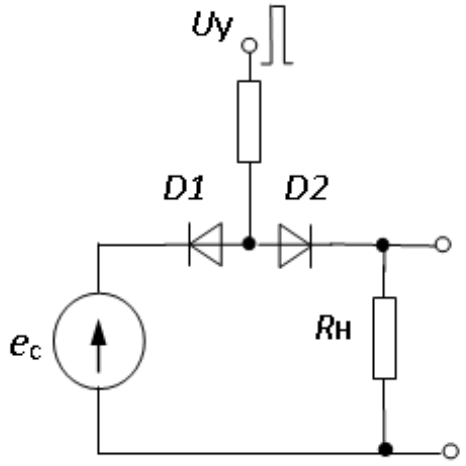


Рисунок 2.36 – Схема диодного ключа на двух диодах

Диодный ключ при отсутствии управляющего напряжения заперт. При подаче на аноды диодов положительного управляющего напряжения диоды отпираются, и ключ замыкается. Напряжение смещения диодного ключа определяется разностью прямых напряжений на диодах *D1* и *D2*. При подобранных диодах напряжение смещения лежит в пределах 1...5 мВ. Время коммутации определяется быстродействием диодов. Для диодных ключей обычно используются диоды Шотки или кремниевые эпитаксиальные диоды с тонкой базой. В этих диодах слабо выражены эффекты накопления носителей, и их инерционность в основном определяется перезарядом барьерной емкости. Дифференциальное сопротивление открытого диодного ключа равно сумме дифференциальных сопротивлений диодов и может лежать в пределах от 1 до 50 Ом.

Основным недостатком такого ключа является прямое прохождение управляющего сигнала через нагрузку $R_н$ и источник сигнала $e_с$. Для снижения напряжения помехи эту схему целесообразно использовать при малых сопротивлениях источника сигнала и сопротивления нагрузки. Кроме того, желательно увеличивать сопротивление $R_у$ для снижения тока в цепи управления. Однако следует учитывать, что снижение тока управления приводит к увеличению дифференциального сопротивления диодов.

Ключи на биполярных транзисторах более совершенны, чем диодные ключи и значительно чаще используются в электронных схемах. Простейший ключ на одном биполярном транзисторе приведен на рисунке 2.27. Он состоит из ключевого транзистора *T*1 и схемы управления на транзисторе *T*2. По структуре транзисторный ключ похож на двухдиодный ключ, изображенный на рисунке 2.26. При отсутствии тока базы транзистор *T*1 закрыт, и ключ разомкнут, а при протекании через базу тока управления $i_б > i_{б.нас}$ ключ замкнут. В этом случае коллекторный и эмиттерный переходы открыты и действуют так же, как открытые диоды в схеме рисунка 2.26.

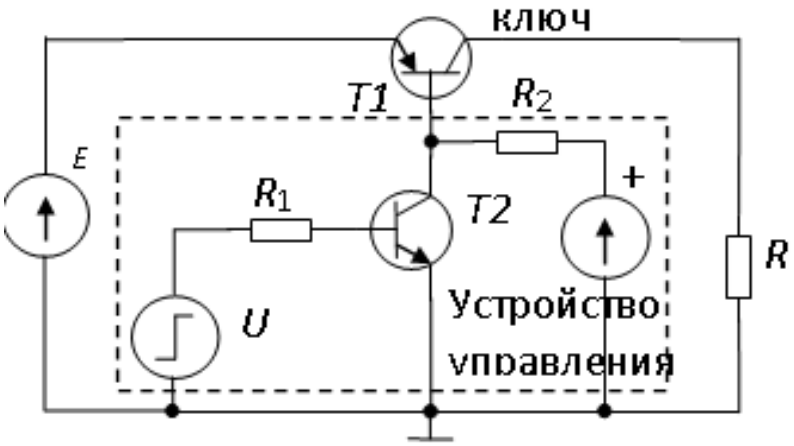


Рисунок 2.27 – Схема простого транзисторного ключа

Рассмотрим процессы в транзисторе, происходящие при работе в ключевом режиме (рисунок 2.28).

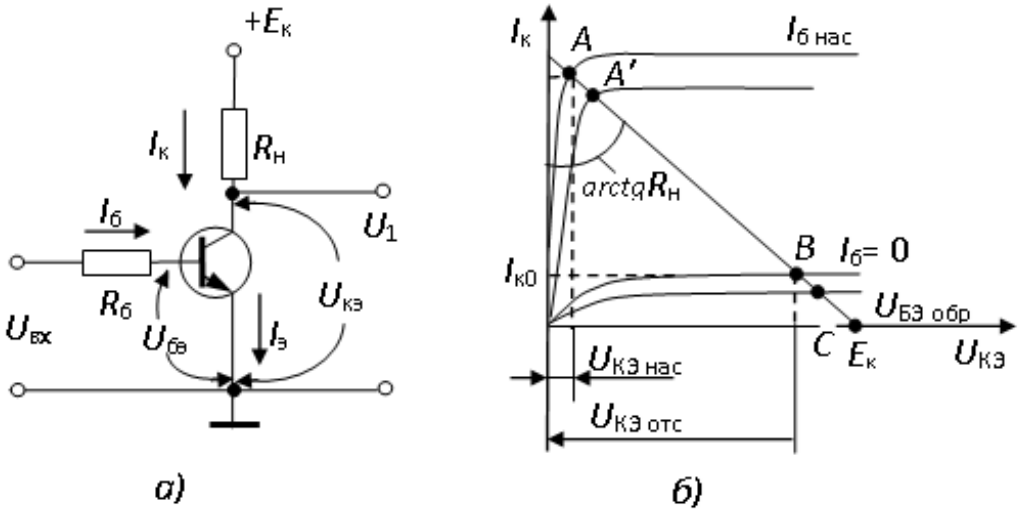


Рисунок 2.28 – Ключевая схема на биполярном транзисторе (а),
ее выходные вольт-амперные характеристики (б)

Управление таким ключом (рисунок 2.28, *а)* осуществляет сигнал $U_{вх}$. При $U_{вх}$=0 ток базы $I_Б$ тоже равен нулю, и состояние схемы определяется точкой *B* (рисунок 2.28, *б)* пересечения нагрузочной прямой с выходной характеристикой транзистора при $I_Б$=0. Транзистор находится в состоянии отсечки, что равносильно разомкнутому ключу, и выходное напряжение, определяемое потенциалом точки *К,* равно $U_{КЭ\ отс}$, т. е. несколько меньше, чем $E_к$. При $U_{вх}$, достаточном для создания базового тока $I_{Бнас,}$ переводящего транзистор в режим насыщения, напряжение $U_{кэ}$ составляет доли вольт. В этом случае состояние схемы определяется точкой *А,* что равносильно замкнутому ключу, и выходное напряжение равно $U_{кэнас}$, т. е. несколько выше нулевого уровня. Таким образом, транзистор ведет себя как *неидеальный ключ*.

Переключение транзистора из одного состояния в другое происходит не мгновенно, для этого требуется пусть небольшое, но конечное время. Именно это время определяет быстродействие всех цифровых устройств.

При протекании тока через биполярный транзистор в базе происходит накопление неосновных носителей. Причем чем больше коллекторный ток, тем больше носителей к этому моменту должно быть накоплено в базе, т. е. в базе создается заряд $q_б$. После того, как управляющее напряжение $U_{бэ}$ становится запирающим, коллекторный ток $I_к$ продолжает еще некоторое время оставаться неизменным за счет избытка носителей в базе. Этот отрезок времени $t_р$ называют *временем рассасывания* неосновных носителей из области базы. Лишь после времени $t_р$ происходит переход транзистора из состояния насыщения в состояние отсечки, и ток $I_к$ снижается до уровня $I_{ко}$, соответствующего запертому состоянию ключевой схемы (точка *B* на вольт-амперных характеристиках).

Этап рассасывания можно устранить, если транзистору после отпирания создать режим, когда он находится на границе между состоянием насыщения и активным режимом работы. Для этого в интегральных схемах используется диод Шоттки, включенный параллельно база-коллекторному переходу транзистора. Такая структура называется *транзистором Шоттки* (рисунок 2.29, *а, б).*

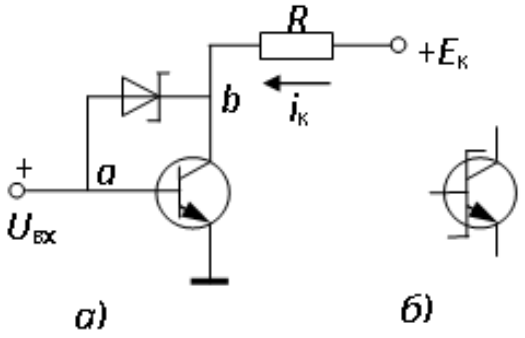


Рисунок 2.29 – Транзистор Шоттки: принципиальная схема (*а*), условное обозначение (*б*)

Напомним, что в активном режиме переход база – коллектор транзистора смещен в обратном направлении, т.е. потенциал базы, подключенной к $U_{вх}$, много ниже потенциала коллектора. С увеличением тока транзистора потенциал коллектора понижается и, приближаясь к насыщению, становится ниже потенциала базы. При этом в базе начинают накапливаться избыточные неосновные носители, повышая степень насыщения транзистора. Если бы в схеме на рисунке 2.29, *а* отсутствовал диод, то с увеличением тока потенциал точки *b* понизился бы настолько, что наступило насыщение транзистора. Этого в схеме не происходит, так как при незначительном (менее 0,1 В) понижении потенциала точки *b* относительно точки *a* отпирается диод Шоттки, и избыточный заряд удаляется из области базы в коллектор. Диод Шоттки в интегральном исполнении представляет собой контакт металла с коллекторной областью транзистора и составляет единую структуру.

Ключи на полевых транзисторах с управляющими *p-n*-переходами и с изолированным затвором в настоящее время получили преимущественное распространение в различных интегральных микросхемах. Прежде всего это связано с такими достоинствами этих ключей, как малые токи утечки, низкое потребление по цепи управления, отсутствие напряжения смещения, технологичность производства.

На быстродействие ключей существенным образом влияют переходные процессы в транзисторах. В этом отношении преимущественное применение находят полевые транзисторы с изолированным затвором, паразитные емкости у которых меньше. Наибольшее распространение получили ключи на комплементарной (согласованной) паре полевых транзисторов, один из которых имеет канал *p*-типа, а другой – канал *n*-типа.

Особенностью ключей на полевых транзисторах с изолированным затвором является сильная зависимость сопротивления открытого канала от коммутируемого сигнала, что приводит к модуляции проводимости канала входным сигналом и возникновению дополнительных нелинейных искажений. Для снижения искажений, вызванных модуляцией проводимости канала, в таких ключах ограничивают уровень входных сигналов и используют сравнительно большое сопротивление нагрузки ключа. Аналогичный эффект имеется и в полевых транзисторах с управляющим *p–n*-переходом, однако для его снижения на затвор подают сигнал управления, зависящий от входного сигнала.

На рисунке 2.30 приведена схема ключа на полевом транзисторе *T1* с управляющим *p–n*-переходом и каналом *p*-типа. Схема управления выполнена на транзисторе *T2*, а ее питание производится от источника напряжения *E*. Диод *D* необходим для того, чтобы напряжение затвор – исток оставалось равным нулю при любых значениях входных сигналов.

Для исключения модуляции проводимости канала входным сигналом затвор через сопротивление R_3 связан с напряжением источника сигнала e_c.

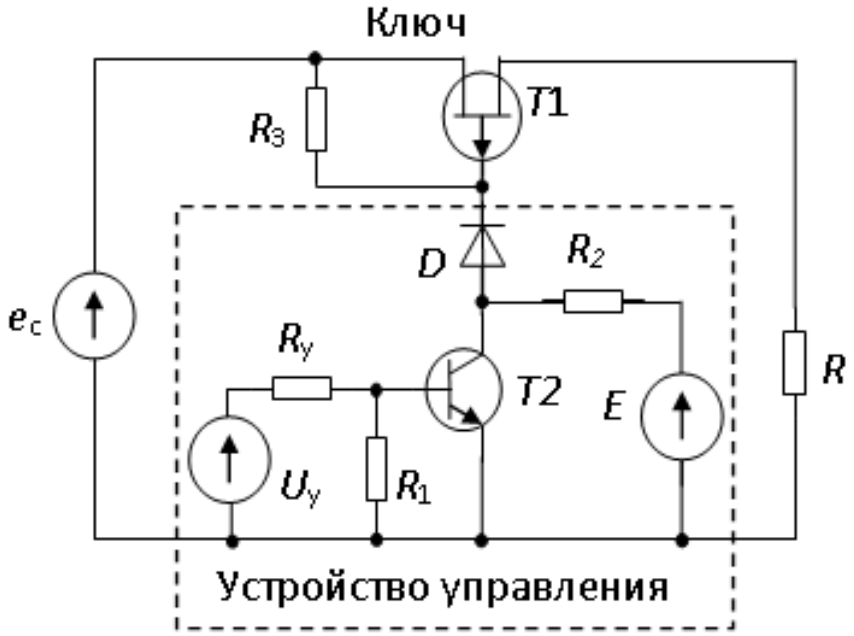


Рисунок 2.30 – Схема ключа на полевом транзисторе с управляющим *p–n*-переходом

Устройство управления работает следующим образом. Если напряжение управления равно нулю, то транзистор *T*2 заперт и напряжение +*E* через сопротивление R_2 и диод *D* подается к затвору транзистора *T*1 и запирает его. В результате этого ключ будет замкнут. Если напряжение управления включает транзистор *T*2, то анод диода *D* через насыщенный транзистор *T*2 соединяется с общей шиной, в результате чего напряжение на затворе *T*1 снижается почти до нуля и транзистор *T*1 отпирается, что эквивалентно замыканию ключа.

Ключи на полевых транзисторах с управляющим *p–n*-переходом входят в состав микросхем ряда серий: 284, КР504 и др. Так, микросхема 284 КН1 содержит три ключа на полевых транзисторах с управляющим *p–n*-переходом и каналом *n*-типа. Каждый ключ имеет параметры: сопротивление замкнутого ключа 250 Ом, ток утечки 10 нА, максимальная частота коммутации 1МГц.

Ключи на полевых транзисторах с изолированным затвором и индуцированным каналом *p*- и *n*-типа получили самое широкое распространение при создании коммутаторов. Основной особенностью этих ключей является то, что в исходном состоянии при нулевом напряжении на затворе они заперты. Обогащение канала носителями зарядов происходит только при подаче на затвор напряжения, превышающего пороговое напряжение. Токи утечки ПТИЗ определяются токами, которые протекают в закрытом транзисторе от истока и стока к подложке и имеют значение 1...10 нА при нормальной температуре. С повышением температуры они ведут себя как обратные токи 10^{11}... 10^{13}Ом, что при малой толщине диэлектрика под затвором (около 1 мкм) приводит к необходимости защиты от статического электричества. Одной из таких мер является установка защитных стабилитронов или диодов между затвором и каналом, однако это приводит к увеличению тока затвора, особенно с повышением температуры.

Ключи на ПТИЗ с каналом *p*-типа выпускаются в виде отдельных элементов и в составе сложных коммутаторов. Так, микросхемы 168КТ2 содержат сдвоенные ключи без схем управления. Такие ключи имеют пороговое напряжение от 3 до 6 В, прямое сопротивление не более 100 Ом, время включения и выключения около 0,3...0,5 мкс. Отсутствие в этой микросхеме устройств управления усложняет ее применение. Кроме отдельных транзисторов в качестве ключей широкое распространение получили схемы (рисунок 2.31), содержащие параллельное соединение двух ПТИЗ с разным типом проводимости канала (комплементарные транзисторы).

В таких ключах устранены многие недостатки ключей на одиночных транзисторах: устранена модуляция сопротивления канала входным сигналом, снижены помехи из цепи управления, сопротивление ключа в открытом состоянии и уменьшен ток утечки.

Для одновременного переключения транзисторов из включенного состояния в выключенное сигнал управления подается на затвор одного транзистора непосредственно, а на затвор другого – через инвертор.

При увеличении входного напряжения сопротивление *p*-канального транзистора увеличивается, а *n*-канального транзистора уменьшается. В результате этого параллельное соединение этих транзисторов имеет почти неизменное сопротивление r_0 в открытом состоянии, как показано на рисунке 2.31, *а*. Поскольку транзисторы ключа управляются сигналами противоположной полярности, то импульсы помех взаимно компенсируются, что позволяет снизить уровень входных сигналов.

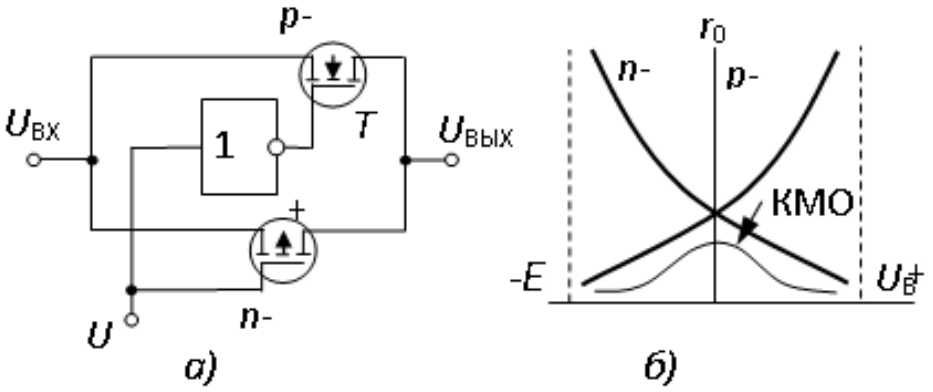


Рисунок 2.31 – Схема ключа на комплементарных транзисторах (*а*); зависимость его сопротивления от входного напряжения (*б*)

Ключи на комплементарных транзисторах широко используются в интегральных микросхемах. Они входят в состав микросхем серии К590, К591, К176, К561 и I564. Их сопротивление в открытом состоянии равно 20…100 Ом, они имеют время включения от 10 до 100 нс, обеспечивают выходной ток до 10 мА и потребляют по цепи питания мощность менее 1 мкВт.

2.1.17 Источники вторичного электропитания

Для любого электронного устройства необходим источник питания, который должен давать одно или несколько значений постоянного напряжения. Конечно, в качестве источника питания можно использовать гальванические батареи, но при большом потреблении мощности это неэкономично. В этом случае применяют специальные электронные устройства, обеспечивающие формирование требуемых питающих напряжений и называемые источниками электропитания.

2.1.18 Структура источников электропитания

Источники электрической энергии, необходимой для питания любой электронной аппаратуры, принято делить на источники первичного и вторичного электропитания.

К *первичным источникам электропитания* относят трехфазную (или однофазную) сеть промышленной частоты 50 Гц (для стационарной аппаратуры) и генераторы постоянного или переменного напряжения повышенной частоты 400…500 Гц. Химические гальванические элементы и солнечные батареи используются только для питания бортовой аппаратуры, устанавливаемой на подвижных объектах и требующей автономного электропитания.

Источники вторичного электропитания (ИВЭП) выполняют функции преобразования вида тока (переменный – постоянный), стабилизации и регулировки напряжения или тока, фильтрации различных помех, возникающих при переключении, стабилизации и регулировке напряжения и т.д. Многие отечественные и зарубежные фирмы выпускают источники вторичного электропитания (ИВЭП) в готовом виде, удобном для встраивания в различные изделия. Это, как правило, хорошо отработанные, малогабаритные, высокоэкономичные конструкции с защитами различного вида.

По виду преобразования ИВЭП различают:

– сетевые источники – преобразователи переменного напряжения в постоянное (AC–DC);

– конверторы – преобразователи постоянного напряжения в постоянное (DC–DC);

– инверторы – преобразователи постоянного напряжения в переменное (DC–AC);

– преобразователи частоты (AC–AC).

Подавляющая часть устройств информационно-вычислительных систем потребляет электрическую энергию в виде постоянного тока. Если первичным источником служит сеть переменного тока $U_{\sim}$, то источник вторичного электропитания чаще всего имеет структуру, приведенную на рисунке 2.33, *а*. Мощный трансформатор *T*, как правило, понижает напряжение, затем оно преобразуется выпрямителем $B_{в}$ в постоянное напряжение, пульсации которого сглаживаются фильтром *Ф*, и при необходимости уровень этого напряжения с

помощью стабилизатора *Ст* поддерживается неизменным, не зависящим от изменений напряжения сети, температуры, тока нагрузки *Н* и других дестабилизирующих факторов.

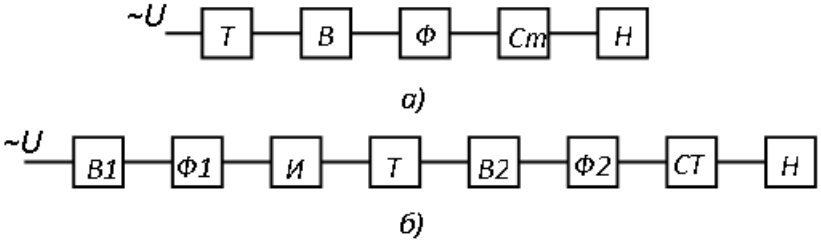


Рисунок 2.33 – Структура вторичных источников питания

Источники вторичного электропитания являются неотъемлемой частью любой электронной аппаратуры и в значительной степени определяют ее технико-экономические показатели. На долю источников питания нередко приходится до 40% от общей массы и объема аппаратуры, поэтому одной из задач, стоящих перед проектировщиками, является их комплексная миниатюризация.

Из всех узлов ИВЭП наиболее громоздкие, как правило, узлы, выполненные на магнитопроводах из ферромагнитных материалов (трансформаторы и дроссели фильтров).

Стремление уменьшить массу и габаритные размеры источников электропитания привело к структурной схеме, называемой «импульсные ИВЭП» (рисунок 2.33, *б)*. В этой структуре переменное напряжение первичной сети сначала выпрямляется *В1* и фильтруется *Ф1*, а затем инвертируется в инверторе *И* в переменное, но с частотой 20...100 кГц. На этой частоте напряжение трансформируется *Т* до нужного уровня, вновь выпрямляется *В2*, фильтруется *Ф2* и при необходимости стабилизируется *Ст*. Масса и габариты магнитопровода трансформатора и дросселя обратно пропорциональны частоте переменного тока. Поэтому на высокой частоте происходит резкое уменьшение размеров трансформатора и фильтра *Ф2*. За счет этого источник получается значительно меньше по массе и габаритам, несмотря на большее число узлов и двойное преобразование вида тока.

2.1.19 Выпрямительные устройства

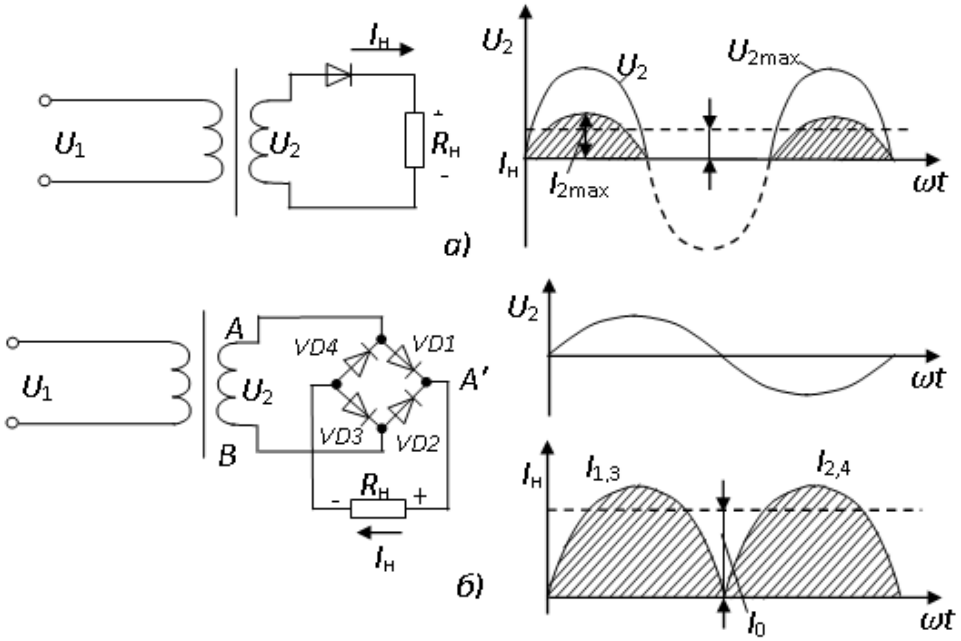
Выпрямители служат для преобразования переменного (синусоидального) напряжения в напряжение постоянного тока с помощью полупроводниковых выпрямительных диодов.

В схеме *однополупериодного выпрямителя* (рисунок 2.34, *а)* ток $I_н$ через диод проходит в нагрузку $R_н$, только в положительные полупериоды напряжения U_2, так как в отрицательные полупериоды оно запирает диод. Ток в нагрузке (заштрихован) имеет прерывистый характер, а его постоянная составляющая I_0 представляет собой среднее значение тока, протекающего за период, и создает

на нагрузке постоянную составляющую напряжения, равную (согласно разложению функции в ряд Фурье):

$$U_0 = I_0 R_н = \left(\frac{I_{2\max}}{\pi}\right) R_н = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} = 0{,}45U_2,$$

где U_{2max} и U_2 – амплитудное и действующее значения синусоидального напряжения вторичной обмотки трансформатора.



а – однополупериодный выпрямитель; *б* – двухполупериодный

Рисунок 3.34 – Выпрямительные устройства и графики, поясняющие работу

В отрицательный полупериод к запертому диоду приложено обратное напряжение $U_{обр} = U_{2max} = \pi U_0$, поэтому диод выбирают так, чтобы его допустимое обратное напряжение удовлетворяло условию $U_{обрдоп} > \pi U_0$, а допустимый через диод ток – условию $I_{ср\ доп} > I_0$.

Схема *двухполупериодного выпрямителя* состоит из четырех диодов, включенных по так называемой мостовой схеме (рисунок 2.34, *б)*. Напряжение U_2 в положительный полупериод открывает диоды *VD1* и *VD3*, и от точки *A* к точке *B* по цепи *VD–R–VD3* протекает ток нагрузки $I_n = I_{1,3}$. При этом диоды *VD1* и *VD4* заперты. В отрицательный полупериод напряжение U_2 открывает диоды *VD1* и *VD4*, и ток $I_n = I_{2,4}$ течет от точки *B* к точке *A* по цепи *VD2–R–V–D4*, проходя по нагрузке в одном и том же направлении. В этой схеме постоянные составляющие тока I_0 и напряжения U_o в два раза выше, чем в однополупериодной схеме:

$$I_0 = \left(\frac{2}{\pi}\right) I_{\max} \quad \text{и} \quad U_0 = \left(\frac{2}{\pi}\right) U_{2\max} = \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right) U_2 = 0{,}9U_2.$$

Оценим обратное напряжение, приложенное, например, к диоду *VD2* в положительный полупериод напряжения U_2. При открытом диоде *VDI* потенциал точки *А* близок к положительному потенциалу точки *А* обмотки трансформатора, а ее отрицательный потенциал точки *В* приложен к другому выводу диода *VD2*. Значит, к диоду *VD2* приложено обратное напряжение вторичной обмотки трансформатора $U_{обр}=U_{2max}$, т. е. такое же, как и в однополупериодной схеме. Ток, протекающий через каждый из диодов, $I_{ср}= I_o/2$, т.е. в два раза меньше, чем в однополупериодном выпрямителе.

Пример 3. Найти параметры диодов и коэффициент трансформации трансформатора для мостовой схемы выпрямителя (рис. 2.29, б), если необходимо получить мощность в нагрузке P_o= 600 Вт и напряжение U_o= 115 В при напряжении сети 220 В (нагрузка чисто активная).

Р е ш е н и е. Напряжение вторичной обмотки трансформатора должно быть:

$$U_2=U_o/0,9 =115/0,9 =127 \text{ В}.$$

Следовательно, необходим понижающий трансформатор с коэффициентом трансформации К= 220 / 127 = 1,73. Постоянный ток в нагрузке:

$$I_0 = P_0/ U_0 = 600/115 = 5,2 \text{ А}.$$

Следовательно, необходимы диоды, допустимый ток которых $I_{ср.доп}\geq$ 5,2/2 =2,6 А, а допустимое обратное напряжение:

$$U_{обр.доп} \geq U_{2\max} = \sqrt{2}\cdot U_2 = \sqrt{2}\cdot 127 = 180 \text{ В}.$$

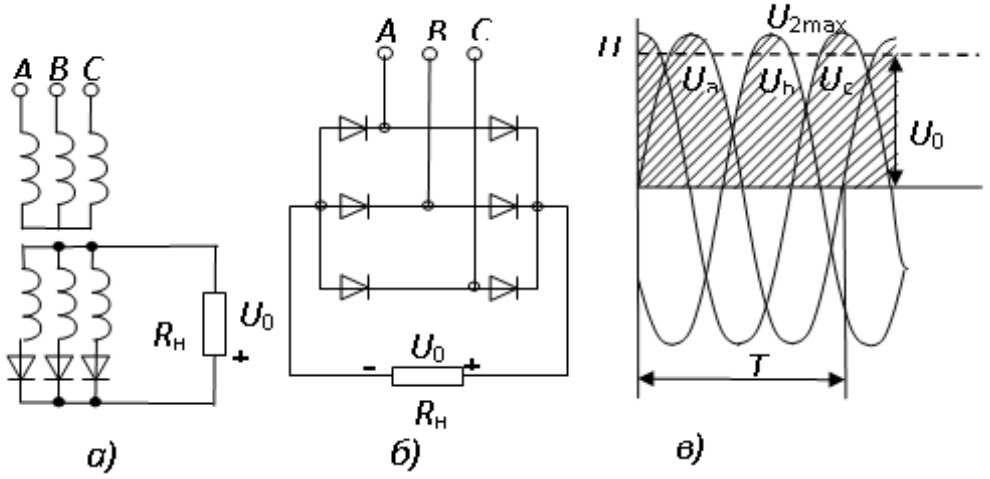
Трехфазные выпрямители применяют при больших мощностях, так как они равномерно нагружают трехфазную сеть.

Вторичная обмотка трансформатора, соединенная звездой с нулевым проводом, подключена к нагрузке *Д* через три диода (рисунок 2.35, *а)*. Ток через каждый диод протекает в течение 1/3 периода *Т,* когда напряжение фазной обмотки, с которой соединен диод, выше напряжения обмоток двух других фаз. На рис. 2.35, *в* заштрихована форма напряжения, подаваемого к нагрузке и имеющего значительно меньшие пульсации, чем на схеме рисунка 2.34. В трехфазном выпрямителе соотношения для чисто активной нагрузки таковы:

$$U_0 = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi}\right)U_{2\max} = 0,827U_{2\max} = 1,17U_{2\max};$$

$$U_{обр} = \sqrt{3}U_{2\max} = 2,09U_0,$$

где U_{2max} и U_2 – амплитудное и действующее значения фазного напряжения, а средний ток через диод $I_{ср} = I_0/3$.



а – однополупериодный, *б* – мостовой, *в* – график, поясняющий работу выпрямителя

Рисунок 2.35 – Трехфазные выпрямители

В *мостовом трехфазном выпрямителе* (рисунок 2.35, *б)* соотношения для чисто активной нагрузки равны:

$$U_0 = \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi}\right)U = 1{,}35U \;; \quad U_{обр} = 1{,}05U_0,$$

где U_m и U– амплитудное и действующее значения линейного напряжения сети, а средний ток через каждый диод $I_{ср} = I_0/3$.

Пример 4. Чему равно выпрямленное напряжение мостового трехфазного выпрямителя (рисунок 2.29, *б*), подключенного к сети с линейным напряжением U= 380 В, и на какое обратное напряжение должны быть рассчитаны диоды?

Р е ш е н и е. Постоянное напряжение равно U_0 =1,35 380 =513 В, и диоды должны быть рассчитаны на обратное напряжение:

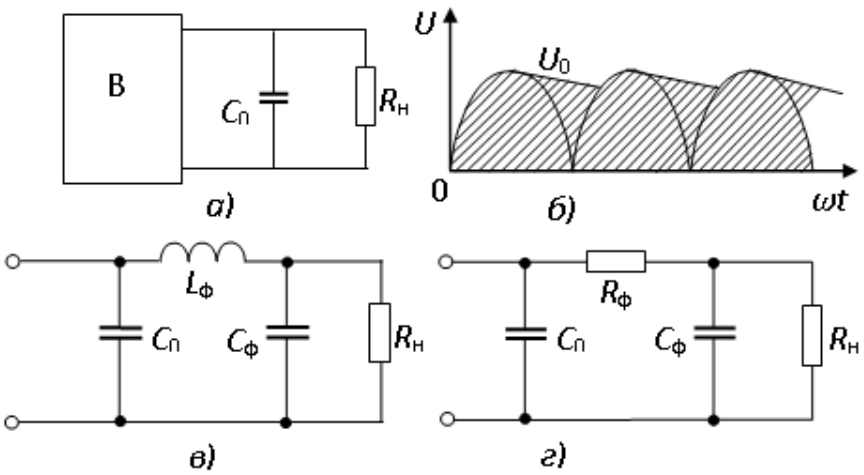
$$U_{обр}=U_{max}=\sqrt{2}U=\sqrt{2}\cdot 380=537 \text{ В}.$$

2.1.20 Сглаживающие фильтры

Для питания электронной аппаратуры допускается пульсация напряжения, не превышающая долей процента, однако на выходе выпрямителей пульсации значительно больше. Для их уменьшения применяют сглаживающие фильтры, которые должны максимально уменьшить (подавить) переменные составляющие и с возможно меньшими потерями пропустить постоянную составляющую выпрямленного напряжения.

Простейшим фильтром служит конденсатор, включенный на выходе выпрямителя *В* параллельно нагрузке (рисунок 2.36, *а),* который запасает энергию, заряжаясь во время возрастания напряжения выпрямителя, и отдает ее, разряжаясь на сопротивление нагрузки, когда оно снижается. На рисунке 2.36, *б*

показана форма напряжения на конденсаторе U_c (а значит, и на параллельно включенном $R_н$) при двухполупериодном выпрямителе. Для дальнейшего снижения пульсаций применяют *Г*-образные *LC*-фильтры (рисунок 2.36, *в*).



а – *RC*-фильтр, *б* – график, поясняющий работу фильтра,
в – *LC*-фильтр, *г* – *П*-образный фильтр

Рисунок 2.36 – Сглаживающие фильтры

Индуктивное сопротивление $X_L=\omega L_ф$ стремятся сделать значительно больше $R_н$ для того, чтобы переменные составляющие выпрямленного напряжения с частотами пульсаций от основной ω и выше «задерживались» фильтром в виде падения напряжения на X_L, не достигая нагрузки. Емкостное же сопротивление $X_c= 1/ \omega C_ф$ выполняют значительно меньше, чем $R_н$, для того, чтобы переменные составляющие выпрямленного тока замыкались через X_c, минуя $R_н$. При этом постоянная составляющая тока, для которой $X_L= 0$, $X_c= \infty$, не создает падения напряжения на $L_ф$ и не замыкается через $C_ф$, целиком поступая в нагрузку.

Недостатком *LC*-фильтров является громоздкость и трудность изготовления индуктивности в микроэлектронном исполнении. Поэтому в интегральных микросхемах при токах нагрузки в несколько миллиампер используют *RC*-фильтры (рисунок 2.36, *г),* несмотря на их несколько худшие сглаживающие свойства и меньшие КПД.

2.1.21 Стабилизаторы напряжения

Стабилизатором напряжения называется устройство, автоматически поддерживающее напряжение на нагрузке при изменении в определенных пределах таких дестабилизирующих факторов, как напряжение первичного источника, сопротивление нагрузки, температура окружающей среды. Существует три вида стабилизаторов: параметрические, компенсационные и импульсные.

Параметрический стабилизатор напряжения (ПСН) использует элементы, в которых напряжение остается неизменным при изменении протекающего через них тока. Такими элементами являются стабилитроны, в которых при изменении тока в очень широких пределах падение напряжения изменяется на доли процента. Параметрические стабилизаторы применяются, как правило, в качестве источников опорного (эталонного) напряжения в мощных компенсационных стабилизаторах (рисунок 2.37) или для стабилизации напряжения в высокоомных цепях (когда $R_н$ велико).

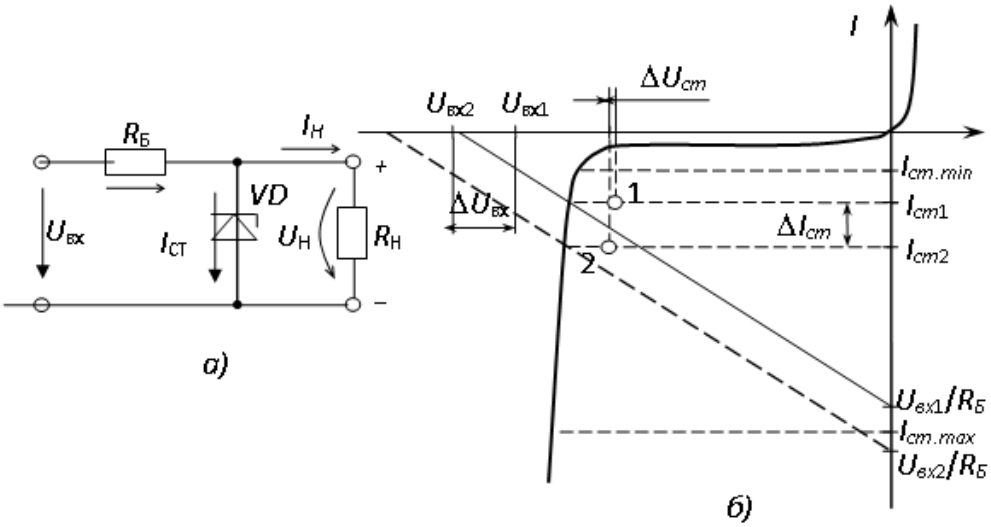


Рисунок 2.37 – Схема стабилизатора (*а*) и график, поясняющий его работу (*б*)

Принцип работы ПСН заключается в поддержании неизменного напряжения на нагрузке U_H за счет перераспределения токов, протекающих через балластный резистор $R_Б$ и стабилитрон *VD*. Стабилитрон *VD* включен встречно, поэтому следует рассматривать его отрицательную ВАХ. Рабочая точка на ней должна находиться в пределах рабочего участка (рисунок 2.37, *б*). Нагрузка включена параллельно стабилитрону, поэтому $U_н = U_{ст} = U_{вх} - I_{ст}R_Б$. Решением уравнения будет являться точка пересечения ВАХ стабилитрона и нагрузочной характеристики для текущего входного напряжения $U_{вх}$. На рисунке 2.37 показаны две точки 1 и 2 для двух значений входного напряжения $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$. Если сравнить изменения напряжения на входе $\Delta U_{вх}$ и выходе $\Delta U_{ст}$, то налицо эффект стабилизации выходного напряжения. Очевидно, что входное напряжение должно быть несколько выше выходного. Резистор $R_б$ называют балластным потому, что он «гасит» избыток входного напряжения. При расчете ПСН необходимо следить, чтобы ток стабилитрона находился в пределах $I_{ст.min} \le I_{ст} \le I_{ст.max}$. Следует иметь в виду, что стабилизирующие свойства стабилитрона напрямую зависят от его дифференциального сопротивления $R_д$ на участке стабилизации (чем меньше $R_д$, тем круче наклон характеристики и, следовательно, выше стабилизация).

Основным параметром стабилизатора является *коэффициент стабилизации* – отношение относительного изменения напряжения на входе к относительному изменению напряжения на выходе:

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх}}{\Delta U_{вых} / U_{вых}},$$

Для ПСН:

$$K_{ст} \approx \frac{R_Б U_{ст}}{R_д U_{вх}}$$

и составляет от нескольких единиц до нескольких десятков.

Недостатками ПСН являются:

– малый КПД (из-за использования балластного резистора и значительного дополнительного тока через стабилитрон);

– малый коэффициент стабилизации $K_{ст}$ (для его увеличения включают два каскада ПСН);

– невозможность регулирования выходного напряжения;

– низкая термостабильность.

Компенсационный стабилизатор напряжения (КСН) представляет собой систему автоматического регулирования (рисунок 2.38).

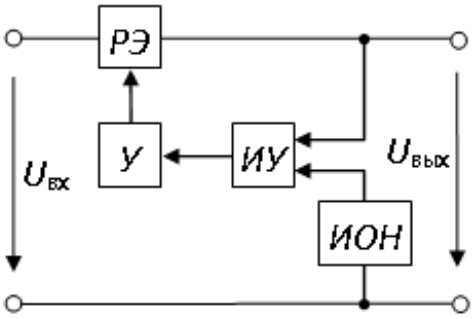


Рисунок 2.38 – Структурная схема компенсационного стабилизатора напряжения

Он также относится к СН непрерывного действия. Сущность компенсационного метода стабилизации напряжения состоит в том, что в процессе работы с помощью измерительного устройства *ИУ* осуществляется сравнение выходного напряжения с опорным или эталонным, вырабатываемым источником опорного напряжения, *ИОН*. Разностное напряжение усиливается усилителем *У* и подается на регулирующий элемент *РЭ*, сопротивление которого изменяется прямо пропорционально изменению выходного напряжения.

Помимо последовательного включения *РЭ* используется вариант его параллельного включения с добавлением балластного резистора (как в ПСН, имеем *РЭ* с регулируемым $R_д$), но по причине низкого КПД вариант используется редко.

В качестве *ИУ* часто используется ОУ (он имеет дифференциальный вход и высокий коэффициент усиления напряжения), а в качестве *РЭ* – транзистор.

Для примера на рисунке 2.39 приведена принципиальная схема КСН, который обеспечивает $K_{ст}$ не менее 1000. Резисторы *R4–R6* образуют регулируемый делитель выходного напряжения, выход которого подключен к инвертирующему входу ОУ *DA1*. На неинвертирующий вход ОУ подается опорное напряжение с ПСН (*R3*, *VD2*), выполняющего роль *ИОН*. Цепью *R1*, *VD1*, *R2* задается необходимый режим *РЭ* на транзисторе *VT1*. На указанную цепь воздействует выходное напряжение *У* на ОУ. В норме, когда выходное напряжение равно номинальному, на выходе ОУ – нулевое напряжение, и транзистор *VT1* находится в расчетном активном режиме. При понижении выходного напряжения (по любым причинам) на выходе ОУ появляется отрицательное напряжение, изменяющее режим транзистора в сторону его меньшего сопротивления перехода *к–э*. Падающее на нем напряжение уменьшается, что ведет к увеличению напряжения на выходе КСН.

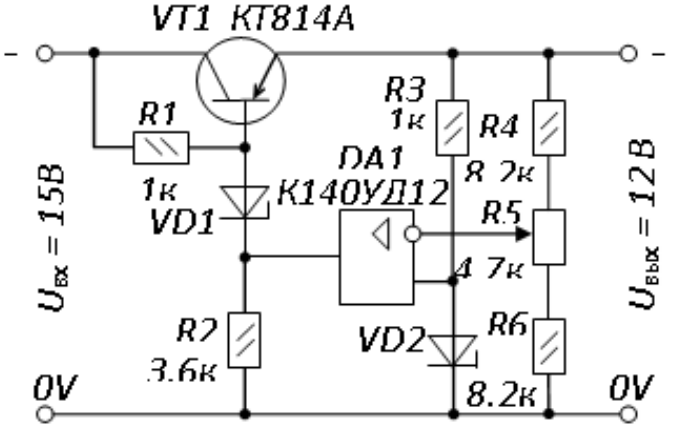


Рисунок 2.39 – Компенсационный стабилизатор напряжения

В настоящее время выпускаются готовые КСН в интегральном исполнении (ИСН) как с возможностью регулирования, так и с фиксированными значениями выходного напряжения. В качестве примера можно назвать российскую серию 142 (положительные напряжения) и 1162 (отрицательные напряжения), являющимися аналогами зарубежных ИСН соответственно серий 78xx и 79xx.

На рисунке 2.40 приведена типовая схема включения и цоколевка ИСН серии КР142. Конденсаторы *C1* и *C2* должны иметь емкость не менее 10 мкФ для алюминиевых типов, они предназначены для устранения возможного самовозбуждения ИСН. Корпусы компонентов типизированы. Указанные ИСН выпускают в корпусе ТО220. Отверстие во фланце корпуса предназначено для крепления ИСН на радиатор для отвода тепла.

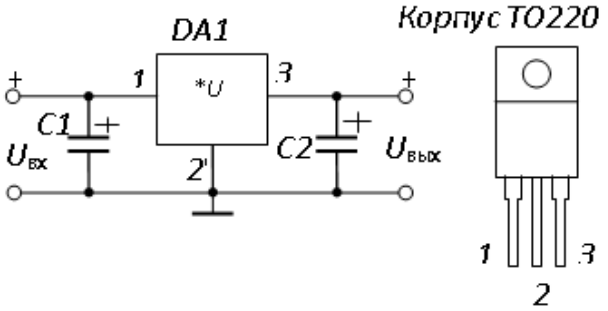


Рисунок 2.40 – Схема включения и цоколевка ИСН серии 142

Несмотря на миниатюрное исполнение, ИСН серии КР142 имеют достаточно высокие параметры и включают защиту от перегрузки и перегрева.

КСН имеют КПД более высокий, чем ПСН, но все равно небольшой из-за потери значительной мощности на *РЭ*, работающего в активном режиме.

В рассмотренных стабилизаторах напряжения регулирующий транзистор всегда открыт, а само регулирование осуществляется путем изменения степени его открытия, т.е. линейно. Поэтому такие стабилизаторы называются *линейными*.

Импульсный стабилизатор напряжения. Очевидно, чтобы поднять КПД, необходимо отказаться от активного режима работы регулирующего элемента и перейти в режим ключа, когда РЭ может находиться только в двух состояниях – режимах отсечки и насыщения. В первом режиме ток через РЭ не проходит, и потери мощности в нем равны нулю. Во втором режиме РЭ обладает минимально возможным (близким к нулю) сопротивлением, следовательно, потери в нем будут небольшими.

Режим работы СН, когда РЭ работает в активном режиме, называют *непрерывным*, а когда РЭ работает в режиме ключа – *импульсным*. Любое устройство, в зависимости от режима работы, относят к устройствам непрерывного действия или импульсного.

Схема импульсного СН (рисунок 2.41) напоминает структуру последовательного КСН.

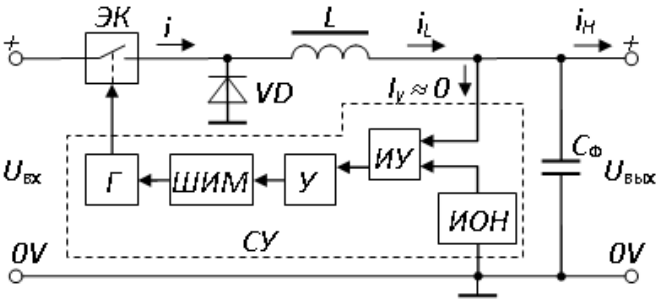


Рисунок 2.41 – Схема импульсного стабилизатора

Таким же образом усиливается дифференциальное напряжение, полученное с помощью измерительного устройства *ИУ*, которое сравнивает выходное напряжение с опорным. Далее усиленное напряжение рассогласования поступает на *ШИМ* – широтно-импульсный модулятор, который изменяет

ширину вырабатываемых генератором *Г* однополярных прямоугольных импульсов. В свою очередь, электронный ключ *ЭК* управляется импульсами от генератора: он замкнут на протяжении импульса и разомкнут в паузах между ними. В моменты замкнутого *ЭК* в нагрузке и индуктивности *L* протекает нарастающий электрический ток (контур $+U_{вх}$ – *L*– нагрузка – *0V*). В моменты, когда *ЭК* разомкнут, индуктивность является источником энергии, которую она накопила при нарастающем токе. Контур с током образуется благодаря обратно включенному диоду *VD* (*L* – нагрузка – *VD*). Среднее выходное напряжение будет обратно пропорционально *скважности импульсов* $Q = T/t_и$, поступающих от *Г*. Здесь *T* – период следования импульсов (в системах с ШИМ является постоянной величиной), $t_и$ – продолжительность импульса.

Амплитуда пульсаций выходного напряжения импульсного СН падает с ростом частоты генератора *Г*, поэтому современные стабилизаторы работают на частотах 30…1000 кГц и даже выше.

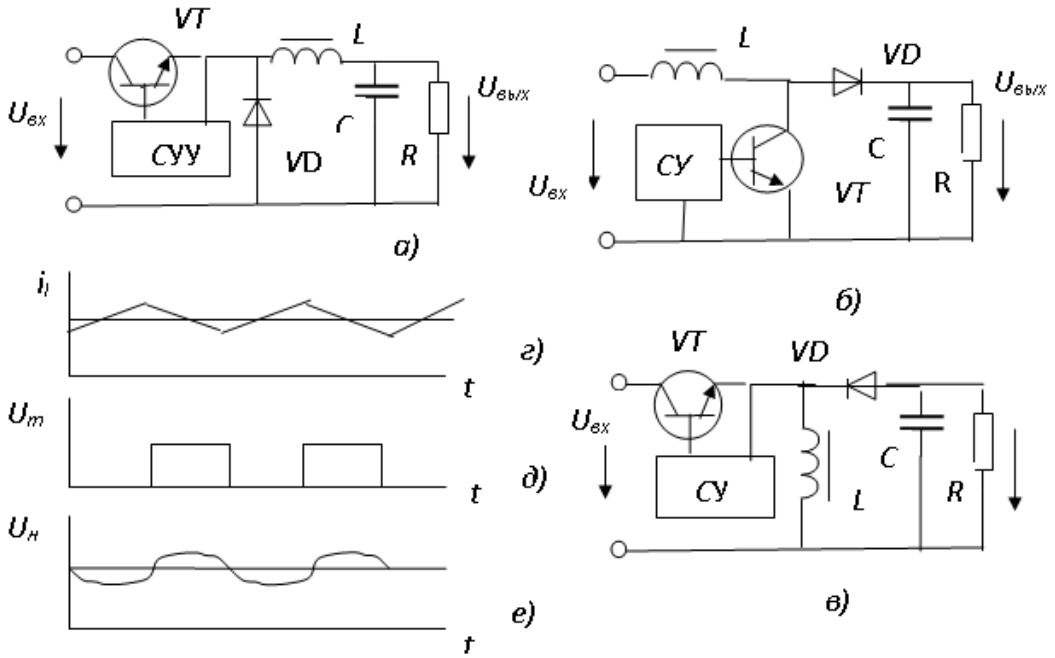
В настоящее время ШИМ-контроллеры, представляющие систему управления СУ импульсного СН, а иногда и УЭ, изготовляют по интегральной технологии. Поэтому сложные импульсные СН могут оказаться более простыми схемотехнически по сравнению с КСН, если использовать специализированные микросхемы.

Импульсные стабилизаторы обеспечивают более высокий КПД, так как в полностью открытом состоянии падение напряжения на транзисторе очень небольшое, а следовательно, мощность, рассеиваемая на транзисторе, гораздо меньше той мощности, которая рассеивается в линейных стабилизаторах.

Поскольку регулирование напряжения осуществляется путем изменения ширины импульсов *t*, этот принцип работы получил название *широтно-импульсной модуляции* (ШИМ).

2.1.22 Преобразователи постоянного напряжения

Преобразователи постоянного напряжения (DC-DC-преобразователи) управляют энергией, поступающей от источника постоянного напряжения (например, аккумулятора), преобразуя это напряжение по величине. Имеются схемы понижающих, повышающих и инвертирующих DC-DC-преобразователей. Преобразователи понижающего типа имеют напряжение на выходе меньшее, чем на входе. Принцип работы такого преобразователя можно прояснить с помощью схемы (рисунок 2.42, *а*).



а – понижающий, *б* – повышающий, *в* – инвертирующий, *г* – график тока в дросселе, *д* – напряжение на транзисторе, *е* – напряжение на нагрузке

Рисунок 2.42 – DC–DC-преобразователи

Транзисторный ключ *VT*, управляемый схемой *СУ*, подключает дроссель *L* и нагрузку *R* на время импульса $t_и$ к источнику входного напряжения $U_{вх}$. При этом ток в дросселе i_L возрастает практически по линейному закону (рисунок 2.42, *г*). За время паузы $t_п$ ток i_L, проходя через нагрузку *R* и диод *VD*, спадает до i_{Lmin} (рисунок 2.42, *д*) в режиме непрерывных токов или до нуля в режиме прерывных токов. В установившемся режиме изменение тока дросселя за один период равно нулю или $\Delta i_L = 0$ (на сколько ток возрастает, на столько же он уменьшается). Следовательно, среднее значение напряжения на дросселе за период тоже остается постоянным. Учитывая, что при включенном транзисторе напряжение на дросселе $U_L = U_{вх} - U_{вых}$, а при выключенном $U_L = - U_{вых}$, получим $(U_{вх} - U_{вых})\, t_и - U_{вых} t_п = 0$ или $U_{вых} = U_{вх} t_и / (t_и + t_п)$.

Изменяя соотношение длительности импульса $t_и$ и паузы $t_п$, получают на выходе (рисунок 2.42, *е*) среднее значение напряжения $U_{вых} < U_{вх}$. Габариты и масса такого преобразователя уменьшаются при увеличении частоты переключения транзистора, однако при этом увеличиваются потери во всех элементах схемы. Приемлемый компромисс достигается при частотах в сотни килогерц. Но сопротивление нагрузки и напряжение на ней уменьшается по экспоненциальному закону.

После выключения транзистора ток дросселя i_L замкнется через диод *VD* и сопротивление нагрузки, подзаряжая при этом конденсатор *C*.

Напряжение на дросселе $$u_L = L\frac{di}{dt} = L\frac{\Delta i_L}{\Delta t}.$$

Учитывая, что среднее значение напряжения на дросселе остается неизменным, и при включенном транзисторе напряжение на дросселе $U_L = U_{вх}$, а при выключенном $U_{вх} - U_{вых}$, получим $U_{вх}t_и+(U_{вх}- U_{вых})t_п= 0$. Откуда следует $U_{вых}= U_{вх}(t_и+t_п)/t_и$.

В инвертирующем преобразователе (рисунок 2.42, *в*) при включении транзистора ток источника замыкается через дроссель. При выключении транзистора ток дросселя в соответствии с законом коммутации сохраняет свое значение и замыкается через нагрузку и диод, создавая напряжение на нагрузке, противоположное входному напряжению. В установившемся режиме средний ток через дроссель и напряжение на нем остаются неизменными.

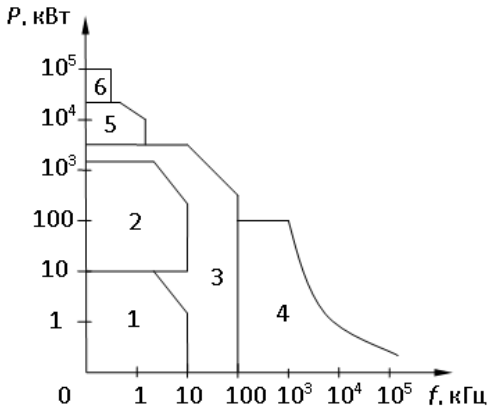
Поэтому: $U_{вх}t_и + U_{вых}t_и= 0$, или $U_{вых}= U_{вх}t_и/t_п$.

Изменяя соотношение времени импульса $t_и$ и паузы $t_п$, можно получить повышение или понижение напряжения на выходе преобразователя.

Рассмотренные преобразователи используются часто как регуляторы напряжений. Хотя инвертирующий преобразователь является более универсальным, применяется он реже двух других, поскольку при прочих равных условиях требует больших значений индуктивности *L* и емкости *C* и поэтому имеет большие габариты и массу. Кроме рассмотренных имеется большое число других схем *DC–DC*-преобразователей. Все они, как правило, дополняются фильтрами на входе и выходе, соответственно, для уменьшения импульсных помех по питанию и уменьшения пульсаций выходного напряжения.

2.1.23 Силовые устройства на основе тиристоров и мощных транзисторов

К силовым устройствам относят такие электронные устройства, которые обеспечивают преобразование энергии в электрических цепях, токи в которых измеряются десятками, сотнями и даже тысячами ампер (рисунок 2.43), а величины напряжения – сотнями и тысячами вольт.



Области применения силовых транзисторов: 1 – биполярных; 2 – SIT; 3 – IGBT; 4 – МДП; 5 – запираемых тиристоров; 6 – сверхмощных тиристоров

Рисунок 2.43 – Области применения силовых транзисторов

Эти устройства бывают следующих видов:

– регулируемые выпрямители (преобразуют переменное напряжение в постоянное, регулируемое по величине);

– преобразователи частоты (преобразуют переменное напряжение одной частоты в переменное напряжение другой, регулируемой частоты);

– инверторы (преобразуют постоянное напряжение в переменное).

Управляемые выпрямители. Управляемые выпрямители на основе тиристоров позволяют изменять постоянную составляющую напряжения U_0 от нуля до максимального значения, определяемого формулами для диодных выпрямителей, при неизменном напряжении сети переменного тока.

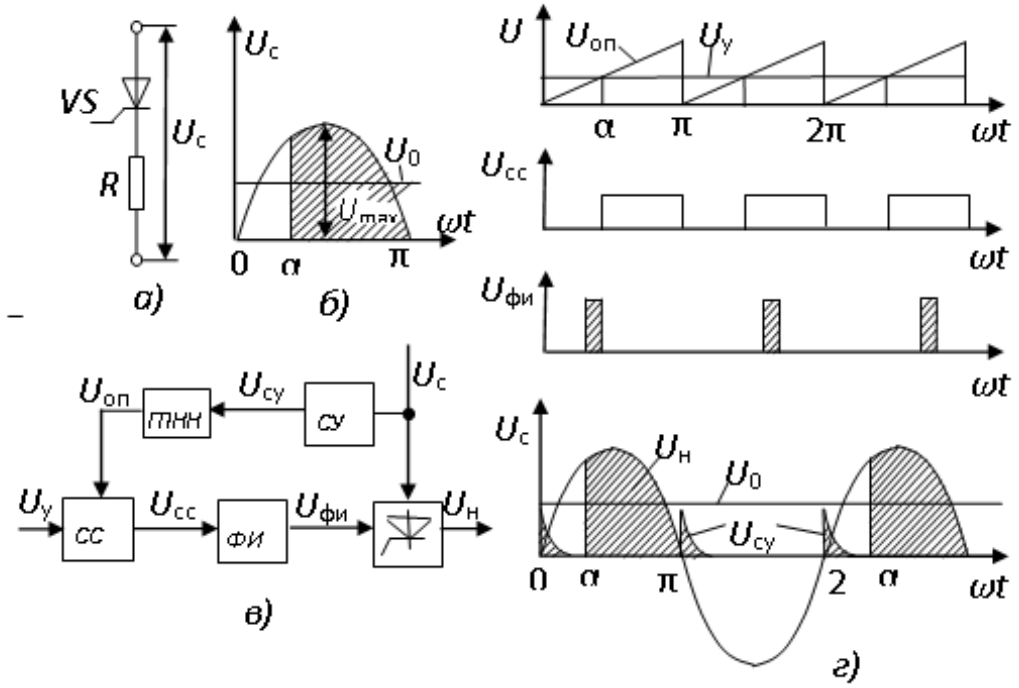
Рассмотрим принцип работы таких схем на примере однополупериодного выпрямителя.

К синусоидальному напряжению сети $U_с$ с амплитудой U_{max} подключены нагрузка *R* и тиристор *VS* (рисунок 2.44, *а).*

Тиристор открывается в момент времени, определяемый подачей на управляющий электрод *УЭ* импульса напряжения от схемы управления (если полупериод соответствует π, то этот момент времени соответствует углу α). В результате в течение интервала α–π к нагрузке подводится напряжение, заштрихованное на рисунке 2.44, *г,* и по ней протекает ток.

В момент времени $\omega t = \pi$ ток уменьшается до нуля, и тиристор запирается. Этот процесс повторяется каждый положительный полупериод (в отрицательные полупериоды тиристор заперт напряжением сети). Структурная схема управления однополупериодного тиристорного выпрямителя показана на рисунке 2.43, *в,* а графики, поясняющие работу выпрямителя, – на рисунке 2.43, *г.* Напряжение сети поступает на синхронизирующее устройство *СУ*, которое в моменты перехода напряжения через ноль запускает генератор пилообразного напряжения ГПН. Таким образом, в начале каждого полупериода напряжения сети $U_с$ ГПН формирует линейно нарастающее опорное напряжение.

$U_{оп}$. Это напряжение поступает на один из входов схемы сравнения *СС*, выполняемой на основе компаратора. На другой вход *СС* поступает управляющее напряжение $U_у$ постоянного тока. В течение времени, пока напряжение $U_{оп}$ меньше напряжения $U_у$, на выходе *СС* низкий уровень напряжения $U_{сс}$, когда же напряжение $U_{оп}$ больше напряжения $U_у$, на выходе *СС* высокий уровень напряжения $U_{сс}$. По переднему фронту импульса $U_{сс}$ формирователь импульсов *ФИ* формирует импульсы напряжения $U_{фи}$, которые подаются на *УЭ* тиристора и открывают его. Изменяя $U_у$, обеспечивают изменение угла α, т.е. момента открытия тиристора, и, таким образом, изменение времени, в течение которого через нагрузку течет ток.



а – схема подключения и принцип работы; *б* – структурная схема; *в* – графики, поясняющие работу

Рисунок 2.44 – Однополупериодный тиристорный выпрямитель

В результате изменяется и постоянная составляющая напряжения U_0, равная среднему за период напряжению на нагрузке:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} U_{\max}\sin(\omega t)d\omega t = \frac{1}{2\pi}U_{\max}(1+\cos\alpha).$$

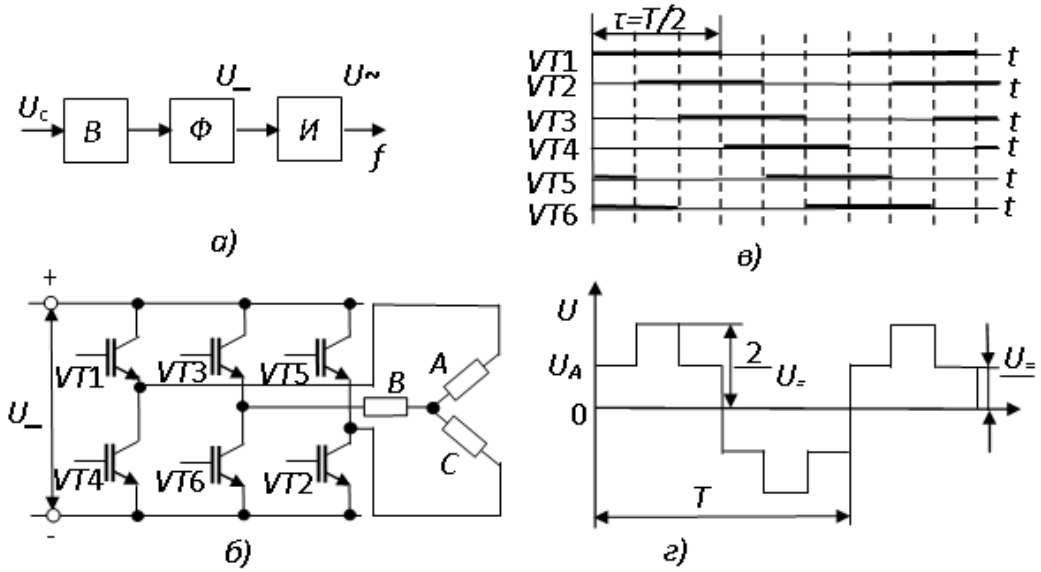
Напряжение U_0 увеличивается вдвое при использовании двухполупериодного управляемого выпрямителя. Так как ток нагрузки в один полупериод протекает через диоды *VD*1, *VD*3, а в другой – через *VD*2, *VD4*, для управления током в каждом полупериоде достаточно одного тиристора. Таким образом, управляемый выпрямитель можно построить на основе мостовой схемы, заменив два диода, например*VD*1и *VD*2, на тиристоры.

Аналогично получают и трехфазные управляемые выпрямители, заменяя диоды на тиристоры. Такие управляемые выпрямители используют для регулирования частоты вращения двигателей постоянного тока в электроприводах металлорежущих станков и транспортных средств.

Инверторы и преобразователи частоты. Инверторы служат для преобразования энергии постоянного тока в энергию переменного тока требуемой частоты.

В качестве переключающих приборов в сильноточных инверторах применяют тиристоры. В цепях с относительно небольшими значениями протекающих токов могут использоваться мощные полевые или биполярные транзисторы.

На рисунке 2.45, *а* приведена структурная схема преобразователя частоты с использованием инвертора для питания трехфазной нагрузки, соединенной звездой, переменным трехфазным напряжением с регулировкой его значения *U* и частоты *f*. В качестве силовых переключающих приборов применены мощные IGBT транзисторы. Напряжение с частотой промышленной сети U_c преобразуется сначала управляемым выпрямителем *В* с фильтром *Ф* в напряжение постоянного тока *U_* требуемого значения. Затем это напряжение поступает на инвертор *И* (рисунок 2.45, *б),* состоящий из шести транзисторов *VT1 — VT6,* пронумерованных в порядке последовательности их включения, показанной на рисунке 2.45, *в.* Каждый транзистор открывается на время τ, равное длительности одного полупериода *T/2* требуемого переменного напряжения.



а – структурная схема; *б* – схема инвертора; *в* – временная диаграмма; *г* – график выходного напряжения

Рисунок 2.45 – Преобразователь частоты на базе инвертора

На рисунке 2.45, *г* приведено ступенчатое напряжение, формируемое на фазе *А* нагрузки, а на рисунке 2.46 пояснен процесс его формирования. На схемах рисунка 2.46 в виде замкнутых ключей изображены лишь открытые транзисторы для шести последовательных состояний инвертора, соответствующих временным диаграммам (рисунок 2.45, *в).* Из анализа этих схем видно, что, когда фаза *А* включена параллельно *В* или С, на ней выделяется одна треть напряжения $U_=$, а когда фаза *А* оказывается включенной последовательно с параллельно соединенными фазами *В* и С, на ней выделяется две трети напряжения *U_*.

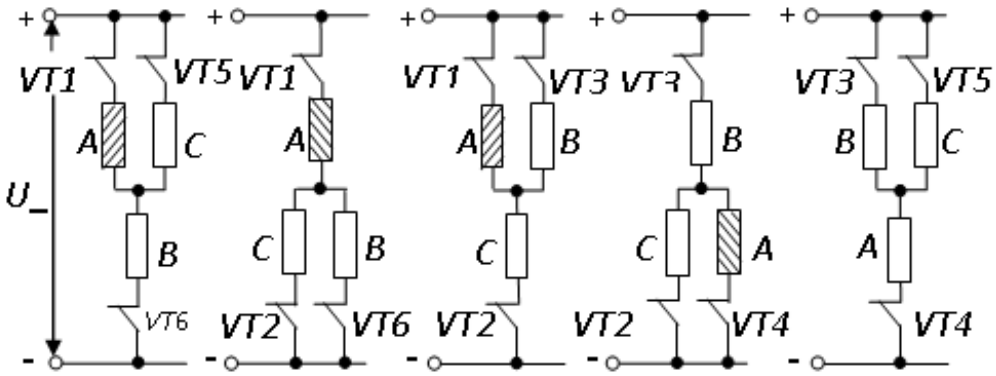


Рисунок 2.46 – Процесс формирования выходного напряжения преобразователя частоты

При этом в первых трех состояниях напряжение на фазе *A* соответствует положительному, а последних двух – отрицательному полупериоду приложенного к ней напряжения переменного тока ступенчатой формы. Рассуждая подобным образом, можно убедиться, что к фазам *B* и С будет приложено такое же, как к фазе *A,* напряжение, но сдвинутое соответственно на одну треть и две трети периода *T.* При этом образуется трехфазная система напряжений.

Изменяя с помощью схемы управления длительность открытого состояния транзистора, можно в широких пределах регулировать частоту формируемого трехфазного напряжения, поэтому такие преобразователи частоты применяют для плавного регулирования скорости вращения трехфазных асинхронных двигателей.

Тиристорное управление двигателем постоянного тока. В приводах главного движения и подачи инструмента металлорежущих станков широко используются двигатели постоянного тока с независимым возбуждением, которые способны обеспечивать регулирование скорости вращения в широких пределах. Такой двигатель (рисунок 2.47*)* состоит из статора, на полюсах которого намотаны обмотки возбуждения *(ОВ),* и ротора, называемого якорем.

Ток возбуждения $I_в$, проходя по *ОВ* под действием напряжения $U_в$, создает магнитный поток *Ф*. К якорю через щетки подводится напряжение якоря $U_я$, создающее ток якоря $I_я$. Протекая по виткам обмотки якоря, ток $I_я$, взаимодействуя с потоком *Ф*, создает вращающий момент $M_{вр}$.

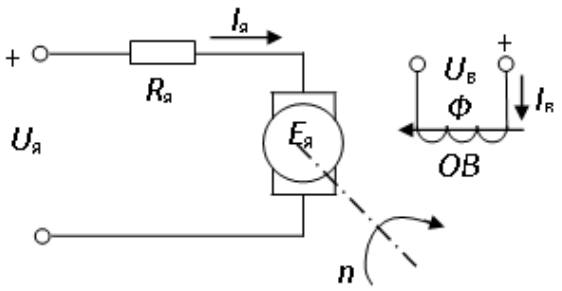


Рисунок 2.47 – Схема подключения двигателя постоянного тока

Возможны два способа (две зоны) управления скоростью вращения двигателя. В первой зоне скорость изменяют от 0 до номинального значения n_{max}, увеличивая напряжение $U_я$ при неизменном значении магнитного потока $Ф$, а значит, и неизменном напряжении возбуждения $U_в$. При достижении напряжением $U_я$ номинального значения дальнейшее его увеличение невозможно, так как может привести к пробою изоляции. В то же время для быстрого перемещения, например, инструмента на холостом ходу или ускоренного вращения шпинделя необходимо увеличить скорость вращения двигателя в 3–5 раз выше $n_{ном}$. Для этого используют зону *II*, в которой при неизменном напряжении $U_{я\ ном}$ уменьшают значение магнитного потока $Ф$ с помощью соответствующего понижения $U_в$, а значит, и тока возбуждения $I_в$. Отметим, однако, что в зоне *II* приходится мириться с соответствующим понижением и вращающего момента двигателя, т. е. нагружать двигатель меньшим моментом сопротивления, который он должен преодолевать своим вращающим моментом.

В выпускаемых промышленностью тиристорных преобразователях регулирование скорости вращения в первой зоне осуществляется применением двух управляемых мощных (до нескольких десятков киловатт) трехфазных выпрямителей (на рисунке 2.48 они обведены пунктиром).

Один из трехфазных выпрямителей обеспечивает правое направление вращения двигателя, а другой – левое, изменяя полярность $U_я$ на противоположное. Естественно, что эти выпрямители должны работать раздельно во избежание короткого замыкания между ними, что и обеспечивает схема управления выпрямителями, разрешая включение одного из них лишь через несколько миллисекунд после отключения другого.

Для управления скоростью вращения во второй зоне используется однофазная мостовая схема тиристорного выпрямителя, обеспечивающего питание обмотки возбуждения ОВ. Схема позволяет лишь уменьшать $I_В$, сохраняя его полярность.

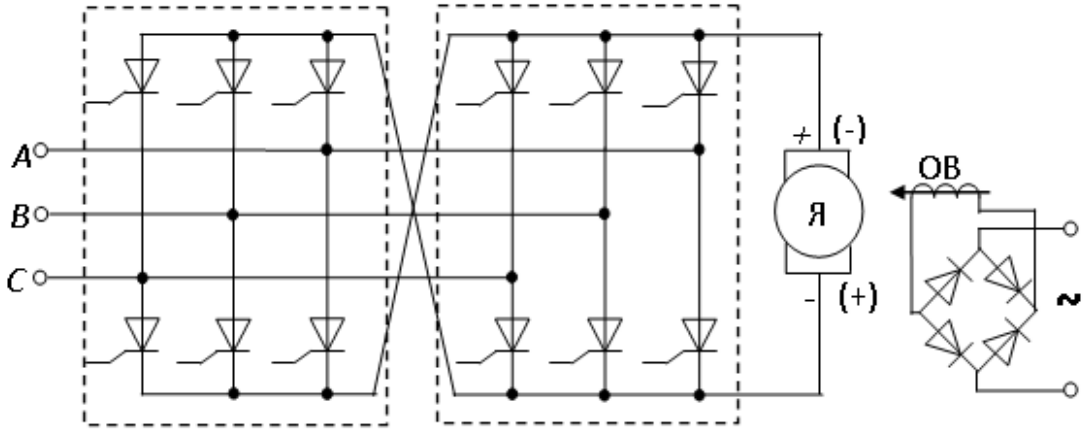


Рисунок 2.48 – Схема тиристорного регулятора скорости вращения двигателя

Электронные корректоры коэффициента мощности. Коэффициентом мощности $K_м$ называется отношение активной мощности P пульсирующего тока, измеренной ваттметром, к полной мощности S, определяемой как произведение действующих значений напряжения U и тока I, измеренных вольтметром и амперметром:

$$K_M = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI} < 1.$$

При резистивной нагрузке $P = UI$, т.е. наблюдается предельное значение $K_{Mmax} = 1$. При синусоидальной форме тока и напряжения $P = UI\cos\varphi$, поэтому

$$K_M = \cos\varphi,$$

где φ – сдвиг фазы между напряжением и током в сети.

Международная электротехническая комиссия (МЭК) разработала стандарт IEC-555, содержащий требования к допустимому уровню вносимых в сеть переменного тока высших гармоник, шумов и колебаний напряжения для всех электронных приборов. При этом обеспечение требуемого значения $K_м$ обязательно для любого электрооборудования, потребляющего от сети мощность более 300 Вт и имеющего на выходе сетевого выпрямителя емкостной фильтр.

Вступающий в действие новый стандарт МЭК IEC-1000-3-2 (вместо IEC-555-2) значительно ужесточает требования к нормам на коэффициент мощности потребителей энергии. В связи с этим задача улучшения качества потребляемой мощности становится весьма актуальной для разработчиков источников питания. Хорошо известны многие потребители, которые значительно снижают значения $K_м$. К их числу относятся лампы дневного света с индуктивным балластом, импульсные источники питания с емкостным фильтром на входе, асинхронные двигатели и др.

Для повышения коэффициента мощности таких потребителей в настоящее время используют пассивные и активные корректоры коэффициента мощности.

Пассивные корректоры коэффициента мощности обычно выполняются на конденсаторах и коммутирующих диодах. Такие корректоры применяются при индуктивном характере нагрузки – это источники питания ламп дневного света, асинхронные двигатели и др. Так, на рисунке 2.49 приведена схема пассивного корректора коэффициента мощности для питания лампы дневного света (ЛДС) мощностью 40 Вт. В этой схеме параллельно лампе ЛДС с дросселем *Др* включена диодно-емкостная схема на элементах $D1D2$, $D3$ и конденсаторах $C_ь$ C_2. Емкости $C_ь$ C_2 подбираются такими, чтобы компенсировать индуктивный характер нагрузки, а диоды DI...D3 обеспечивают их коммутацию при изменении мгновенного значения напряжения питания.

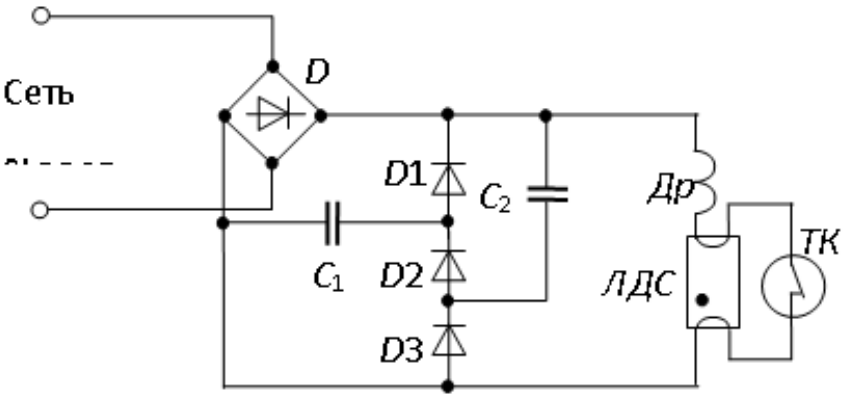


Рисунок 2.49 – Схема пассивного корректора коэффициента мощности для ЛДС

Основным недостатком пассивных корректоров является невозможность их использования при изменяющейся нагрузке и импульсной форме тока. Пассивный корректор, приведенный на рисунке 2.49, при мощности ЛДС 40 Вт обеспечивает cosφ = 0,95.

Упрощенная схема импульсного источника питания приведена на рисунке 2.50. Эта схема состоит из сетевого выпрямителя *Д*, емкости С фильтра и высокочастотного конвертора *ВК*. Выходное напряжение конвертора поступает на нагрузку $R_{н.}$ При синусоидальном напряжении сети u_c выходное напряжение выпрямителя $u_в$ и ток, потребляемый от сети, имеют пульсирующую форму. Как видно из временной диаграммы, приведенной на рисунке 2.50, *б*, форма тока, потребляемого из сети, имеет вид узкого импульса большой амплитуды и малой длительности.

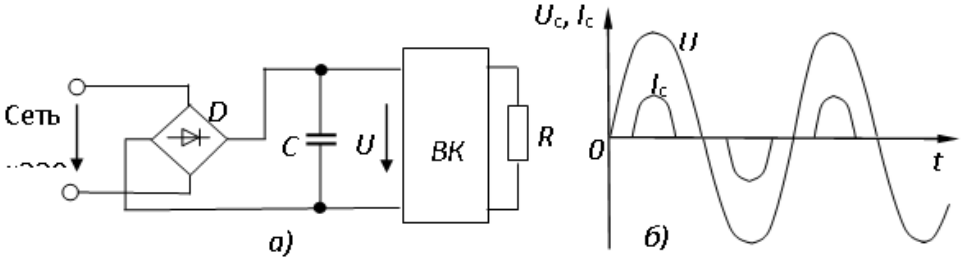


Рисунок 2.50 – Схема импульсного источника питания (*а*), графики токов и напряжений в нем (*б*)

При такой форме импульсов тока их спектр оказывается очень широким и содержит большое число гармоник. В результате чего коэффициент мощности источника питания снижается до значения 0,5...0,7. Повысить коэффициент мощности можно с помощью пассивной схемы коррекции, однако такая схема должна включать индуктивности, которые на частоте 50 Гц будут иметь большие габариты и массу. Кроме того, такая схема потребует изменения индуктивности при изменении нагрузки. Все это показывает нецелесообразность применения пассивных корректоров мощности для импульсных источников питания.

Активные корректоры коэффициента мощности. Для работы с импульсными источниками питания фирма *MicroLinear* в 1989 году разработала первую микросхему ML4812 управления активным корректором мощности.

Позднее к разработке аналогичных схем подключились такие крупные фирмы, как Siemens, Unitrode Motorola. В результате этих разработок в настоящее время имеется большое количество схем управления импульсными источниками питания, совмещенными корректорами коэффициента мощности.

Рассмотрим вначале принцип действия активного корректора коэффициента мощности. На рисунке 2.51 приведена упрощенная структурная схема такого корректора. Как видно из схемы, получение коэффициента мощности, близкого к единице, достигается за счет исключения из выпрямителя емкости фильтра, которая обычно устанавливается в импульсных источниках питания для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения. Вместо этой емкости в схему вводится высокочастотный импульсный стабилизатор повышающего типа, с небольшой индуктивностью *L* на входе, работающий в граничном режиме прерывистого тока в индуктивности.

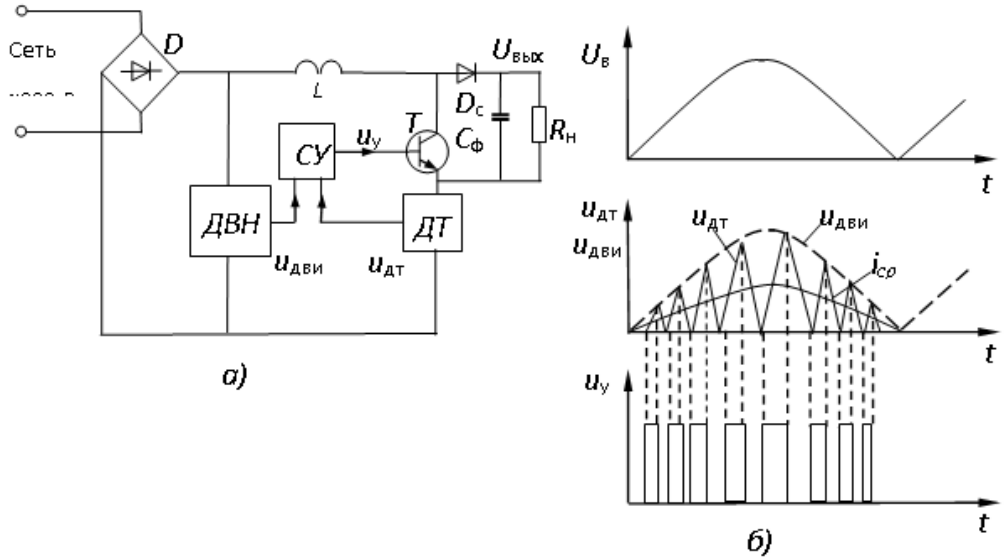


Рисунок 2.51 – Структурная схема активного корректора коэффициента мощности (*а*) и его временные диаграммы (*б*)

Схема повышающего импульсного стабилизатора состоит из индуктивности *L*, ключевого транзистора *T*, диода D_c и емкости $C_ф$ сглаживающего фильтра. В соответствии с принципом действия повышающего стабилизатора напряжения при включении транзистора *T* через индуктивность *L* начинает протекать ток, который нарастает по линейному закону. При выключении транзистора *T* ток в индуктивности *L* начинает спадать по линейному закону, заряжая через диод D_c емкость фильтра $C_ф$.

Включение и выключение ключевого транзистора *T* выполняется устройством управления, которое состоит из датчика выпрямленного напряжения *ДВН*, датчика тока *ДТ* в индуктивности *L* и схемы формирования импульсов управления *СУ*. Процесс формирования импульсов управления

иллюстрируется временными диаграммами, приведенными на рисунке 2.51, *б*. Как видно из этих диаграмм, включение транзистора *Т* происходит в момент времени, когда напряжение на выходе датчика тока *ДТ* становится равным нулю (т. е. при нулевом токе в индуктивности *L).* Выключение транзистора *Т* происходит в момент времени, когда линейно нарастающее напряжение с датчика тока становится равным изменяющемуся по синусоидальному закону напряжению с датчика выпрямленного напряжения *ДВН*.

После выключения транзистора ток в индуктивности начинает спадать, и при нулевом значении тока транзистор *Т* вновь включается. Далее процесс повторяется с достаточно высокой частотой. Усредненный ток $i_{ср}$ в индуктивности оказывается синусоидальным по форме и почти совпадающим по фазе с выпрямленным напряжением. Таким образом, благодаря схеме корректора достигается высокое значение коэффициента мощности.

К недостаткам приведенной схемы корректора коэффициента мощности (ККМ) следует отнести отсутствие стабилизации выходного напряжения $u_{вых}$. При изменении напряжения сети или нагрузки выходное напряжение ККМ будет также изменяться. Для получения стабильного выходного напряжения в схему ККМ вводится дополнительная обратная связь по выходному напряжению.

3 Цифровые электронные устройства

Цифровыми электронными устройствами (ЦЭУ) называют устройства, предназначенные для получения, хранения и преобразования средствами электронной техники дискретной информации, представляемой цифровыми кодами. При построении различных ЦЭУ используется специальный математический аппарат. Его составными частями служат представление о системах счисления и теория булевых функций.

3.1 Системы счисления

Системой счисления называют способ изображения произвольного числа ограниченным набором символов, называемых цифрами. В зависимости от способа записи чисел системы счисления делятся на непозиционные (римская система) и позиционные. В современных ЭВМ используют только позиционные системы счисления, где значение цифры в числе определяется ее позицией. В позиционных системах счисления количество наименований равно количеству используемых в них цифр. Например, в десятичной системе используются десять цифр от 0 до 9. Любое положительное число А можно представить:

$$A = a_n \cdot 10^n + a_{n-1} \cdot 10^{n-1} + \ldots + a_1 \cdot 10^1 + a_0 \cdot 10^0 + a_{-1} \cdot 10^{-1} + \ldots + a_{-m} \cdot 10^{-m},$$

где 10 – основание системы, a – коэффициент $a \in [0...9]$, n, m – целые числа. Например, число 123,4:

$$123{,}4 = 1 \cdot 10^2 + 2 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0 + 4 \cdot 10^{-1},$$

(2 1 0 -1) – разряды.

Места, занимаемые цифрами числа, называются разрядами. При цифровой обработке информации широко используются следующие системы счисления:

1) Двоичная система счисления. Здесь для записи чисел используются две цифры: 0 и 1. Любое положительное число в двоичной системе записывается в виде:

$$B = b_n \cdot 2^n + b_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \ldots + b_1 \cdot 2^1 + b_0 \cdot 2^0 + b_{-1} \cdot 10^{-1} + \ldots + b_{-m} \cdot 2^{-m}$$

Здесь 2 – основание системы, $b \in [0,1]$.

При записи чисел знаки «+» и основание системы со степенью опускают, а дробная часть отделяется запятой:

$$B = b_n b_{n-1} \ldots b_1 b_0, b_{-1} \ldots b_{-m}.$$

Число $10_{10} = 1010_2$.

Из примера видно, что в двоичной системе единица каждого разряда «весит» в два раза больше соседнего разряда. Поэтому для записи некоторого числа в двоичной системе счисления необходимо иметь больше разрядов, чем в десятичной. Несмотря на это, двоичная система широко применяется в цифровой технике благодаря тому, что для изображения одного разряда числа требуется элемент с двумя устойчивыми состояниями (0 и 1). Двоичную цифру, принимающую значение 0 или 1, называют битом.

2) Восьмеричная система счисления. Достоинством является то, что запись числа в ней оказывается в три раза короче записи этого же числа в двоичной системе, а перевод из восьмеричной в двоичную и наоборот очень прост. Например, отделив по три знака справа (их называют триадами), получим:

$10\ 111\ 110_2 = 276_8$

2 7 6.

Здесь второй разряд восьмеричного числа (цифра 2) представлен триадой 010, первый разряд (цифра 7) – 111, нулевой разряд (цифра 6) представлен 110.

3) Шестнадцатеричная система счисления. За основание степени взято число 16, поэтому помимо десяти цифр используются еще и шесть букв:

1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F

(10 11 12 13 14 15).

Перевод из шестнадцатеричной системы в двоичную и обратно аналогичен преобразованиям чисел восьмеричной системы с той разницей, что вместо триад используются тетрады (по четыре знака):

$2E9D4_{16} = 0010\ 1110\ 1001\ 1101\ 0100.$

4) Двоично-десятичная система счисления. Используется часто вместо десятичной и как шестнадцатеричная за исключением того, что вся тетрада может принимать значения 0…9 (A, B, C, D, E, F не используются). Перевод из двоично-десятичной системы в двоичную осуществляется так же, как и перевод из шестнадцатеричного числа в двоичную систему. Однако в этом случае возможна ситуация, когда значение тетрад могут быть равны десятичным числам от 10 до 15. Подобные тетрады не предусматриваются двоично-десятичным

кодом и называются псевдотетрадами. Для их исключения проводят специальные операции преобразования.

3.2 Элементы теории булевой алгебры

Булева алгебра названа в честь ее разработчика ирландского математика Джорджа Буля. Также ее называют алгеброй логики. Она изучает взаимосвязь между простыми высказываниями, образующими сложные высказывания. Если значение истинности не зависит от других высказываний, оно называется *простым*, если же значение истинности зависит от значений истинности составляющих его высказываний, то – ***сложным***. С точки зрения алгебры Буля простое высказывание может принимать только два значения – истина и ложь (1 и 0). Таким образом, простое высказывание является двоичной переменной.

Функцией алгебры логики *n*-переменных называют функцию $F(x)$, однозначно сопоставляющую каждому конкретному набору значений 0 или 1 переменных ($x_0, x_1, x_2 \ldots x_n$) одно из двух возможных значений 0 или 1 самой функции.

Функция $F(x)$ может быть задана словесным описанием, таблично или аналитическим способом. Аналитически заданные функции по определенным правилам могут преобразовываться и упрощаться. Можно также минимизировать булевы функции с помощью карт Карно. Однако все эти методы рассматриваются в других курсах.

Наиболее часто используются следующие булевы функции.

1. Логическое отрицание НЕ (инверсия) – преобразует истинное высказывание в ложное и наоборот, символически записывается $y = \overline{x}$ – y равен НЕ x.

2. Логическое сложение ИЛИ (дизъюнкция) – результат – сложное высказывание будет истинным, если истинно хотя бы одно из простых высказываний, и ложным, если ложны все простые высказывания. Символически:

$y = x_1 + x_2 + x_3 + \ldots$ или $y = x_1 \vee x_2 \vee x_3 \vee \ldots$

3. Логическое умножение И (конъюнкция) аналогично ИЛИ, но при этом сложное высказывание считается истинным только тогда, когда истинны все простые высказывания. Символически:

$y = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \ldots$ или $y = x_1 \wedge x_2 \wedge x_3 \wedge \ldots$.

С их помощью можно реализовать сколь угодно сложную логическую операцию.

Более сложные операции:

4. Отрицание логического сложения ИЛИ–НЕ («стрелка Пирса»):

$y = \overline{x_1 + x_2}$ или $y = x_1 \downarrow x_2$ или $y = \overline{x_1 \vee x_2}$.

5. Отрицание логического умножения И–НЕ («штрих Шеффера»):

$y = \overline{x_1 \cdot x_2}$ или $y = x_1 / x_2$ или $y = \overline{x_1 \wedge x_2}$.

6. Исключающее ИЛИ аналогично операции ИЛИ за исключением ситуации истинности всех простых высказываний – тогда результат сложного высказывания ложен. Символически:

$y = x_1 \oplus x_2$ или $y = x_1 \veebar x_2$.

В таблице 3.1 сведены значения двоичной переменной y для приведенных операций. Такие таблицы называют *таблицами истинности*.

Таблица 3.1

x_1	x_2	ИЛИ	И	ИЛИ–НЕ	И–НЕ	И ИЛИ
0	0	0	0	1	1	0
0	1	1	0	0	1	1
1	0	1	0	0	1	1
1	1	1	1	0	0	0

Алгебра логики широко используется в теории цифровой техники, в которой используются устройства с двумя устойчивыми состояниями. При этом одно из этих состояний соответствует, например, высокому уровню напряжения и обозначается 1, а соответствующее низкому уровню напряжения – 0.

Для упрощения выражений булевых функций используется алгебра логики. Большинство правил алгебраических преобразований совпадает с правилами обычной алгебры, но имеются также специфические операции.

Аксиомы:

$1 + A = 1;$	$0 + A = A;$	$A + A = A;$	$A + \overline{A} = 1;$	
$0 \cdot A = 0;$	$1 \cdot A = A;$	$A \cdot A = A;$	$A \cdot \overline{A} = 0;$	$\overline{\overline{A}} = A.$

Законы коммутативности: $A + B = B + A$, $A \cdot B = B \cdot A$.

Законы ассоциативности: $A + B + C = A + (B + C)$, $A \cdot B \cdot C = A \cdot (B \cdot C)$.

Законы дистрибутивности:

$A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$, $A + (B \cdot C) = (A + B)(A + C)$.

Законы дуальности: $\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$, $\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$.

Законы поглощения: $A + A \cdot B = A$, $A(A + B) = A$.

Соответственно логическим операциям выпускаются логические элементы, их реализующие.

3.3 Логические элементы

Логическими элементами (ЛЭ) называются функциональные устройства, с помощью которых реализуются элементарные логические функции (рисунок 3.1). Они обычно используются для построения сложных преобразователей

цифровых сигналов комбинационного типа, в которых *отсутствует внутренняя память*. Сигналы на их выходах в любой момент однозначно определяются сочетаниями сигналов на входах и не зависят от предыдущих состояний схемы. Характерной особенностью комбинационных устройств является отсутствие петель обратной связи.

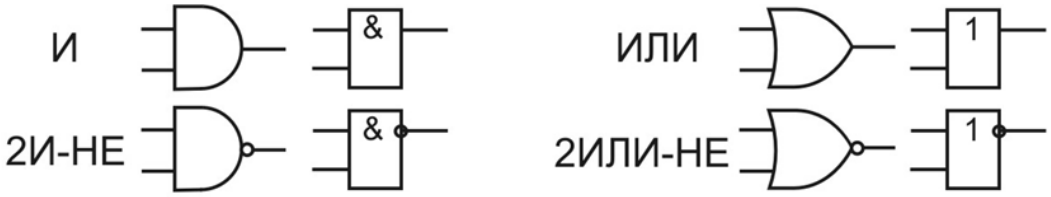


Рисунок 3.1 – Элементарные логические функции

ЛЭ выполняются в виде ИМС, в которых чаще всего используется так называемая *положительная логика*: логическая 1 соответствует высокому, а логический 0 – низкому уровням напряжения. Если наоборот, то логика отрицательная.

3.4 Структура и принципы действия логических элементов интегральных микросхем

В зависимости от компонентов логического элемента и способа их соединения различают следующие типы логик:

– диодно-транзисторная логика (ДТЛ) – одна из первых исторически, сейчас практически не применяется;

– транзисторно-транзисторная логика (ТТЛ);

– эмитерно-связанная логика (ЭСЛ);

– инжекционно-интегральная логика ($И^2Л$, ИИЛ);

– на МДП-транзисторах (КМОП) и др.

ТТЛ-элементы используют во входной цепи биполярный многоэмиттерный транзистор (классическая схема). Это наиболее отработанный и широко используемый тип логики (рисунок 3.2). Если $X_1 = X_2 = 1$ ($U_{вх}^1$), то возникает коллекторный ток (инжекция эмиттера) многоэмиттерного транзистора (МЭТ), открывается транзистор *VT2*. На резисторе *R4* создается «+» напряжение, которое открывает до насыщения транзистор *VT4*. На входе логического элемента формируется напряжение низкого уровня (лог. 0), транзистор *VT3* закрыт.

Если хотя бы на один вход подать напряжение $U_{вх}^0$, то, соответственно, эмиттерный переход смещается в прямом направлении. Эмиттерный ток протекает через резистор *R1*, следовательно, ток I_{Kvt1} уменьшается, и транзистор *VT2* закрывается. К базе транзистора *VT4* прикладывается ноль вольт, следовательно, он закрывается, к базе транзистора *VT3* прикладывается

потенциал φ > 0.6 В, и он открывается. Возникает ток через резистор *R3*, транзистор *VT3*, диод*VD3*, нагрузку, формирующий напряжение $U^1_{вых}$.

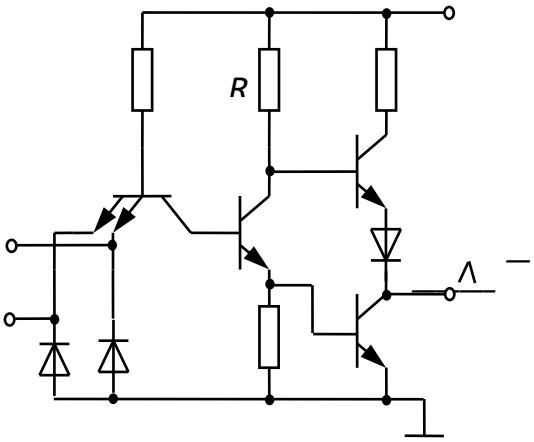


Рисунок 3.2 – Базовая схема ТТЛ-элемента

Рассмотренный логический элемент имеет двухтактный выходной каскад. Существуют логические элементы с так называемым «открытым коллектором». Их применяют для создания, например, элемента «монтажное ИЛИ», а также для «бесконтактных» схемных решений, высоковольтных нагрузок (десятки вольт), например микросхема К155ЛП9 – до 30 В.

Есть вариант – ТТЛШ-логики (с диодами Шотки), применение которого примерно в пять раз ускоряет переключение транзисторов, следовательно, возрастает быстродействие. По принципу работы ТТЛШ-элементы в основном подобны обычным ТТЛ-элементам, но отличаются от них, помимо применения транзисторов с барьером Шоттки, более сложной схемой инвертора, что позволяет увеличить его нагрузочную способность и снизить влияние технологического разброса параметров транзисторов на эксплуатационные характеристики ТТЛШ-элементов при их массовом выпуске.

Однако существенному повышению экономичности всех ТТЛ-схем препятствует то, что по принципу работы они в статических состояниях потребляют входные токи $I^0_{вх}$ и $I^1_{вх}$.

КМОП-логика. Применение полевых транзисторов, обладающих высоким входным сопротивлением, позволило разработать весьма экономичные логические элементы, потребляющие энергию источников питания только в режиме переключения и практически не потребляющие ее в статических состояниях (0 и 1). Из всех возможных типов полевых транзисторов в современных схемах ИЛЭ большее распространение получили МОП-транзисторы с индуцированным каналом, а из многочисленных серий цифровых ИС – КМОП-микросхемы. Сокращение КМОП означает применение в схемах инверторов взаимодополняющих (комплементарных) пар транзисторов со структурой металл – окисел – полупроводник, но с каналами различных типов проводимости. Более простая по сравнению с биполярными транзисторами технология получения МОП-транзисторов с индуцированным каналом и КМОП-схемотехника позволили создать весьма экономичные микросхемы высокой степени интеграции.

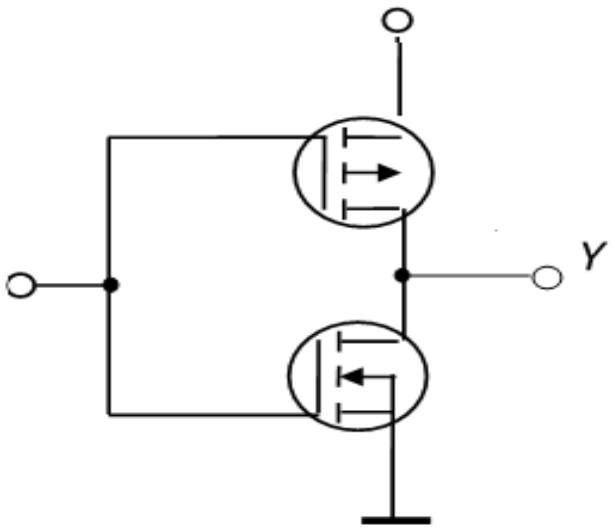


Рисунок 3.3 – Схема КМОП-инвертора

КМОП-инвертор (рисунок 3.3) содержит комплементарную пару МОП-транзисторов VT_1 и VT_2, индуцированные каналы которых (соответственно, *p*- и *n*-типов) включены последовательно.

При низком (нулевом) уровне напряжения на затворах транзисторов VT_1 и VT_2 потенциал затвора VT_1 окажется ниже потенциала его истока и подложки типа *n*, в результате чего в ее поверхностном слое вблизи затвора индуцируется канал с проводимостью типа *p*. Транзистор VT_1 открывается, *n*-канальный транзистор VT_2 закрыт, и на выходе инвертора появляется высокий уровень напряжения.

С другой стороны, при высоком уровне напряжения на затворах транзисторов VT_1 и VT_2 потенциал затвора VT_2 будет выше потенциала истока и подложки типа *p*, из-за чего в ее поверхностном слое вблизи затвора индуцируется канал с проводимостью типа *n*. Транзистор VT_2 открывается, *p*-канальный транзистор VT_1 закрыт, и на выходе появляется низкий уровень напряжения.

Поскольку в цепях затворов полевых транзисторов токи практически отсутствуют, в статических состояниях КМОП-микросхемы не потребляют энергии от источника питания. Кратковременные импульсы тока возникают только в моменты переключения инвертора из одного состояния в другое.

Недостаток микросхем на полевых транзисторах – несколько меньшее быстродействие по сравнению с ТТЛ- и ТТЛШ-элементами. Помимо рассмотренных существуют логические элементы других типов, например, ЭСЛ-элементы (эмиттерно-связанная логика), обладающие высоким быстродействием. Однако увеличение быстродействия в них достигается ценой значительно большего потребления энергии источника питания.

В настоящее время выпускается большое количество ИЛЭ в составе микросхем различных серий. Выбор подходящих ИЛЭ при построении более сложных ЦЭУ производится по некоторым их параметрам. К числу этих параметров помимо напряжения питания и средней мощности потребления $P_{ср}$

(равной полусумме мощностей потребления в состоянии 1 и 0) относятся: вид реализуемых булевых функций или некоторой их комбинации, коэффициент разветвления по выходу, характеризующий нагрузочную способность ИЛЭ, время задержки распространения сигнала, определяющее быстродействие элемента, и др.

Перед обозначением типа логического элемента обычно цифрой указывают количество его входов. Если в составе ИЛЭ, реализующего некоторую комбинацию булевых функций, имеются однотипные логические элементы, их количество указывают цифрой слева, за которой следует символ *Х*. Наконец, в одном корпусе ИС может быть выполнено несколько однотипных ИЛЭ. При описании состава такой ИС обозначение ИЛЭ помещают в круглые скобки, а перед ними цифрой указывают количество элементов в одном корпусе. Например, описание 2 (2·2И – 2ИЛИ – НЕ) соответствует ИС, содержащей в одном корпусе два однотипных комбинированных логических элемента. Каждый из них представляет собой два двухвходовых элемента И, выходы которых подключены к двухвходовому элементу ИЛИ – НЕ.

В последнее время широкое распространение получили логические элементы, в которых при наличии специального управляющего импульса возможно отключить их выходы от нагрузки. Такое управляемое отключение выхода ИЛЭ называют переходом в третье состояние. Обычно в схемах ИЛЭ с третьим состоянием применяют инверторы, но помимо обычных двух состояний: 1 и 0, когда один из выходных транзисторов заперт, в них предусмотрено третье состояние, при котором одновременно закрыты все транзисторы выходного каскада.

Для характеристики общего уровня достижений в схемотехнике и технологии производства различных типов ИС применяют обобщенный параметр, называемый работой переключения *А* (работа по переносу одного бита информации со входа на выход ИЛЭ). Работа переключения *А* равна произведению средней мощности потребления $P_{ср}$ на среднюю задержку распространения $t_З$ ($A=P_{ср}t_З$). Если $P_{ср}$ взять в милливаттах (мВт), а $t_З$ – в наносекундах (нс), работа переключения *А* будет выражаться в пикоджоулях (пДж).

Наименьшая работа переключения в наиболее совершенной из серий ИС на биполярных транзисторах (ТТЛШ серия 1533) в основном достигнута путем существенного повышения их быстродействия. Более низкая работа переключения ИЛЭ на полевых транзисторах (при типичных значениях задержки КМОП-микросхем порядка нескольких десятков наносекунд) объясняется малым значением $P_{ср}$. Дальнейшего снижения значений *А* для современных лучших ИС этого типа удалось достигнуть лишь после создания МОП-транзисторов с исключительно малой (до 1,2 мкм) длиной канала.

Сравнительная характеристика логических элементов разных типов.

ТТЛ по принципу построения и работе близка к ДТЛ, но отличается более высоким быстродействием, помехозащищенностью и надежностью, имеет большую нагрузочную способность и меньшую потребляемую мощность. ТТЛ к

тому же более компактна. ТТЛ (ТТЛШ) относится к быстродействующей логике и среднего быстродействия.

ЭСЛ, элементную базу которого составляют устройства на переключателях тока, отличается высоким быстродействием (сверхбыстродействующая логика). Дифференциальный каскад обеспечивает высокую помехоустойчивость, стабильность параметров, но для ЭСЛ характерно большое потребление мощности (их применяли в ЭВМ ЕС).

Логический элемент $И^2Л$ содержит транзисторы с так называемым инжекционным питанием (имеют дополнительный вывод – инжектор). Достоинством $И^2Л$ являются высокая степень интеграции, большое быстродействие, способность работать при очень малых токах (единицы миллиампер) и малых $U_{пит}$.

Обозначения логических элементов. Общие сведения о микросхеме указываются в ее условном обозначении, нанесенном на корпусе ИС. Оно включает номер серии ИС (обычно три или четыре цифры), перед которым может быть одна или две буквы. У микросхем широкого применения первой ставят букву К, вторая буква характеризует материал корпуса для защиты от воздействия внешней среды (Р – пластмассовый, М или С – металло- или стеклокерамический, соответственно). За номером серии следуют две буквы, поясняющие функциональное назначение ИС. Для всех ИЛЭ первой из них следует буква Л, вторая буква определяет тип логического элемента (И – элемент И, Л – ИЛИ, Н – НЕ, Д – расширитель по ИЛИ, А – элемент И – НЕ, Е – элемент ИЛИ – НЕ, Р – комбинированный элемент И – ИЛИ – НЕ). Цифра в конце условного обозначения соответствует порядковому номеру разработки ИС в составе данной серии. Например, микросхема КР1533ЛА24 представляет собой ИС широкого применения (первая буква К), в пластмассовом корпусе (вторая буква Р), имеет номер серии 1533 (ТТЛШ-схемотехника), относится к группе ИЛЭ (буква Л), а по функциональному назначению это элемент типа И – НЕ (вторая буква А) с порядковым номером разработки 24.

3.5 Комбинационные электронные устройства

Комбинационными называют цифровые электронные устройства (ЦЭУ), состояние *n* выходов которых полностью определяется совокупностью логических сигналов, присутствующих на *m* его информационных входах. Устройства комбинационной логики можно представить в виде функции:

$$Y_i = F(x_1 \ldots x_k).$$

3.5.1 Дешифратор (декодер)

Дешифратор (декодер) служит для преобразования n-разрядного позиционного двоичного кода в единичный выходной сигнал на одном из 2n выходов. При каждой входной комбинации сигналов на одном из выходов появляется 1. Таким образом, по единичному сигналу на одном из выходов

можно судить о входной кодовой комбинации. Таблица истинности для декодера с двумя входами изображена в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Таблица истинности двухразрядного дешифратора

x1	x2	y0	y1	y2	y3
0	0	1	0	0	0
0	1	0	1	0	0
1	0	0	0	1	0
1	1	0	0	0	1

Например, устройство должно иметь 4 выхода. Для каждого выхода записываем логическое выражение. На основе СДНФ:

$y0 = x1 \cdot x2$

$y1 = x1 \cdot x2$

$y2 = x1 \cdot x2$

$y3 = x1 \cdot x2$.

По этой системе выражений несложно построить схему требуемого дешифратора (рисунок 3.4).

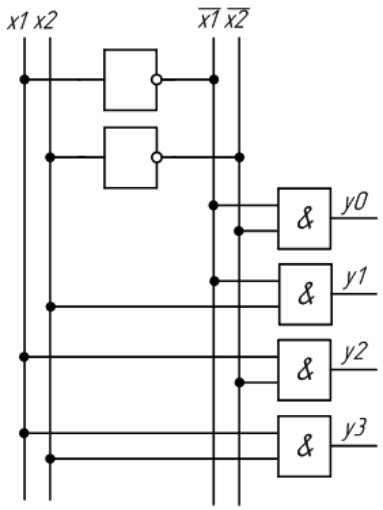


Рисунок 3.4 – Схема дешифратора

Условное графическое обозначение такого дешифратора изображено на рисунке 3.5.

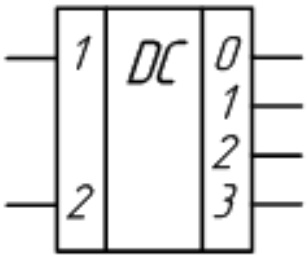


Рисунок 3.5 – Условное графическое обозначение дешифратора

3.5.2 Шифратор (кодер)

Шифратор выполняет функцию, обратную декодеру (дешифратору), то есть преобразует непозиционный (унитарный) двоичный 2n-разрядный код в n-разрядный позиционный код. При подаче на один из входов единичного сигнала на выходе формируется соответствующий двоичный код. Составим таблицу истинности шифратора при n = 2.

Таблица 3.3 – Таблица истинности шифратора при n = 2

x1	x2	x3	x4	y1	y0
1	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1
0	0	1	0	1	0
0	0	0	1	1	1

Синтезируем шифратор. Для этого запишем систему его собственных функций:

$y1 = x1 \cdot x2 \cdot x3 \cdot x4 + x1 \cdot x2 \cdot x3 \cdot x4$

$y0 = x1 \cdot x2 \cdot x3 \cdot x4 + x1 \cdot x2 \cdot x3 \cdot x4$

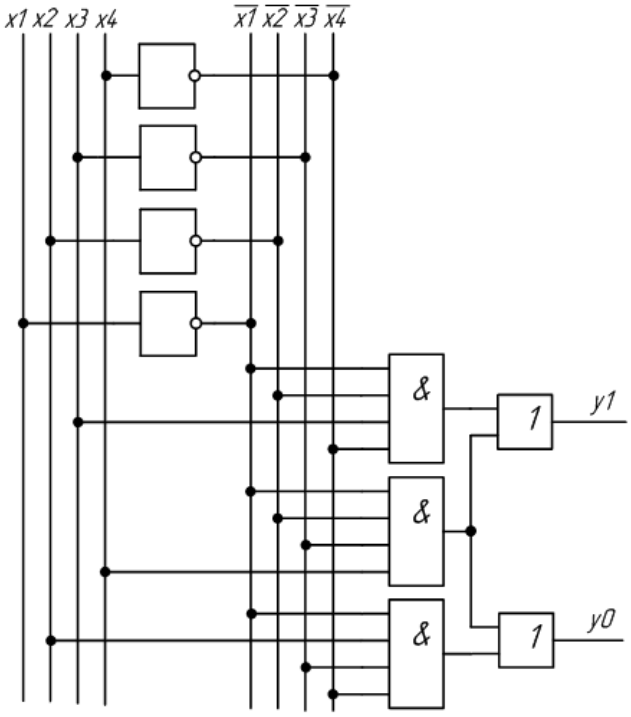


Рисунок 3.6 – Схема шифратора

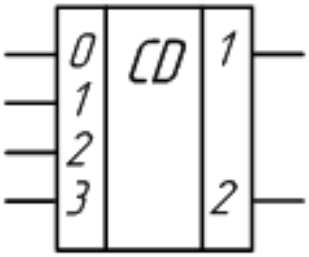


Рисунок 3.7 – Условное графическое обозначение шифратора

3.5.3 Преобразователь кода для семисегментного индикатора

Наиболее широко преобразователи кодов известны применительно к цифровым индикаторам. Например, преобразователь 4-х разрядного позиционного двоичного кода в десятичные цифры. Имеется семисегментный индикатор, и с его помощью требуется высветить десять цифр.

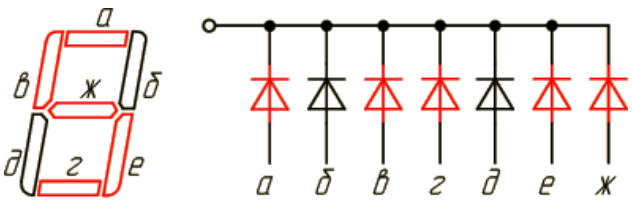


Рисунок 3.8 – Семисегментный индикатор

Очевидно, что двоичный код должен иметь не менее 4-х разрядов (2^4 = 16, что больше 10). Составим таблицу истинности работы такого преобразователя.

Таблица 3.4 – Таблица истинности преобразователя

Цифра	Двоичный код 8-4-2-1				а	б	в	г	д	е	ж
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
3	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
5	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
6	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1

По ТИ несложно составить систему собственных функций для всех выходов, т.е. СДНФ, минимизировать её и составить принципиальную схему.

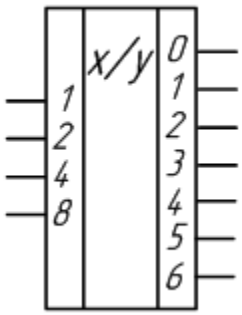


Рисунок 3.9 – Условное графическое обозначение преобразователя кода

3.5.4 Мультиплексор

Мультиплексор – устройство, которое позволяет коммутировать один из 2^n информационных входов X на один выход Y под действием n управляющих (адресных) сигналов. На рисунке 3.10 изображена упрощенная функциональная схема мультиплексора на идеализированных электронных ключах.

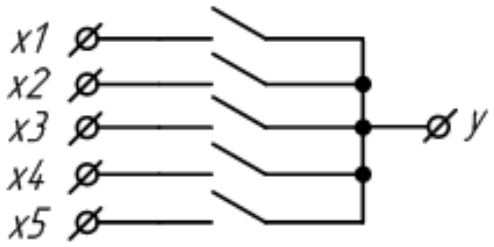


Рисунок 3.10 – Схема мультиплексора на идеализированных электронных ключах

В цифровых схемах требуется управлять ключами при помощи логических уровней. Поэтому желательно подобрать устройство, которое могло бы выполнять функции электронного ключа с управлением цифровым сигналом. Попробуем «заставить» работать в качестве электронного ключа уже знакомые нам логические элементы. Рассмотрим ТИ логического элемента «И». При этом один из входов логического элемента «И» будем рассматривать как информационный вход электронного ключа, а другой вход – как управляющий. Так как оба входа логического элемента «И» эквивалентны, то не важно, какой из них будет управляющим входом. Пусть вход X будет управляющим, а Y – информационным. Для простоты рассуждений разделим ТИ на две части в зависимости от уровня логического сигнала на управляющем входе X.

Таблица 3.5 – Таблица истинности

y	x	Out
0 0	0 1	0 0
1 1	0 1	0 1

По таблице истинности отчётливо видно, что если на управляющий вход X подан нулевой логический уровень, сигнал, поданный на вход Y, на выход Out не проходит. При подаче на управляющий вход X логической единицы, сигнал, поступающий на вход Y, появляется на выходе Out. Это означает, что логический элемент «И» можно использовать в качестве электронного ключа. При этом не важно, какой из входов элемента «И» будет использоваться в качестве управляющего входа, а какой – в качестве информационного. Остается только объединить выходы элементов «И» на один общий выход. Это делается при помощи логического элемента «ИЛИ» точно так же, как и при построении схемы по произвольной таблице истинности. Получившийся вариант схемы коммутатора с управлением логическими уровнями приведён на рисунке 3.11.

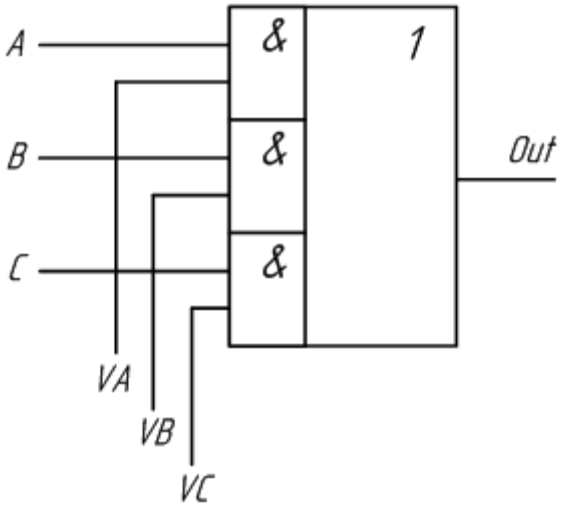


Рисунок 3.11 – Принципиальная схема мультиплексора, выполненная на логических элементах

В схемах, приведенных на рисунках 3.10 и 3.11, можно одновременно включать несколько входов на один выход. Однако обычно это приводит к непредсказуемым последствиям. Кроме того, для управления таким коммутатором требуется много входов, поэтому в состав мультиплексора обычно включают двоичный дешифратор, как показано на рисунке 3.12. Такая схема позволяет управлять переключением информационных входов мультиплексора при помощи двоичных кодов, подаваемых на его управляющие входы. Количество информационных входов в таких схемах выбирают кратным степени числа два.

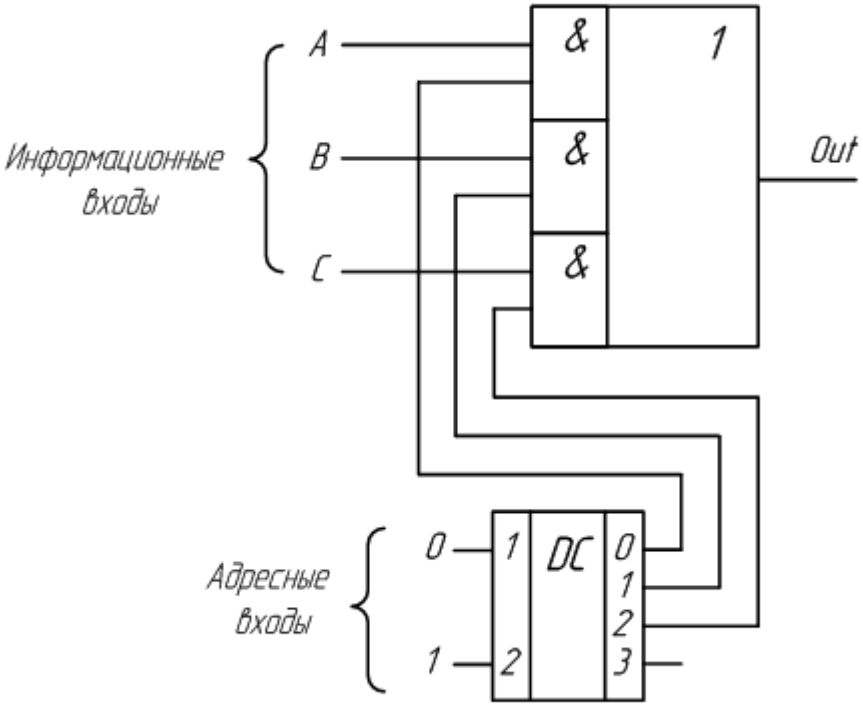


Рисунок 3.12 – Принципиальная схема мультиплексора, управляемого двоичным кодом

Условное графическое обозначение 4-х входового мультиплексора с управлением двоичным кодом приведено на рисунке 3.13. Входы A0 и A1 являются управляющими входами мультиплексора, определяющими адрес информационного входного сигнала, который будет соединён с выходным выводом мультиплексора Y. Информационные входные сигналы обозначены: X0, X1, X2 и X3.

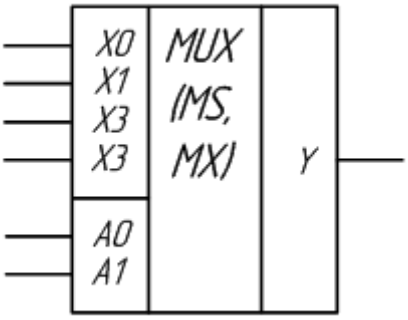


Рисунок 3.13 – Условное графическое обозначение 4-х входового мультиплексора

В условном графическом обозначении названия информационных входов A, B, C и D заменены названиями X0, X1, X2 и X3, а название выхода Out заменено на название Y. Такое обозначение входов и выходов мультиплексора более распространено в отечественной литературе. Адресные входы обозначены как A0 и A1.

3.5.5 Сумматор

Сумматор – узел компьютера, предназначенный для сложения двоичных чисел. Построение двоичных сумматоров обычно начинается с сумматора по модулю 2.

Сумматор по модулю 2.

Схема сумматора по модулю 2 совпадает со схемой, исключающей «ИЛИ».

Таблица 3.6 – Таблица истинности сумматора по модулю 2

x1	x2	y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Логическое выражение, описывающее сумматор по модулю 2:

$y = x1 \cdot x2 + x1 \cdot x2$.

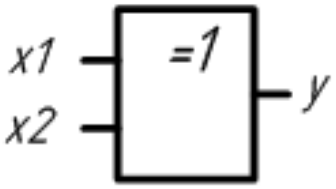


Рисунок 3.14 – Условное графическое обозначение сумматора по модулю 2

На основе логического уравнения, описывающего этот элемент, можно синтезировать схему:

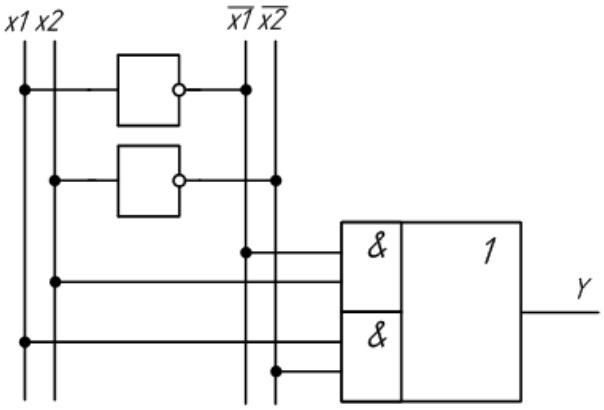


Рисунок 3.15 – Схема сумматора по модулю 2

Сумматор по модулю 2 выполняет суммирование без учёта переноса. В обычном двоичном сумматоре требуется учитывать перенос, поэтому требуются схемы, позволяющие формировать перенос в следующий двоичный разряд. Таблица истинности такой схемы, называемой полусумматором, приведена в таблице 3.7.

Таблица 3.7 – Таблица истинности полусумматора

A	B	S	P0
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

Здесь A и B – слагаемые; S – сумма; P0 – перенос в старший разряд (выход переноса Pout). Запишем систему собственных функций для полусумматора:

$$S = A \cdot B + A \cdot B \quad P0 = A \cdot B.$$

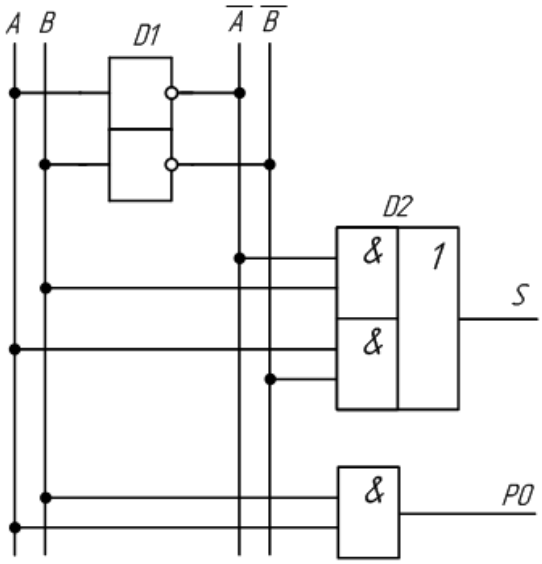


Рисунок 3.16 – Принципиальная схема, реализующая таблицу истинности полусумматора

Рисунок 3.17 – Изображение полусумматора на схемах

Полный сумматор. Схема полусумматора формирует перенос в старший разряд, но не может учитывать перенос из младшего разряда. При сложении многоразрядных двоичных чисел необходимо складывать три цифры в каждом разряде – 2 слагаемых и единицу переноса из предыдущего разряда PI.

Таблица 3.8 – Таблица истинности полного сумматора

PI	A	B	S	PO
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

PI – вход 1 переноса из предыдущего разряда,
PO – выход 1 переноса в старший разряд.

На основании таблицы истинности запишем систему собственных функций для каждого выхода:

$S = A \cdot B \cdot PI + A \cdot B \cdot PI + A \cdot B \cdot PI + A \cdot B \cdot PI$

$PO = A \cdot B \cdot PI + A \cdot B \cdot PI + A \cdot B \cdot PI + A \cdot B \cdot PI.$

В результате получим схему полного сумматора (рисунок 3.18).

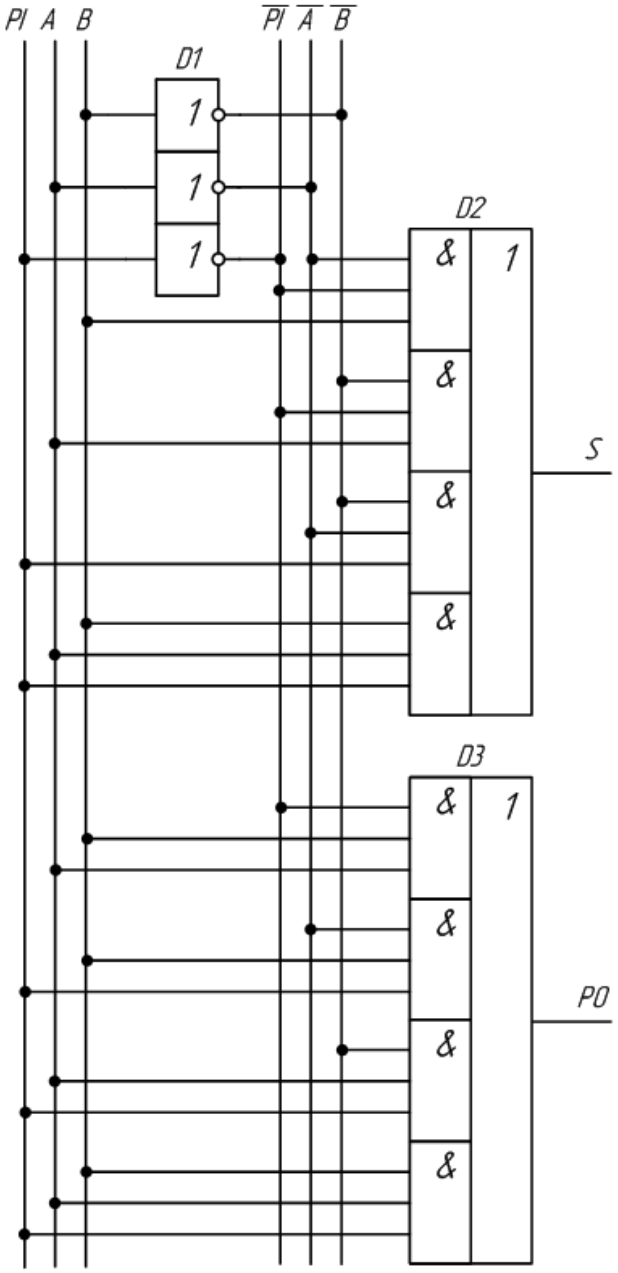


Рисунок 3.18 – Принципиальная схема, реализующая таблицу истинности полного двоичного одноразрядного сумматора

Рисунок 3.19 – Изображение полного двоичного одноразрядного сумматора на схемах

3.5.6 Триггеры

Триггер – логическое устройство, имеющее два устойчивых состояния, переход которого из одного состояния в другое осуществляется под воздействием управляющих сигналов.

Устойчивые состояния можно принять в качестве логической информации 0 и 1. В таком случае триггер можно использовать в качестве запоминающего устройства, которое хранит один разряд числа, представленного в двоичном коде.

Состояние триггера определяется по выходному сигналу. При этом говорят, что триггер установлен, если на его выходе присутствует логическая 1, и сброшен, – если 0. В триггерах с *прямым* управлением активным уровнем считается уровень логической 1, а в триггерах с *инверсным* управлением– уровень логического 0. После переключения триггера входной активный уровень может быть снят, но триггер продолжает оставаться в том состоянии, которое он приобрел под воздействием этого сигнала. Для удобства использования триггеры имеют два выхода, один из которых называют *прямым* Q, а другой – *инверсным* $\overline{Q}$. Если триггер установлен (в состоянии 1), на его прямом выходе будет логическая 1, а на инверсном – логический 0.

Помимо информационных входов, обозначаемых буквами *R, S, J, K', D, T,* триггеры могут содержать и вспомогательные (управляющие) входы, например, предварительной установки или вход синхронизации *C*.

Триггеры, которые реагируют на информационные сигналы только при наличии сигнала синхронизации, называют *синхронными*. В отличие от них *асинхронные* триггеры реагируют на информационные сигналы в момент их поступления. Синхронные триггеры, в свою очередь, могут быть со статическим и динамическим управлением. Для того чтобы синхронный триггер со статическим управлением смог воспринимать сигналы на информационных входах, на его входе синхронизации *C* должен присутствовать уровень логической 1. Синхронный триггер с динамическим управлением реагирует на информационные сигналы только в момент изменения сигнала на *C*-входе от 0 до 1 (прямой динамический С-вход), либо от 1 до 0 (инверсный динамический *C*-вход). На рисунке 3.18 показаны соответственно обозначения синхронного триггера с прямым и инверсным динамическим управлением.

Для синхронного триггера со статическим управлением иногда используют обозначение *C*-входа, показанное на рисунке 3.19, но чаще всего у *C*-входа вообще не ставят никаких специальных значков.

По функциональным возможностям различают:

– триггер с раздельной установкой состояний 0 и 1 (триггер с установочными входами, *RS*-триггер);

– триггер со счетным входом (счетный триггер, *T*-триггер);

– триггер задержки с приемом информации по одному входу (*D*-триггер);

– универсальный триггер с информационными входами *K* и *J* (*JK*-триггер).

Для полного описания триггера достаточно задать закон его функционирования и структурную схему**.**

Основные сведения о триггерах.

RS-триггер.

Основным триггером, на котором базируются все остальные триггеры, является RS-триггер.

RS-триггер имеет два логических входа:

R – установка 0 (от слова reset);

S – установка 1 (от слова set).

RS – триггер имеет два выхода:

Q – прямой;

Q – обратный (инверсный).

Состояние триггера определяется состоянием прямого выхода.

Простейший RS-триггер состоит из двух логических элементов, охваченных перекрёстной положительной обратной связью (рисунок 3.20).

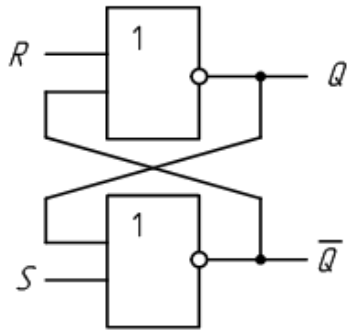


Рисунок 3.20 – Схема простейшего RS- триггера

Пусть R=0, S=1.

Нижний логический элемент выполняет логическую функцию ИЛИ–НЕ, т.е. 1 на любом его входе приводит к тому, что на его инверсном выходе будет логический ноль Q=0.

На прямом выходе Q будет 1 (Q=1), т.к. на оба входа верхнего элемента поданы нули (один ноль – со входа R, другой – с инверсного выхода). Триггер сейчас находится в единичном состоянии.

Если теперь убрать сигнал установки (R=0, S=0), на выходе ситуация не изменится, т.к. несмотря на то, что на нижний вход нижнего логического элемента будет поступать 0, на его верхний вход поступает 1 с выхода верхнего логического элемента. Триггер будет находиться в единичном состоянии, пока на вход R не поступит сигнал сброса.

Пусть теперь R=1, S=0. Тогда на прямом выходе будет Q=0, а на инверсном Q =1. Триггер переключился в «0».

Если после этого убрать сигнал сброса (R=0, S=0), то все равно триггер не изменит своего состояния.

Для описания работы триггера используют таблицу переходов (таблицу истинности).

Обозначим:

Q(t) – состояние триггера до поступления управляющих сигналов (изменения на входах R и S);

Q(t+1) – состояние триггера после изменения на входах R и S.

Таблица 3.9 – Таблица переходов RS триггера в базисе ИЛИ–НЕ

R	S	Q(t)	Q(t+1)	Пояснения
0	0	0	0	Режим хранения информации R=S=0
0	0	1	1	
0	1	0	1	Режим установки единицы S=1
0	1	1	1	
1	0	0	0	Режим установки нуля R=1
1	0	1	0	
1	1	0	*	R=S=1 запрещённая комбинация
1	1	1	*	

RS-триггер можно построить и на элементах «И–НЕ» (рисунок 3.21).

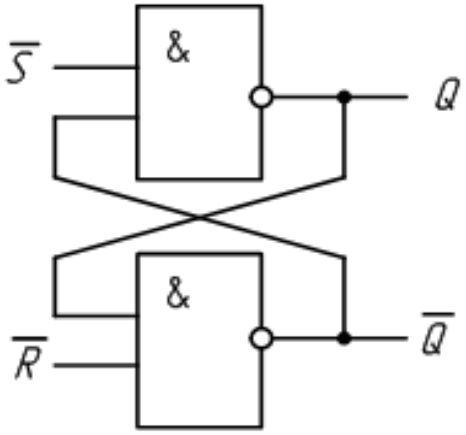


Рисунок 3.21 – Схема RS-триггера, построенного на схемах «2И–НЕ»

Входы R и S инверсные (активный уровень «0»). Переход (переключение) этого триггера из одного состояния в другое происходит при установке на одном из входов «0».

Комбинация R=S=0 является запрещённой.

Таблица 3.10 – Таблица переходов RS триггера в базисе «2И–НЕ»

R	S	Q(t)	Q(t+1)	Пояснения
0	0	0	*	R=S=0 запрещённая комбинация
0	0	1	*	
0	1	0	0	Режим установки нуля R=0
0	1	1	0	
1	0	0	1	Режим установки единицы S=0
1	0	1	1	
1	1	0	0	Режим хранения информации R=S=1
1	1	1	1	

Синхронный RS-триггер

Большинство цифровых схем требуют сигнала синхронизации (тактового сигнала). Все переходные процессы в комбинационной логической схеме должны закончиться за время периода синхросигнала, подаваемого на входы триггеров.

Триггеры, запоминающие входные сигналы только в момент времени, определяемый сигналом синхронизации, называются синхронными. Принципиальная схема синхронного RS триггера приведена на рисунке 3.22.

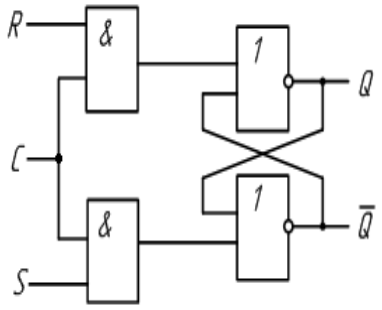


Рисунок 3.22 – Схема синхронного RS-триггера

Таблица 3.11 – Таблица переходов синхронного RS-триггера

R	S	C	Q(t)	Q(t+1)	Пояснения
0	0	1	0	0	Режим хранения информации R = S = 0
0	0	1	1	1	
0	1	1	0	1	Режим установки единицы S =1
0	1	1	1	1	
1	0	1	0	0	Режим установки нуля R=1
1	0	1	1	0	
1	1	1	0	*	R = S = 1 запрещённая комбинация
1	1	1	1	*	

В таблице 3.11 под сигналом C подразумевается синхроимпульс.

Без синхроимпульса синхронный RS триггер сохраняет своё состояние.

D – триггер.

D-триггер имеет 1 информационный вход (D-вход).

Бывают только синхронные D-триггеры.

Состояние информационного входа передаётся на выход под действием синхроимпульса (вход C).

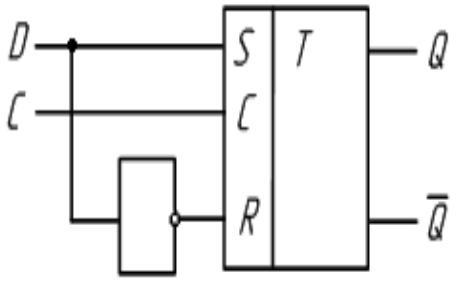


Рисунок 3.23 – Схема D-триггера на основе синхронного RS-триггера

Таблица 3.12 – Таблица переходов D-триггера

C	D	Q(t)	Q(t+1)	Пояснения
0	*	0	0	Режим хранения информации
0	*	1	1	
1	0	*	0	Режим записи информации
1	1	*	1	

Если на входе D – «1», то по приходу синхроимпульса Q = 1.

Если на D «0», то Q =0.

Счётный триггер (T-триггер).

T-триггер имеет один счётный информационный вход.

Триггер переключается каждый раз в противоположное состояние, когда на вход Т поступает управляющий сигнал.

Таблица 3.13 – Таблица переходов Т-триггера

T	Q(t)	Q(t+1)
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

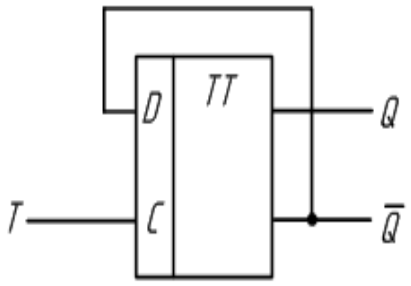


Рисунок 3.24 – Схема Т-триггера на основе двухступенчатого D-триггера

Универсальный триггер (JK-триггер).

Такой триггер имеет информационные входы J и K, которые по своему влиянию аналогичны входам S и R тактируемого RS-триггера:

при J=1, K=0 триггер по тактовому импульсу устанавливается в состояние Q=1;

при J= 0, K=1 – переключается в состояние Q=0;

при J=K=0 – хранит ранее принятую информацию.

Но, в отличие от синхронного RS-триггера, одновременное присутствие логических 1 на информационных входах не является для JK-триггера запрещённой комбинацией и приводит триггер в противоположное состояние.

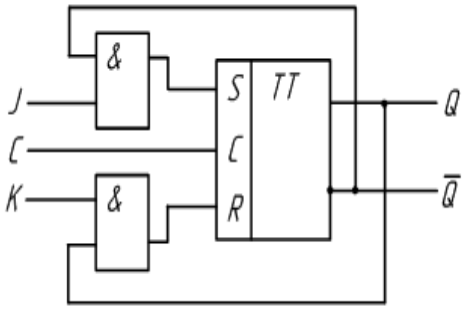


Рисунок 3.25 – Схема JK-триггера на основе двухступенчатого синхронного RS-триггера

Таблица 3.6 – Таблица переходов JK триггера

K	J	C	Q(t)	Q(t+1)
0	0	1	0	0
0	0	1	1	1
0	1	1	0	1
0	1	1	1	1
1	0	1	0	0
1	0	1	1	0
1	1	1	0	1
1	1	1	1	0

3.5.7 Счетчики

Счетчиком называют устройство, предназначенное для подсчёта числа импульсов, поданных на вход (рисунок 3.26). Они, как и сдвигающие регистры, состоят из цепочки триггеров. Разрядность счетчика, а следовательно, и число триггеров определяется максимальным числом, до которого он считает.

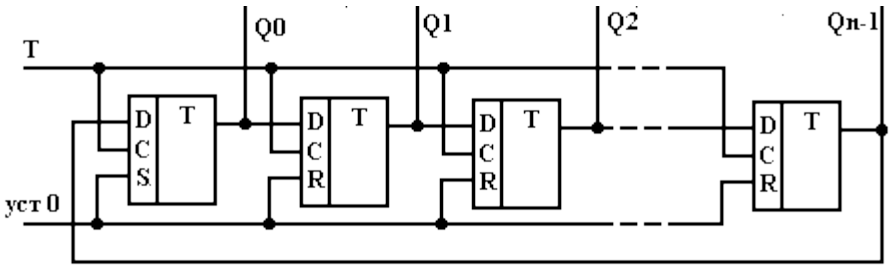


Рисунок 3.26

Регистр сдвига можно превратить в кольцевой счетчик, если выход последнего триггера соединить с входом первого. Схема такого счетчика на разряды приведена на рисунке 3.26. Перед началом счета импульсом начальной установки в нулевой разряд счетчика (Q0) записывается логическая 1, в остальные разряды – логические 0. С началом счета каждый из приходящих счётных импульсов T перезаписывает 1 в следующий триггер, и число поступивших импульсов определяется по номеру выхода, на котором имеется 1. Предпоследний (N-1) импульс переведет в единичное состояние последний триггер, а импульс перенесёт это состояние на выход нулевого триггера, и счет начнётся сначала. Таким образом можно построить кольцевой счетчик с произвольным коэффициентом счета (любым основанием счисления), изменяя лишь число триггеров в цепочке.

Недостаток такого счетчика – большое число триггеров, необходимых для его построения. Более экономичны, а поэтому и более распространены счетчики, образованные счетными T-триггерами. После каждого тактового импульса T сигнал на входе D (инверсном выходе) меняется на противоположный, и поэтому

частота выходных импульсов вдвое меньше частоты поступающих. Собрав последовательную цепочку из n-счетных триггеров, соединяя выход предыдущего триггера со входом С следующего, мы получим частоту $f_{вых}=f_{вх}/2^n$. При этом каждый входной импульс меняет код числа на выходе счетчика на 1 в интервале от 0 до $N=2^n-1$.

Микросхема К155ИЕ5 рисунке 3.21 содержит счетный триггер (вход С1) и делитель на восемь (вход С2), образованный тремя соединенными последовательно триггерами. Триггеры срабатывают по срезу входного импульса (по переходу из 1 в 0). Если соединить последовательно все четыре триггера, как на рисунке 3.21, то получится счетчик по модулю $2^4=16$. Максимальное хранимое число при полном заполнении его единицами равно $N=2^4-1=15=(111)_2$. Такой счетчик работает с коэффициентом счета К (модулем), кратным целой степени 2, и в нем совершается циклический перебор $K=2^n$ устойчивых состояний. Счетчик имеет выходы принудительной установки в 0.

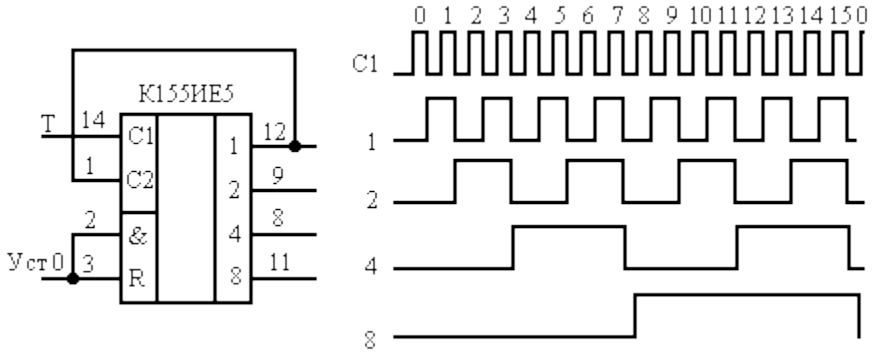


Рисунок 3.27

Часто нужны счетчики с числом устойчивых состояний, отличным от 2^n. Например, в электронных часах есть микросхемы с коэффициентом счета 6 (десятки минут), 10 (единицы минут), 7 (дни недели), 24 (часы). Для построения счётчика с модулем $K\neq2^n$ можно использовать устройство из n-триггеров, для которого выполняется условие $2^n > K$. Очевидно, такой счётчик может иметь лишние устойчивые состояния (2^n-К). Исключить эти ненужные состояния можно использованием обратных связей, по цепям которых счетчик переключается в нулевое состояние в том такте работы, когда он досчитывает до числа К.

Для счетчика с К=10 нужны четыре триггера (так как $2^3<10<2^4$), также счетчик должен иметь десять устойчивых состояний N==0,1...,8,9. В том такте, когда он должен был перейти в одиннадцатое устойчивое состояние (N=10), его необходимо сбросить в исходное нулевое состояние. Для такого счётчика можно использовать микросхему К155ИЕ5 (рисунок 3.28), введя цепи обратной связи с выходов счетчика, соответствующих числу 10 (т. е. 2 и 8) на входы установки счетчика в 0 (вход R). В самом начале 11-го состояния (число 10) на обоих входах элемента И микросхемы появляются логические 1, вырабатывающие сигнал «сброс» всех триггеров счетчика в нулевое состояние.

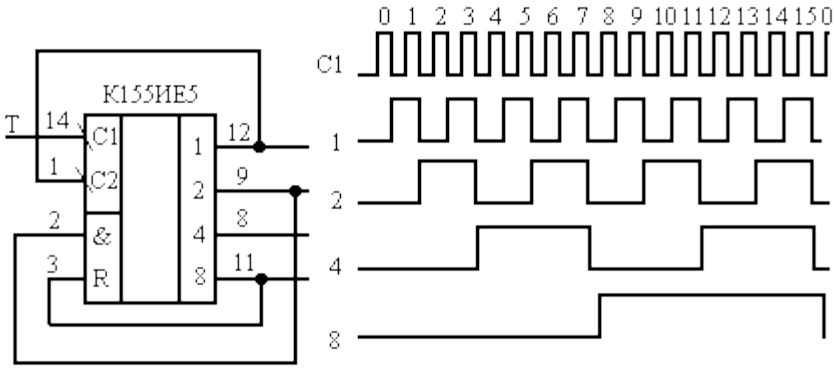


Рисунок 3.28

Во всех сериях цифровых микросхем есть счетчики с внутренней организацией наиболее ходовых коэффициентов пересчета, например в микросхема К155ИЕ2 и К155ИЕ6 К=10, в микросхеме К155ИЕ4 К=2х6==12.

Как видно из схем и диаграмм на рисунках 3.22–3.23, счетчики могут выполнять функции делителей частоты, т.е. устройств, формирующих из импульсной последовательности с частотой $f_{вх}$ импульсную последовательность на выходе последнего триггера с частотой $f_{вых}$, в *К* раз меньшую входной. При таком использовании счетчиков нет необходимости знать, какое число в нем записано в настоящий момент, поэтому делители в некоторых случаях могут быть значительно проще счетчиков. Микросхема К155ИЕ1, например, представляет собой делитель на 10, а К155ИЕ8 – делитель с переменным коэффициентом деления К=64/n, где n=1…63.

Кроме рассмотренных суммирующих, широко применяют реверсивные счетчики на микросхемах К155ИЕ6, К155ИЕ7, у которых в зависимости от режима работы содержимое счетчика или увеличивается на единицу – режим сложения – происходит инкремент счётчика, или уменьшается на единицу – режим вычитания – декремент после прихода очередного счетного импульса. Микросхема К155ИЕ1 (рисунок 3.29) – делитель на 10. Установка ее триггеров в 0 осуществляется одновременной подачей высокого уровня на входы 1 и 2 (элемент И). Счетные импульсы подают на вход 8 или 9 (при этом на другом входе должен быть высокий уровень) или одновременно на оба входа (элемент И).

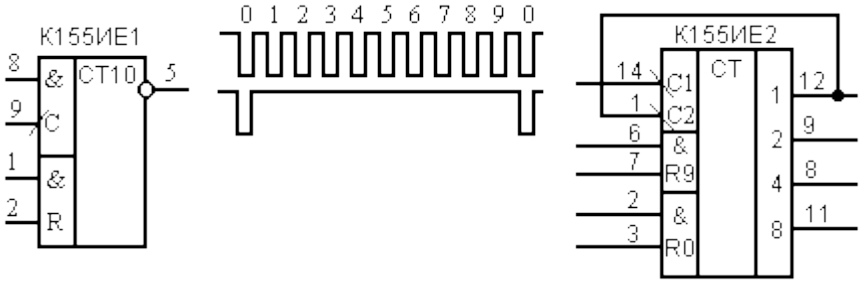


Рисунок 3.29

В состав микросхемы К155ИЕ2 (рисунок 3.29) входят триггер со счетным входом (вход С1) и делитель на 5 (вход С2). При соединении выхода счетного триггера с входом С2 образуется двоично-десятичный счетчик (диаграмма его работы аналогична приведенной на рисунке 3.29). Счет происходит по срезу импульса. Счетчик имеет входы установки в 0 (R0 с логикой И) и входы установки в 9 (R9 с логикой И).

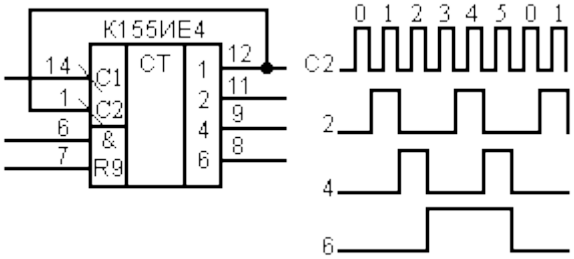


Рисунок 3.30

Микросхему К155ИЕ4 образуют счетный триггер и делитель на 6 (рисунок 3.30). О микросхеме К155ИЕ5 было сказано ранее (рисунок 3.30).

Микросхемы К155ИЕ6 и К155ИЕ7: рисунок 3.31, *а* – реверсивные счетчики с предварительной записью, первый из них – двоично-десятичный, второй – четырехразрядный двоичный. Установка их в 0 происходит при высоком уровне на входе R. В счетчик можно записать число, для чего нужно подать на выходы D1-D4: в К155ИЕ6 от 0 до 9, в К155ИЕ7 от 0 до 15. Для этого на входе S необходимо подать низкий уровень, на входах С1 и С2 – высокий уровень, на входе R – низкий. Счет начнется с записанного числа по импульсам низкого уровня, подаваемым на вход С1 (в режиме сложения) или на С2 (в режиме вычитания). Информация на выходе изменяется по фронту счётного импульса. При этом на втором счетном входе и входе S должен быть высокий уровень, на входе R – низкий, а состояние входов D безразлично. Одновременно с каждым десятым (шестнадцатым) на входе С1 импульсом – на выходе Р1, повторяющий его выходной импульс, который может подаваться на вход следующего счетчика. В режиме вычитания одновременно с каждым импульсом на входе С2, переводящим счетчик в состояние 9, (15), на выходе Р2 появляется выходной импульс.

Временная диаграмма работы счетчика К155ИЕ6 приведена на рисунке 3.31, *б*. На диаграмме в режиме параллельной записи (S=0) было записано число 6 (высокий уровень на входах D2 и D3).

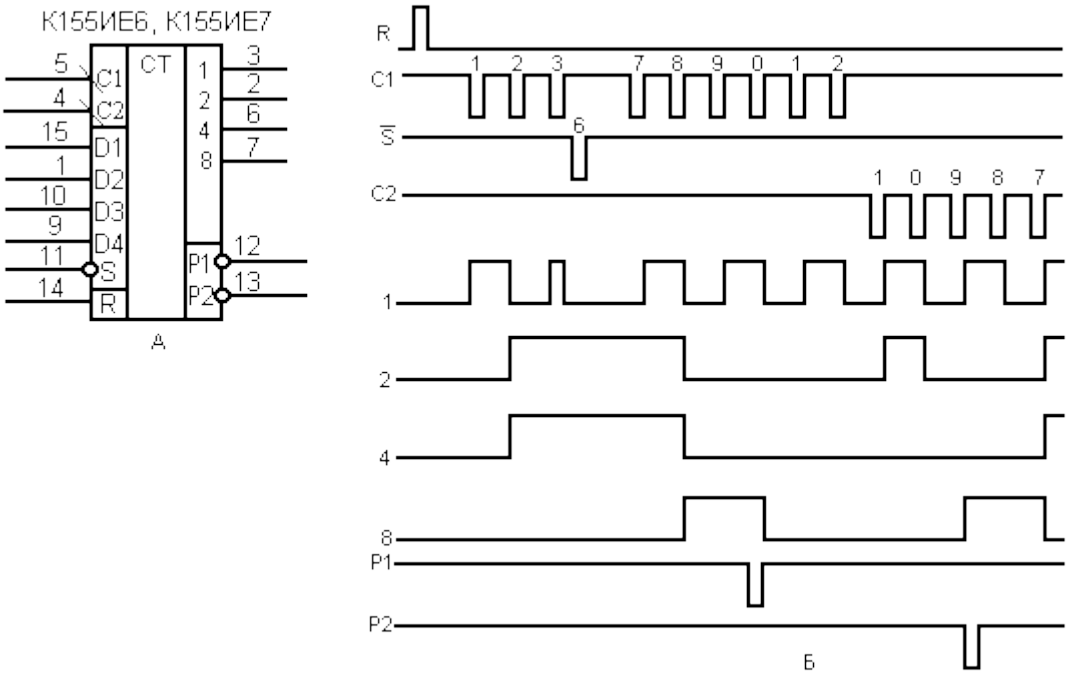


Рисунок 3.31

Микросхемы К176ИЕ1, К56ИИЕ10 и К561ИЕ16 (рисунок 3.31) – двоичные счётчики. Счетчик К561ИЕ10 при подаче счетных импульсов на вход С1 и при С2=1 работает по фронту, при счете по входу С2 и при С1==0 – по срезу. Счётчик К561ИЕ16 не имеет выходов от второго и третьего делителя. Счетчики устанавливаются в нулевое состояние при подаче высокого уровня на вход R. Для правильной работы этих и всех других счетчиков, выполненных по КМОП-технологии (серии К164, К176, К564, К561...), необходимо после включения питания (или после снижения напряжения источника питания до 3 В) устанавливать их в исходное нулевое состояние подачей импульса высокого уровня на вход R. В противном случае счётчики могут работать случайными коэффициентами пересчёта. Импульс сброса после включения питания может подаваться автоматически, если ввести времязадающую RC-цепь и инвертор, как показано на рисунке 3.32, *в*.

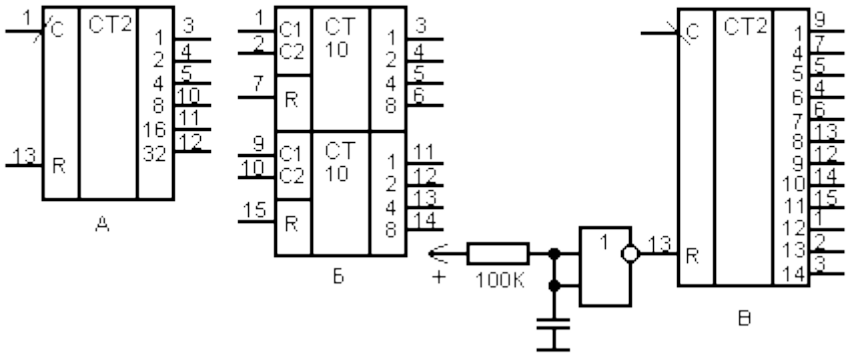


Рисунок 3.32. *Регистры*

Регистры – это устройства для хранения «-разрядных двоичных чисел и выполнения преобразований над ними. Регистры строятся на базе триггеров, число которых соответствует числу разрядов в хранимом двоичном слове. С каждым регистром обычно связано комбинационное цифровое устройство. Такая архитектура позволяет осуществлять определенные логические операции над двоичными числами. К таким операциям относятся: прием числа в регистр; передача числа из регистра; сдвиг слова влево или вправо на заданное число разрядов; преобразование последовательного кода в параллельный и обратно; установка регистра в начальное состояние и т.д.

Регистры можно разделить на следующие классы: накопительные, сдвиговые, параллельные, последовательные, комбинированные, однонаправленные, реверсивные.

Последовательный сдвигающий регистр

В сдвиговых регистрах подаваемая на информационный вход последовательность логических нулей и единиц будет передаваться от младшего выходного разряда к старшему пошагово с приходом фронта каждого тактового импульса.

Последовательный сдвигающий регистр можно построить, например, на базе D-триггеров (рисунок 3.33).

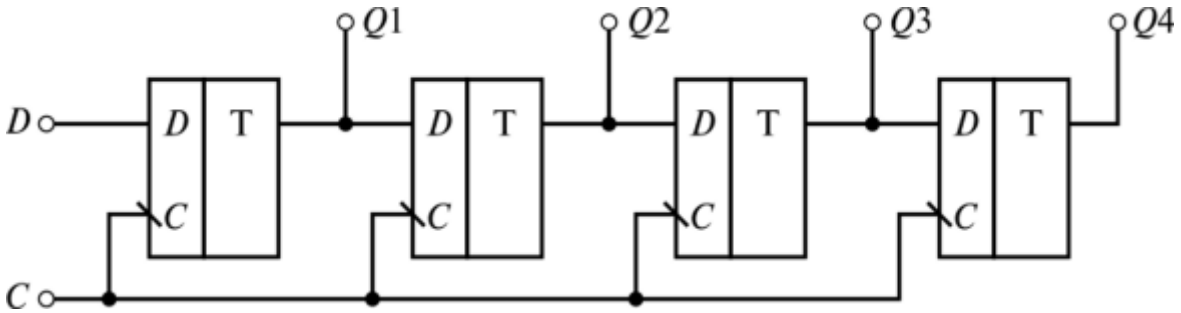


Рисунок 3.33 – Последовательный сдвигающий регистр

На рисунке 3.33 вход D является информационным для четырехразрядного регистра, а вход C – вход синхроимпульсов.

Временные диаграммы, поясняющие работу сдвигающего регистра, изображены на рисунке 3.34.

Таблица истинности сдвигающего регистра имеет следующий вид:

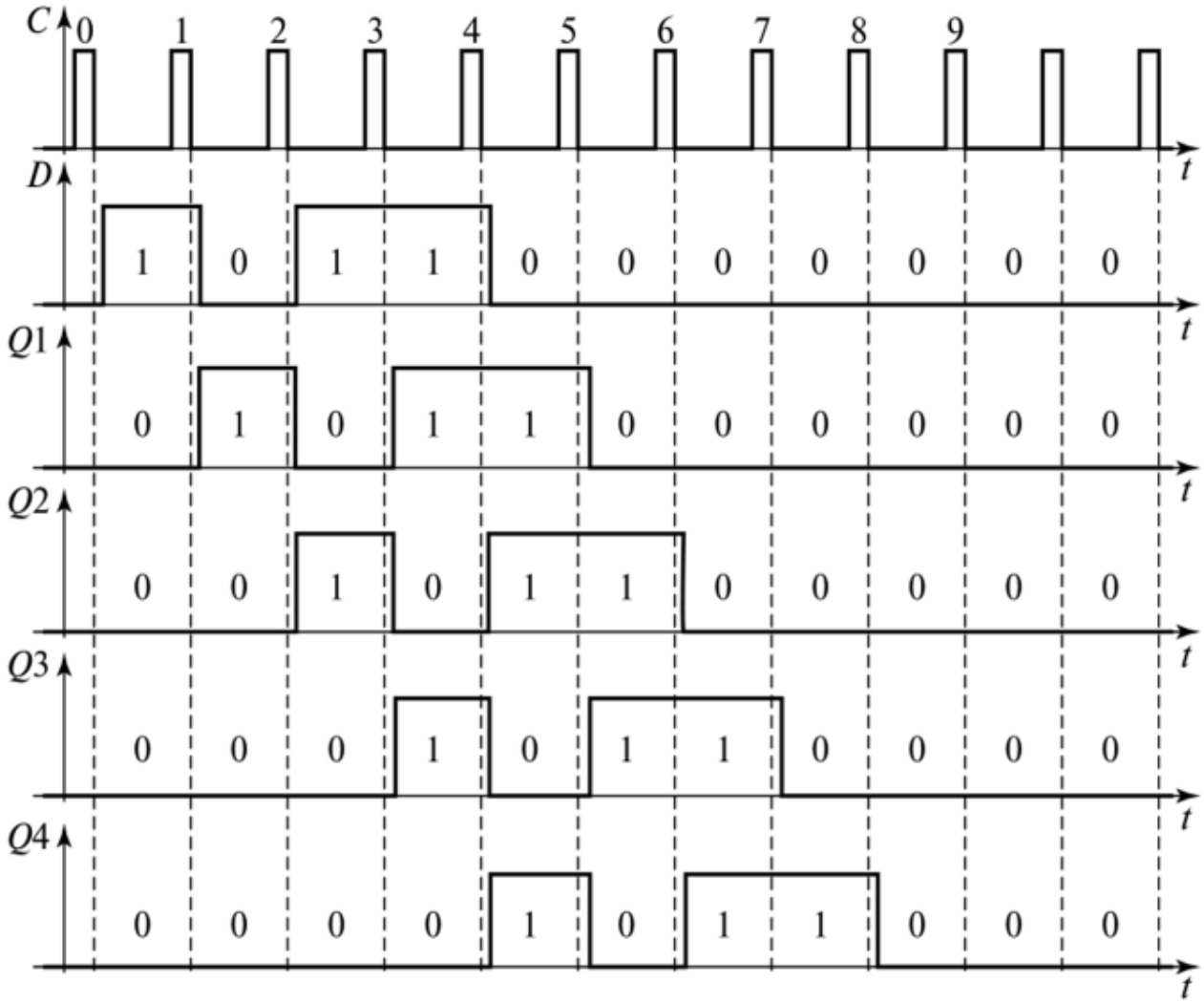


Рисунок 3.34 – Временные диаграммы работы сдвигающего регистра

Накопительный однонаправленный регистр с параллельным вводом

На вход параллельного регистра подается «-разрядное двоичное число. По фронту синхроимпульса параллельно включенные триггеры, на основе которых строится регистр, меняют свое состояние, т.е. на выходе триггеров формируется двоичное число, соответствующее входному. Затем триггеры переходят в режим хранения. Запись в регистр закончена. Для считывания информации из регистра, как правило, используется комбинационное логическое устройство, управляемое специальным сигналом с входа «Считывание» («Чтение»). По этому сигналу информация с выходов триггеров регистра переносится на выход комбинационного устройства. Операция считывания информации из регистра закончена.

На рисунке 3.35 изображена схема параллельного регистра, собранного на двух сдвоенных -триггерах. Комбинационное логическое устройство (КЛУ) для осуществления операции считывания выполнено из четырех элементов «2И».

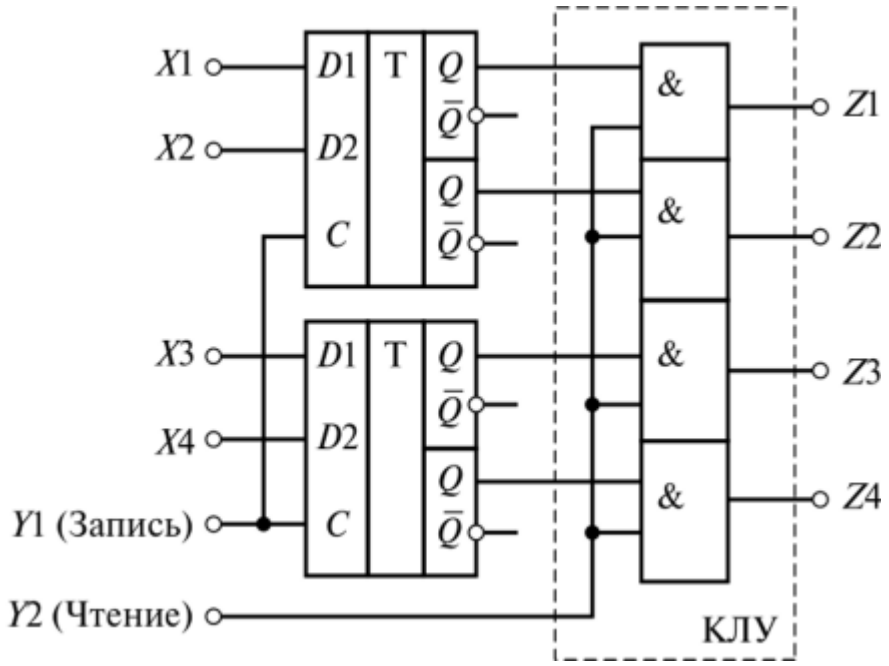


Рисунок 3.36 – Параллельный регистр

На рисунке 3.36 обозначено:

1) *X–X4* – входной параллельный двоичный код.

2) *Y* и *Y1* – управляющие входы. При *Y* =1 осуществляется режим параллельной записи в регистр, при *Y* = *Y2* = 0 – режим хранения информации, при У2=1 – параллельное считывание информации (вывод информации из регистра).

3) Zl–Z4 – выходной параллельный двоичный код.

На рисунке 3.37 представлено схемное обозначение регистра с параллельным вводом (микросхема К555ИР27).

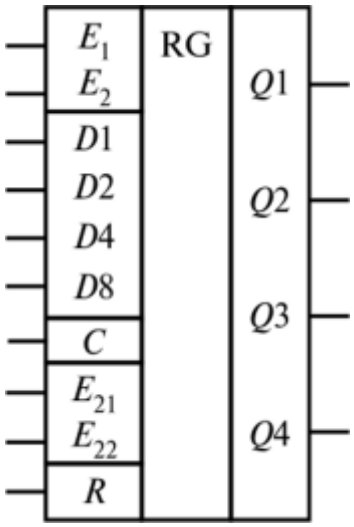


Рисунок 3.37 – Параллельный четырехразрядный регистр

Особенностью представленного на рисунке 3.37 регистра является наличие сдвоенного входа управления записью в регистр (выводы E_x и E_2) и сдвоенного входа управления чтением из регистра (выводы E_{21} и E_{22}). Такая архитектура регистра позволяет наращивать разрядность устройства памяти и создавать из регистров комбинированные устройства хранения информации.

На рисунке 3.37 обозначено: 1) *D*1–*DS и QX–Q4* – вход и выход данных. 2) *C* – вход синхронизации. 3) E_b E_2, и E_{21}, E_{22} – управляющие входы. Если $E_x = E_2 = 0$, то регистр работает в режиме параллельного ввода информации (в момент прихода положительного фронта на вход С); если $E_x = 1$ или $E_2 = 1$, то в режиме хранения информации. Если $E_{21} = E_{22} = 0$, регистр работает в режиме передачи информации на выход; если $E_{2l} = 1$ или $E_{22} = 1$, то выходы регистра переходят в третье состояние.

Универсальный регистр

Универсальный регистр – это регистр, который за счет сложных внутренних логических связей может обеспечивать запись и чтение информации в параллельном двоичном коде, передачу информации в последовательном коде со сдвигом вправо или влево, хранение информации.

На рисунке 3.38 представлено схемное обозначение универсального регистра.

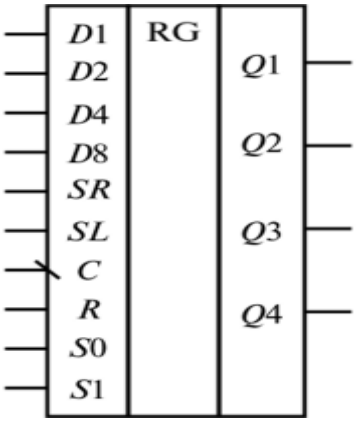


Рисунок 3.38 – Универсальный регистр

На рисунке 3.38 обозначено:

- 7)1 – 7)8 – входы для параллельной загрузки данных в регистр;
- *SR* – вход для последовательной загрузки данных в регистр со сдвигом вправо;
- 57, – вход для последовательной загрузки данных в регистр со сдвигом влево;

C – вход синхронизации;

R – вход сброса регистра в «О»;

- 50 и 51 – управляющие входы, задающие режим работы регистра. При 50 = 51 = 1 осуществляется параллельная загрузка данных с входов 51–7)8, при 50 = 1 и 51 = 0 — ввод данных с входа *SR* (сдвиг вправо), при 50 = 0 и 51 = 1 – ввод данных с входа *SL* (сдвиг влево), при 50 = 51 = 0 – хранение данных;
- • Q1–*Q4* – выходы регистра.

Список литературы

1. Жолшараева Т.М. Микроэлектроника. Полупроводниковые приборы: Учебное пособие. Алматы: АИЭС, 2006. – 79 с.

2. Т.М. Жолшараева, З.М. Рахимжанова. Микроэлектроника. Шала өткізгішті аспапта: Оқу құралы: Алматы: АИЭС, 2009. – 81 б.

3. Микроэлектроника. Интегральные микросхемы: Учебное пособие. Алматы: АУЭС, 2009. – 81 с.

4. Букреев Т.М. Микроэлектронные схемы цифровых устройств. – М.: Высшая школа 2009. – 31 с.

5. Жолшараева Т.М. Электроника: Учебное пособие. АИЭС, 2010.

6. Т.М. Жолшараева. Н.С. Бакирова. Электроника. Есептеу-графикалық жұмысты орындауға арналған ӘН. АУЭС, 2015.

7. Т.М. Жолшараева. У.К. Дегембаева. Электроника. Жартылай өткізгішті аспаптар және аналогтық құрылғылар. Зертханалық жұмыстарға арналған ӘН. АУЭС, 2011.

8. Т.М. Жолшараева, У.К. Дегембаева. Электроника. Цифрлық құрылғылар. Зертханалық жұмыстарға арналған ӘН. АУЭС, 2011.

9. Лахин С.Н. Схемотехника ЭВМ. – СПб, 2010.

10. Опадчий Ю.Ф. Аналоговая и цифровая электроника. – М.: Высшая школа. – 2005, 2007.

Содержание

Введение	3
Полупроводниковые приборы	6
Электропроводность полупроводников	6
Дрейфовый и диффузионный токи в полупроводниках	10
Полупроводниковые резисторы	11
Электронно-дырочный переход в полупроводниках и его свойства	17
Формирование электронно-дырочного перехода в полупроводниках	17
Вентильные свойства p-n-перехода	20
Вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода	22
Обратный ток *p-n-перехода*	25
Емкости *p-n*-перехода	27
Пробой p-n-перехода	28
Контакт «металл – полупроводник»	30
Полупроводниковые диоды	32
Назначение и классификация. Системы обозначений и общие параметры диодов	32
Выпрямительный полупроводниковый диод	36
Полупроводниковые стабилитроны	45
Другие типы диодов	51
Биполярные транзисторы	54
Структура и устройство биполярных транзисторов	54
Принцип действия биполярного транзистора и его основные параметры	55
Режимы работы биполярного транзистора	56
Схемы включения биполярного транзистора	58
Статические характеристики биполярного транзистора	60
Малосигнальные параметры биполярного транзистора	62
Полевые транзисторы	65
Полевые транзисторы с управляемым *p-n*-переходом	65
МДП-транзисторы	70
Тиристоры	74
Принцип работы и устройства тиристоров	74
Интегральные микросхемы	84
Система обозначений полупроводниковых приборов и интегральных микросхем	88
Аналоговые электронные устройства	90
Электронные усилители	90
Усилительный каскад с общим эмиттером	90
Термостабилизация усилительного каскада с общим эмиттером	99
Режимы работы усилительных каскадов	101
Усилительный каскад с общим коллектором	103

Усилительный каскад на составном транзисторе	102
Двухтактный усилительный каскад	103
Усилительные каскады на полевых транзисторах	104
Усилитель постоянного тока	107
Операционный усилитель	108
Масштабные усилители на базе операционных усилителей	109
Генераторы сигналов	113
Генератор синусоидальных колебаний	113
Мультивибратор	117
Генератор пилообразного напряжения	119
Компараторы аналоговых сигналов	120
Аналоговые компараторы напряжений	120
Электронный ключ	124
Источники вторичного электропитания	131
Структура источников электропитания	131
Выпрямительные устройства	132
Сглаживающие фильтры	135
Стабилизаторы напряжения	136
Преобразователи постоянного напряжения	141
Силовые устройства на основе тиристоров и мощных транзисторов	143
Цифровые электронные устройства	152
Системы счисления	152
Элементы теории булевой алгебры	154
Логические элементы	156
Структура и принципы действия логических элементов интегральных микросхем	156
Комбинационные электронные устройства	160
Дешифратор (декодер)	161
Шифратор (кодер)	162
Преобразователь кода для семисегментного индикатора	163
Мультиплексор	164
Сумматор	167
Триггеры	171
Счетчики	177
Список литературы	184

Тематический план 2021., поз 36

Бораш Абилович Жумагазин
Арайлым Бекжанқызы Нусибалиева

ЭЛЕКТРОНИКА

Учебное пособие для студентов специальности
5В070200 – «Автоматизация и управление»

Редактор: Жанабаева Е. Б.

Подпись в печать ___ __2021
Тираж 100 экз. Формат 60×84 1/16

Бумага типографская № 2
Уч.-изд. л. 11,6. Заказ №____
Цена 5800 тг

Некоммерческое АО «АУЭС»
Алматы, Байтурсынова, 126/1

Копировально-множительное бюро
некоммерческого акционерного общества
«Алматинский университет энергетики и связи
имени Гумарбека Даукеева»
050013, Алматы, Байтурсынова, 126/1