

# ОСНОВЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Под редакцией проф.  
В. Г. ГЕРАСИМОВА

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ,  
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

Допущено  
Министерством высшего и среднего  
специального образования СССР  
в качестве учебника для студентов  
неэлектротехнических специальностей  
вузов



МОСКВА  
«ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1986

ББК 32.85  
О-75  
УДК 621.38

Рецензент—кафедра «Электротехника и электрооборудование» Всесоюзного заочного машиностроительного института (зав. кафедрой—д-р техн. наук, проф. В. Е. Шатерников)

**Основы промышленной электроники: Учеб. для**  
О 75 неэлектротехн. спец. вузов /В. Г. Герасимов, О. М. Князьков, А. Е. Краснополский, В. В. Сухорук; Под ред. В. Г. Герасимова.—3-е изд., перераб. и доп.—М.: Высш. шк., 1986.—336 с., ил.

В книге изложены физические основы, принципы действия, конструкции и характеристики дискретных полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, фотоэлектрических и оптоэлектронных приборов и приборов визуальной индикации; описаны типовые узлы современных электронных устройств и т. д. В 3-м издании (2-е—1978 г.) основное внимание уделено применению интегральных микросхем, введен материал по приборам визуальной индикации, оптоэлектронике, микропроцессорам, расширены сведения о цифровой технике.

О  $\frac{2403000000-392}{001(01)-86}$  144—86

ББК 32.85  
6Ф0.3

© Издательство «Высшая школа», 1978

© Издательство «Высшая школа», 1986, с изменениями

## ПРЕДИСЛОВИЕ

---

Предлагаемый учебник написан в соответствии с разделом «Основы электроники» программы по электротехническим дисциплинам для неэлектротехнических специальностей вузов. При подготовке к третьему изданию ее содержание было существенно изменено и материал книги в значительной степени переработан. В связи с переводом электронных устройств на новую элементную базу — интегральные микросхемы (ИМС) — основное внимание в книге уделено изложению принципов действия, характеристик и возможностей использования электронных устройств на базе ИМС.

Применение электровакуумных приборов в последние годы резко сократилось. Поэтому в учебнике исключена глава «Электровакуумные приборы»; некоторые из этих приборов кратко рассмотрены в других главах.

Поскольку в электронных измерительных приборах, микропроцессорах, терминальных устройствах ЭВМ находит все большее применение широкий класс различных современных индикаторных приборов, в учебник включена гл. 3, посвященная этим приборам. Глава «Фотоэлектрические приборы» значительно сокращена за счет уменьшения материала по

электровакуумным фотоэлектронным приборам. В то же время включен новый § 4.7 «Оптоэлектронные приборы».

Главы, относящиеся к усилителям, генераторам, выпрямительным и другим преобразовательным устройствам, существенно переработаны в направлении более широкого представления устройств, в которых используются интегральные микросхемы.

Из главы «Усилительные каскады» исключены параграфы, в которых рассматривались усилительные каскады на электронных лампах (триодах и пентодах).

Широкое распространение ЭВМ и микропроцессоров, основу которых составляют импульсные и логические устройства, потребовало коренной переработки главы «Импульсные устройства», в наибольшей степени связанной с микросхемотехникой.

Существенно обновлена глава, посвященная электронным измерительным приборам. Для того чтобы можно было представить возможности современных электронных приборов и устройств, приведены технические характеристики наиболее типичных приборов.

В последней главе рассмотрены примеры применения электронных устройств в промышленности: контроль механических, тепловых, акустических и оптических величин, контроль состава и свойств веществ и дефектоскопический контроль; показано, как из отдельных узлов, схемы которых описаны в книге, могут быть построены более сложные электронные устройства.

Ограниченный объем книги не позволил в равной степени осветить все направления промышленной электроники. Главное внимание уделено информационному направлению. Вопросы энергетической электроники рассмотрены в меньшей степени. Совсем не затронуты вопросы электронной технологии. При изложении материала акцент сделан на принципы действия приборов и устройств, упрощение их математического анализа.

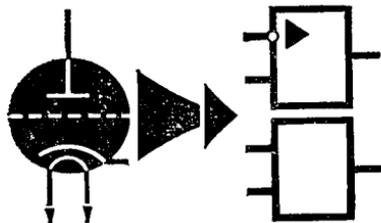
Материал книги распределен между авторами следующим образом: предисловие, гл. 4, 5, § 6.1, 6.6, 11.1—11.3 написаны В. Г. Герасимовым, введение, гл. 7, 9, § 11.6, Приложения II, IV — О. М. Князьковым, гл. 1, 2, § 6.2—6.5, 11.4, 11.5, Приложение I — А. Е. Краснопольским, гл. 3, 8, 10, § 11.7—11.9, Приложение III, заключение — В. В. Сухоруковым.

Замечания и пожелания по книге просим направлять по адресу: Москва, 101430, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа».

*Авторы*

## ВВЕДЕНИЕ

---



Промышленная электроника является частью более общего понятия «электроника».

Электроника — отрасль науки и техники, изучающая:

- 1) физические явления в электровакуумных и полупроводниковых приборах;
- 2) электрические характеристики и параметры электровакуумных и полупроводниковых приборов;
- 3) свойства устройств и систем, основанных на применении электровакуумных и полупроводниковых приборов.

Первое из этих направлений составляет *физические основы электроники*, второе и третье — *техническую электронику*.

Промышленная электроника является одним из направлений технической электроники, которая связана с применением электронных приборов и устройств в различных отраслях промышленности и обслуживанием этих отраслей электронными устройствами измерения, контроля, управления, преобразования электрической энергии, а также электронными технологическими установками.

Различные области технической электроники базируются на единой основе — использовании электронных (полупроводниковых и электровакуумных) приборов. Они объединены общностью принципов действия и характеристик основных электронных функциональных устройств (усилителей, генерато-

ров, выпрямителей, логических элементов и т. д.). Эти устройства являются составными частями сложных электронных систем, например электронных регуляторов различных процессов, электронных вычислительных машин.

В промышленной электронике можно выделить три области: информационную электронику, энергетическую электронику и электронную технологию.

1. *Информационная электроника* составляет основу электронно-вычислительной и информационно-измерительной техники, а также устройств автоматики. К ней относятся электронные устройства получения, обработки, передачи, хранения и использования информации, устройства управления различными объектами и технологическими процессами.

2. *Энергетическая электроника* связана с устройствами и системами преобразования электрической энергии средней и большой мощностей. Сюда относятся выпрямители, инверторы, мощные преобразователи частоты и другие устройства.

3. *Электронная технология* включает в себя методы и устройства, используемые в технологических процессах, основанных на действии электромагнитных волн различной длины (высокочастотные нагрев и плавка, ультразвуковая резка и сварка и т. д.), электронных и ионных пучков (электронная плавка и сварка и т. д.).

Главными свойствами, обуславливающими широкое применение электронных устройств, являются высокая чувствительность, большое быстродействие и универсальность.

*Чувствительность* электронных устройств, называемая пороговой, определяется абсолютным значением входной величины, при котором они начинают работать. Пороговая чувствительность современных электронных устройств составляет:  $10^{-17}$  А по току,  $10^{-13}$  В по напряжению,  $10^{-24}$  Вт по мощности.

*Большое быстродействие* электронных устройств имеет важное значение при автоматическом регулировании, контроле и управлении быстропротекающими процессами, достигающими долей микросекунды.

*Универсальность* заключается в том, что в электрическую энергию, на изменении которой основано действие всех видов электронных приборов, сравнительно легко преобразуются другие виды энергии: механическая, тепловая, акустическая, атомная и др. Подобная универсальность очень важна для промышленной электроники, так как в промышленности используются все виды энергии.

Зарождение электроники было подготовлено всем ходом развития промышленного производства в конце XIX — начале XX в. К этому времени электрическая энергия стала проникать во все сферы человеческой деятельности, что требовало создания новых средств измерения, контроля и управления, более чувствительных, точных и быстродействующих по сравнению с существовавшими механическими и электромеханическими устройствами. Без этого дальнейшее повышение производительности труда становилось невоз-

можным. Кроме того, в связи с бурным развитием промышленности стали необходимы средства быстрой передачи на большие расстояния различного рода информации.

На становление и дальнейшее развитие электроники решающее влияние оказало *изобретение радио*. Впервые на возможность практического применения электромагнитных волн для передачи сигналов на большие расстояния указал выдающийся русский ученый А. С. Попов в 1889 г., а в 1895 г. он построил первый в мире радиоприемник.

Изобретение в 1904 г. английским ученым Я. Флемингом двухэлектродного электровакуумного прибора — диода и применение его в качестве детектора в радиоприемных устройствах, создание в 1907 г. в США Ли де Форестом трехэлектродной электронной лампы — триода, позволяющей усиливать и генерировать электрические колебания, произвели революцию в радиотехнике.

В России в начале XX в. сформировалась большая группа ученых и инженеров, работающих в области радиоэлектроники. Среди них в первую очередь следует назвать Н. Д. Папалекси, под руководством которого в 1914 г. были изготовлены первые в России электронные лампы, и М. А. Бонч-Бруевича — создателя первых в мире мощных генераторных ламп.

Бурное развитие радиотехники в нашей стране началось после Великой Октябрьской социалистической революции. Главную роль в этом сыграла инициатива и поддержка В. И. Ленина, который видел в радио оперативнейшее средство связи. Для широкого использования радио необходимо было создать систему радиостанций и радиоприемную сеть. Но без соответствующей исследовательской работы, без радиопромышленности этого нельзя было сделать. Специальным декретом от 2 декабря 1918 г., подписанным В. И. Лениным, была создана Нижегородская радиолaborатория. В ней под руководством М. А. Бонч-Бруевича было налажено изготовление мощных генераторных ламп, что позволило в 1922 г. построить самую мощную тогда в мире (400 кВт) радиостанцию им. Коминтерна.

Создание разнообразных типов электровакуумных приборов обусловило развитие в 20—30-е годы радиосвязи, телевидения, импульсной многоканальной радиосвязи, радиолокации, измерительной техники и других областей радиоэлектроники. Эти успехи позволили широко внедрять электронные приборы и устройства в промышленную электронику.

Развитие электроники характеризуется постоянным увеличением сложности электронных устройств. В настоящее время принято считать, что сложность электронной аппаратуры каждые пять лет возрастает примерно в 10 раз.

В 30—40-е годы в устройствах стали применять огромное количество электронных ламп. Однако выяснилось, что их возможности ограничены: каждая электронная лампа имеет небольшой срок службы, значительные габариты и массу и потребляет при этом большую энергию. Так, например, если электронное устройство состояло

из 2000 ламп, то при сроке службы каждой лампы 500 ч оно могло безотказно проработать не более 15 мин.

Недостатки электронных ламп при одновременном непрерывном усложнении электронных устройств заставили специалистов разрабатывать электронные приборы с другим принципом действия, которые могли бы заменить по своим функциональным возможностям электронные лампы. Ими оказались полупроводниковые приборы.

Начало развитию полупроводниковой электроники в нашей стране было положено советским инженером О. В. Лосевым. Работая в начале 20-х годов в Нижегородской радиолaborатории, он исследовал кристаллические детекторы. К тому времени было известно, что эти приборы могли генерировать электромагнитные колебания. О. В. Лосев на их основе создал усилитель, известный под названием «кристадин».

Основополагающая роль в разработке теории полупроводников и их техническом применении принадлежит советской школе физиков под руководством акад. А. Ф. Иоффе. Эти исследования начали проводиться в конце 20-х — начале 30-х годов. Так, было введено понятие дырочной электропроводности, исследовано влияние примесей и температуры на механизм электропроводности, разработана теория выпрямления.

В 1948 г. в США были созданы полупроводниковые триоды на основе германия, получившие название транзисторов. За это изобретение их создатели Д. Бардин, У. Браттейн, У. Шокли были удостоены Нобелевской премии. В 1949 г. транзисторы были разработаны в нашей стране А. В. Красиловым и С. Г. Мадоян.

К 1968 г. в СССР было разработано и внедрено в производство 50 типов транзисторов, большое количество типов диодов, тиристоры и других полупроводниковых приборов. За создание этих приборов группа советских ученых во главе с акад. В. М. Тучкевичем была удостоена Ленинской премии.

Применение полупроводниковых приборов в электронике, вычислительной технике, автоматике, энергетике приобрело массовый характер, что определялось их большими достоинствами: высоким к. п. д., долговечностью, надежностью, небольшими габаритами, массой и т. д.

Характерным для современного этапа научно-технической революции является применение все более сложной, но и более надежной электронной аппаратуры. Существовавшие десятилетиями методы изготовления аппаратуры из дискретных компонентов стали неприемлемыми, так как не могли обеспечить требуемую сложность при высокой надежности, экономичности, малых габаритах и массе.

Поэтому одним из главных направлений развития полупроводниковой электроники в последние десятилетия явилась *интегральная микроэлектроника*. Начало микроэлектроники было положено в Англии во второй половине 40-х годов созданием тонкопленочных деталей на основе технологии внесения микропримесей.

Первые интегральные схемы были созданы в 1958 г. в США независимо друг от друга Д. Килби и Р. Нойсом, а в 1962 г. был начат их промышленный выпуск. С каждым годом роль и значение интегральной микроэлектроники все больше возрастают.

В последние годы широкое развитие получили полупроводниковые интегральные микросхемы.

Полупроводниковая интегральная микросхема — микроминиатюрный функциональный узел электронной аппаратуры, в котором элементы и соединительные проводники изготавливаются в едином технологическом цикле на поверхности или в объеме полупроводникового материала и имеют общую герметичную оболочку.

Важной особенностью микроэлектроники является разработка и внедрение методов предельного уменьшения физических размеров элементов микросхемы: микрорезисторов, диодов, транзисторов. Это приводит к увеличению функциональных возможностей микросхем, повышению их надежности и быстродействия, снижению потребления энергии. Так, возможность размещения в одном кристалле 5000 транзисторов позволила создать наручные электронно-цифровые часы. Наличие 20 000 транзисторов при таких же размерах кристалла вызвало появление микрокалькуляторов.

Значительный прогресс в электронике заметен в создании больших интегральных схем (БИС). В этих микросхемах количество элементов достигает нескольких сотен тысяч, а их минимальные размеры составляют 2—3 мкм. Быстродействие БИС измеряется миллиардными долями секунды. Создание БИС привело к появлению микропроцессоров (устройств цифровой обработки информации, осуществляемой по программе) и микро-ЭВМ. В последние годы в нашей стране и за рубежом появились микропроцессоры и микро-ЭВМ, выполненные на одном кристалле. В ближайшие годы ожидается уплотнение компоновки элементов в интегральных микросхемах в 3—5 раз, что приведет к массовому выпуску сверхбольших интегральных схем (СБИС).

Следует отметить, что к началу 80-х годов советские ученые и инженеры добились больших успехов в развитии микроэлектроники. Это отмечают и зарубежные специалисты.

80-е годы справедливо считают временем широчайшего внедрения микропроцессоров и микро-ЭВМ в различные производственные процессы, системы связи, управления промышленным оборудованием и бытовыми устройствами, транспортом.

Как показывают расчеты, применение микропроцессоров позволит, например, в приборостроении уменьшить трудоемкость выпускаемых изделий в 10 раз, стоимость — в 5 раз, габариты и потребляемую энергию — в 10—20 раз, повысить надежность на порядок.

Специалисты приходят к выводу, что наиболее полное использование преимуществ микроэлектроники возможно только тогда, когда аппаратура или системы будут создаваться на основе *комплек-*

сн $\bar{o}$ й микроминиатюризации, т. е. с учетом назначения прибора, условий его эксплуатации, элементной базы и т. д. Задача комплексной микроминиатюризации заключается в том, чтобы, несмотря на быстрый рост сложности аппаратуры или систем, их масса, объем и стоимость не увеличивались.

К 2000 г. уровень интеграции предстоит повысить минимум на порядок, и тогда размеры элементов в микросхемах будут соответствовать геометрическим размерам некоторых бактерий или молекул ДНК. Переход к такому уровню интеграции вызван стремлением к увеличению быстродействия электронных устройств и систем. Поэтому уже сейчас встает задача поисков новых путей создания микросхем со сверхвысокой степенью интеграции, которую необходимо решить в недалеком будущем. Здесь большие надежды возлагаются на *функциональную электронику*, которая будет создаваться на основе физической интеграции в отличие от технологической интеграции, по которой изготавливаются современные микросхемы. Характерной особенностью схем с физической интеграцией является то, что в них невозможно выделить область в твердом теле микросхемы, выполняющую роль транзистора, диода, резистора и т. д. Подобные функциональные свойства реализуются за счет атомарных, межмолекулярных и других связей, создающих различные эффекты. Примером такого функционального прибора является пьезокристалл.

В последние десятилетия широкое развитие получил новый раздел науки и техники — *оптоэлектроника*. Физическую основу оптоэлектроники составляют процессы преобразования электрических сигналов в оптические и обратно, а также процессы распространения излучения в различных средах. Следует отметить, что первооткрывателями физических основ оптоэлектроники являются советские ученые — академики, лауреаты Нобелевской премии Н. Г. Басов и А. М. Прохоров, создавшие оптические квантовые генераторы на основе *p-n*-перехода.

Появление и развитие оптоэлектроники было обусловлено тем, что полупроводниковая дискретная и интегральная электроника не могла решить окончательно проблему комплексной микроминиатюризации электронной аппаратуры. Такие элементы и устройства, как реле, кабели, переменные резисторы, разъемы, импульсные трансформаторы, плохо стыкуются с транзисторами из-за механически перемещающихся деталей, плохих эксплуатационных характеристик, невысокой надежности и большой стоимости. Кроме того, существующие устройства для ввода и вывода информации (электронно-лучевая трубка, электронно-оптические преобразователи, лампы накаливания и т. д.) несовместимы по ряду электрических параметров с интегральными микросхемами. Следует отметить, что на долю перечисленных элементов и устройств приходится большая часть потребляемой энергии, объема, массы, отказов, стоимости электронной аппаратуры. Налицо противоречие между интегральной полупроводниковой электроникой и традиционными электрора-

диокомпонентами. Оптоэлектроника открывает реальные пути преодоления этого противоречия.

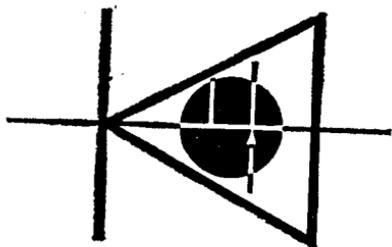
Преимуществом оптоэлектроники являются практически неисчерпаемые возможности повышения рабочих частот и использование принципа параллельной обработки информации.

Оптоэлектроника развивается как принципиально новое направление информационной техники. Она оказалась наилучшим образом приспособленной для создания адаптивных систем обработки больших массивов информации. Как утверждают советские и зарубежные специалисты, к концу столетия можно ожидать активного проникновения оптоэлектроники в вычислительную технику.

XXVII съезд КПСС поставил задачу выйти в ближайшее время на мировые рубежи научно-технического прогресса. Для достижения этой цели большое значение придается электронике. В новой редакции Программы КПСС отмечается, что приоритетное развитие получают станкостроение, электротехническая промышленность, микроэлектроника, вычислительная техника и приборостроение, вся индустрия информатики — подлинными катализаторы ускорения научно-технического прогресса.

В принятой в декабре 1985 г. комплексной программе научно-технического прогресса стран-членов СЭВ до 2000 года среди пяти приоритетных направлений первой названа электронизация народных хозяйств стран СЭВ. Сюда будет входить, например, создание супер-ЭВМ нового поколения с быстродействием более 10 млрд. операций в секунду; единой системы передачи цифровой информации, широкой гаммы разнообразных приборов, датчиков, контрольно-измерительных средств на основе передовых достижений микроэлектроники для неразрушающего контроля промышленных изделий, измерения состава и структуры веществ и материалов, ускоренного проведения научных исследований, позволяющих повысить эффективность производства, надежность и качество продукции; единой унифицированной системы изделий электронной техники, в первую очередь нового поколения сверхбольших (СБИС) и сверхскоростных интегральных микросхем высокой надежности и др.

# 1 глава



## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

### § 1.1. Электропроводность полупроводников, образование и свойства *p-n*-перехода

Количество известных в настоящее время полупроводниковых материалов довольно велико. Для изготовления полупроводниковых приборов применяются простые полупроводниковые вещества — *германий, кремний, селен* — и сложные полупроводниковые материалы — *арсенид галлия, фосфид галлия* и др. Значения удельного электрического сопротивления в чистых полупроводниковых материалах лежат в диапазоне от 0,65 Ом·м (германий) до  $10^8$  Ом·м (селен). Некоторые данные о свойствах чистых полупроводниковых материалов приведены в Приложениях (см. табл. П1).

В чистых полупроводниках концентрация носителей заряда — свободных *электронов* и *дырок* — составляет лишь  $10^{16}$ — $10^{18}$  на  $1\text{ см}^3$  вещества. Для снижения удельного сопротивления полупроводника и придания ему определенного типа электропроводности — *электронной* при преобладании свободных электронов или *дырочной* при преобладании дырок — в чистые полупроводники вносят определен-

§ 1.1. Электропроводность полупроводников, образование и свойства *p-n*-перехода

§ 1.2. Классификация полупроводниковых приборов

§ 1.3. Полупроводниковые резисторы

§ 1.4. Полупроводниковые диоды

§ 1.5. Биполярные транзисторы

§ 1.6. Полевые транзисторы

§ 1.7. Тиристоры

§ 1.8. Общетехнические и экономические характеристики и система обозначений полупроводниковых приборов

ные примеси. Такой процесс называют *легированием*, а соответствующие полупроводниковые материалы — *легированными*.

В качестве легирующих примесей применяют элементы III и V групп Периодической системы элементов Д. И. Менделеева. Легирующие элементы III группы создают дырочную электропроводность полупроводниковых материалов и называются *акцепторными* примесями, элементы V группы — электронную электропроводность и называются *донорными* примесями.

Удельное электрическое сопротивление легированного полупроводника существенно зависит от концентрации примесей. При концентрации примесей  $10^{20}$ — $10^{21}$  на  $1 \text{ см}^3$  вещества оно может быть снижено до  $5 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}$  для германия и  $5 \cdot 10^{-5} \text{ Ом} \cdot \text{м}$  для кремния. Однако даже в сильнолегированных полупроводниках один атом примеси приходится на  $10^3$ — $10^4$  атомов полупроводника. Некоторые свойства легированных полупроводниковых материалов указаны в табл. III Приложений.

Слабелегированные полупроводники используют для изготовления маломощных полупроводниковых диодов и транзисторов. В мощных и импульсных диодах, транзисторах и тиристорах применяют сильнолегированные полупроводники с малыми удельными сопротивлениями.

Основное значение для работы полупроводниковых приборов имеет электронно-дырочный переход, который для краткости называют *p-n-переходом*.

Электронно-дырочным переходом называют область на границе двух полупроводников, один из которых имеет электронную, а другой — дырочную электропроводность.

На практике *p-n-переход* получают введением в примесный полупроводник дополнительной легирующей примеси. Например,

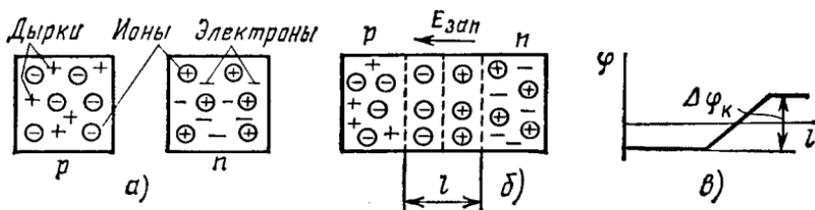


Рис. 1.1. Образование *p-n-перехода*

при введении донорной примеси в определенную часть полупроводника *p*-типа в нем образуется область полупроводника *n*-типа, граничащая с полупроводником *p*-типа.

Рассмотрим схематически образование *p-n-перехода* при соприкосновении двух полупроводников с различными типами электропроводности (рис. 1.1). До соприкосновения в обоих полупроводниках электроны, дырки и неподвижные ионы были распределены равномерно (рис. 1.1, а).

При соприкосновении полупроводников в пограничном слое происходит рекомбинация (воссоединение) электронов и дырок. Свободные электроны из зоны полупроводника  $n$ -типа занимают свободные уровни в валентной зоне полупроводника  $p$ -типа. В результате вблизи границы двух полупроводников образуется слой,

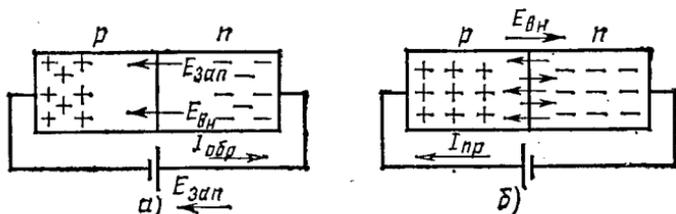


Рис. 1.2. Электронно-дырочный переход во внешнем электрическом поле:

а — к  $p$ - $n$ -переходу приложено обратное напряжение, б — к  $p$ - $n$ -переходу приложено прямое напряжение

лишенный подвижных носителей заряда и поэтому обладающий высоким электрическим сопротивлением, — так называемый запирающий слой (рис. 1.1, б). Толщина запирающего слоя обычно не превышает нескольких микронметров.

Расширению запирающего слоя препятствуют неподвижные ионы донорных и акцепторных примесей, которые образуют на границе полупроводников двойной электрический слой. Этот слой определяет контактную разность потенциалов (потенциальный барьер)  $\phi_k$  на границе полупроводников (рис. 1.1, в). Возникшая разность потенциалов создает в запирающем слое электрическое поле, препятствующее как переходу электронов из полупроводника  $n$ -типа в полупроводник  $p$ -типа, так и переходу дырок в полупроводник  $n$ -типа. В то же время электроны могут свободно двигаться из полупроводника  $p$ -типа в полупроводник  $n$ -типа, точно так же как дырки из полупроводника  $n$ -типа в полупроводник  $p$ -типа. Таким образом, контактная разность потенциалов препятствует движению *основных носителей заряда* и не препятствует движению *неосновных носителей заряда*. Однако при движении через  $p$ - $n$ -переход неосновных носителей (так называемый дрейфовый ток  $I_{др}$ ) происходит снижение контактной разности потенциалов  $\phi_k$ , что позволяет некоторой части основных носителей, обладающих достаточной энергией, преодолеть потенциальный барьер, обусловленный контактной разностью потенциалов  $\phi_k$ . Появляется диффузионный ток  $I_{диф}$ , который направлен навстречу дрейфовому току  $I_{др}$ , т. е. возникает динамическое равновесие, при котором  $I_{др} = I_{диф}$ .

Если к  $p$ - $n$ -переходу приложить внешнее напряжение, которое создает в запирающем слое электрическое поле напряженностью  $E_{вн}$ , совпадающее по направлению с полем неподвижных ионов напряженностью  $E_{зап}$  (рис. 1.2, а), то это приведет лишь к расширению запирающего слоя, так как отведет от контактной зоны и положительные, и отрицательные носители заряда (дырки и электроны).

При этом сопротивление  $p$ - $n$ -перехода велико, ток через него мал — он обусловлен движением неосновных носителей заряда. В этом случае ток называют *обратным*, а  $p$ - $n$ -переход — *закрытым*.

При противоположной полярности источника напряжения (рис. 1.2, б) внешнее электрическое поле направлено навстречу полю двойного электрического слоя, толщина запирающего слоя уменьшается и при напряжении 0,3—0,5 В запирающий слой исчезает. Сопротивление  $p$ - $n$ -перехода резко снижается, и возникает сравнительно большой ток. Ток при этом называют *прямым*, а переход — *открытым*. Сопротивление открытого  $p$ - $n$ -перехода определяется только сопротивлением полупроводника.

На рис. 1.3 показана полная вольт-амперная характеристика открытого и закрытого  $p$ - $n$ -переходов. Как видно, эта характеристика является существенно нелинейной. На участке 1  $E_{вн} < E_{зап}$  и прямой ток мал. На участке 2  $E_{вн} > E_{зап}$ , запирающий слой отсутствует, ток определяется только сопротивлением полупроводника. На участке 3 запирающий слой препятствует движению основных носителей, небольшой ток определяется движением неосновных носителей заряда. Излом вольт-амперной характеристики в начале координат обусловлен различными масштабами тока и напряжения при прямом и обратном направлениях напряжения, приложенного к  $p$ - $n$ -переходу. И наконец, на участке 4 происходит пробой  $p$ - $n$ -перехода и обратный ток быстро возрастает. Это связано с тем, что при движении через  $p$ - $n$ -переход под действием электрического поля неосновные носители заряда приобретают энергию, достаточную для ударной ионизации атомов полупроводника. В переходе начинается лавинообразное размножение носителей заряда — электронов и дырок, — что приводит к резкому увеличению обратного тока через  $p$ - $n$ -переход при почти неизменном обратном напряжении. Этот вид электрического пробоя называют *лавинным*. Обычно он развивается в относительно широких  $p$ - $n$ -переходах, которые образуются в слаболегированных полупроводниках.

В сильнолегированных полупроводниках ширина запирающего слоя меньше, что препятствует возникновению лавинного пробоя, так как движущиеся носители не приобретают энергии, достаточной для ударной ионизации. В то же время может возникать *электрический пробой  $p$ - $n$ -перехода*, когда при достижении критической напряженности электрического поля в  $p$ - $n$ -переходе за счет энергии поля появляются пары носителей электрон — дырка (эффект Зенера), и существенно возрастает обратный ток перехода.

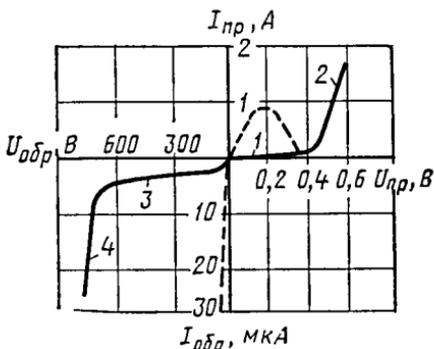


Рис. 1.3. Вольт-амперная характеристика  $p$ - $n$ -перехода

Для электрического пробоя характерна обратимость, заключающаяся в том, что первоначальные свойства  $p$ - $n$ -перехода полностью восстанавливаются, если снизить напряжение на  $p$ - $n$ -переходе. Благодаря этому электрический пробой используют в качестве рабочего режима в полупроводниковых диодах.

Если температура  $p$ - $n$ -перехода возрастает в результате его нагрева обратным током и недостаточного теплоотвода, то усиливается

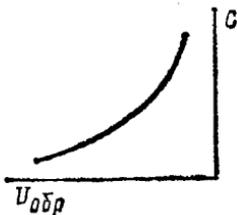


Рис. 1.4. Зависимость емкости  $p$ - $n$ -перехода от обратного напряжения

процесс генерации пар носителей заряда. Это, в свою очередь, приводит к дальнейшему увеличению обратного тока и нагреву  $p$ - $n$ -перехода, что может вызвать разрушение перехода. Такой процесс называют *тепловым пробоем*. Тепловой пробой разрушает  $p$ - $n$ -переход.

В сильнолегированных полупроводниковых (чаще всего на основе арсенида галлия) может возникать квантово-механический *туннельный эффект*, который состоит в том, что на участках 1 и 3 (рис. 1.3) при очень малой толщине запирающего слоя основные

носители заряда могут преодолевать запирающий слой без изменения энергии. Такие условия выполняются в определенном диапазоне напряжений, что приводит к возрастанию тока на участке 1 прямой ветви при  $U_{пр} \leq 0,4$  В и на участке 3 обратной ветви. Дальнейшее повышение прямого напряжения приводит к ослаблению туннельного эффекта, и при  $U_{пр} > 0,4$  В он совсем пропадает. Таким образом, из-за туннельного эффекта повышается ток на прямой ветви вольт-амперной характеристики  $p$ - $n$ -перехода (1 на рис. 1.3). При этом в диапазоне  $0,2 \leq U_{пр} \leq 0,4$  В дифференциальное сопротивление отрицательно и полностью пропадает участок 3 на обратной ветви характеристики  $p$ - $n$ -перехода (рис. 1.3).

Закрытый  $p$ - $n$ -переход обладает *электрической емкостью*, которая зависит от его площади и ширины, а также от диэлектрической проницаемости запирающего слоя. При увеличении обратного напряжения ширина  $p$ - $n$ -перехода возрастает и емкость  $C$   $p$ - $n$ -перехода уменьшается. Зависимость емкости закрытого  $p$ - $n$ -перехода от обратного напряжения показана на рис. 1.4.

Свойства чистых и легированных полупроводников и характеристики  $p$ - $n$ -перехода широко используют в двухэлектродных полупроводниковых приборах — полупроводниковых *резисторах* и *диодах*. В более сложных приборах — *транзисторах* и *тиристорах* — используют электрические характеристики, определяемые взаимодействием нескольких  $p$ - $n$ -переходов.

## § 1.2. Классификация полупроводниковых приборов

Полупроводниковыми называют приборы, действие которых основано на использовании свойств полупроводников.

Классификация полупроводниковых приборов приведена на рис. 1.5. Полупроводниковые резисторы и диоды являются двух-

электродными приборами, биполярные и полевые транзисторы — трехэлектродными приборами. Тиристоры могут быть как двухэлектродными, так и трехэлектродными.

В полупроводниковых резисторах применяется изотропный полупроводниковый материал, и их электрические характеристики определяются электрическими свойствами однородного полупроводника. В полупроводниковых диодах используются полупроводники с различными типами электропроводности, которые образуют один  $p-n$ -переход. Электрические характеристики диода определяются электрическими свойствами этого  $p-n$ -перехода.

В биполярных транзисторах используются два  $p-n$ -перехода. Электрические характеристики биполярных транзисторов определяются взаимодействием этих переходов. В полевых транзисторах применяются полупроводники с различными

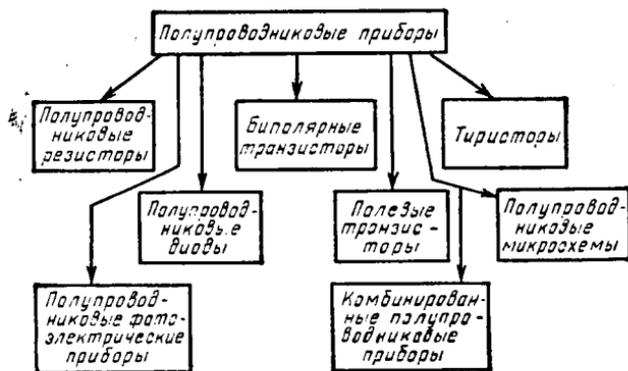


Рис. 1.5. Классификация полупроводниковых приборов

типами электропроводности, которые образуют один  $p-n$ -переход. Но в отличие от диодов и биполярных транзисторов электрические характеристики полевых транзисторов зависят в основном от взаимодействия изотропного полупроводникового канала с  $p-n$ -переходом.

В тиристорах применяются полупроводники с различными типами электропроводности, которые образуют три  $p-n$ -перехода или более. Основные электрические характеристики тиристоров определяются взаимодействием этих переходов.

В полупроводниковых фотоэлектрических приборах используются эффекты генерации света и изменения электрических характеристик полупроводниковых структур под воздействием оптического излучения. Комбинированные полупроводниковые приборы представляют собой несколько различных полупроводниковых приборов, объединенных в одном корпусе.

Полупроводниковые микросхемы — микроэлектронные изделия, выполняющие определенную функцию преобразования и обработки сигнала, все элементы и межэлементные соединения которых выполнены в объеме и на поверхности полупроводника.

### § 1.3. Полупроводниковые резисторы

Полупроводниковым резистором называют полупроводниковый прибор с двумя выводами, в котором используется зависимость электрического сопротивления полупроводника от напряжения, температуры, освещенности и других управляющих параметров.

В полупроводниковых резисторах применяется полупроводник, равномерно легированный примесями. В зависимости от типа при-

месе́й и конструкции резистора удается получить различные зависимости от управляющих параметров. Классификация и условные графические обозначения полупроводниковых резисторов приведены на рис. 1.6.

В соответствии с этой классификацией первые две группы полупроводниковых резисторов — *линейные* резисторы и *нелинейные*

резисторы (варисторы) — имеют электрические характеристики, слабо зависящие от таких параметров, как температура окружающей среды, вибрация, влажность, освещенность и т. д. Для остальных групп полупроводниковых резисторов характерна существенная зависимость электрических характеристик от этих параметров, поэтому их широко используют в качестве первичных преобразователей неэлектрических величин в электрические. Электрические характеристики *терморезисторов* сильно зависят от температуры, *фоторезисторов* — от освещенности, *тензорезисторов* — от механических напряжений.

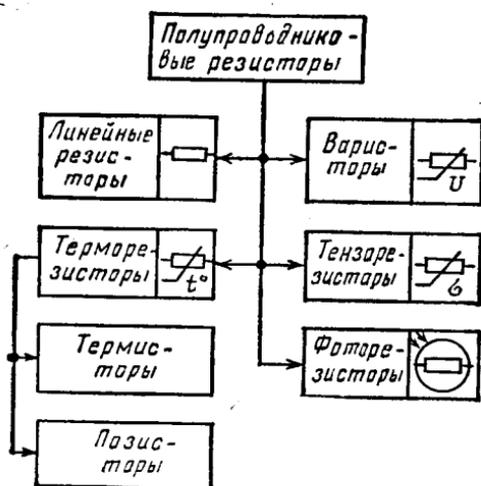


Рис. 1.6. Классификация и условные графические обозначения полупроводниковых резисторов

**Линейный резистор** — полупроводниковый резистор, в котором применяется слаболегированный материал типа кремния или арсенида галлия.

Удельное электрическое сопротивление такого полупроводника мало зависит от напряженности электрического поля и плотности электрического тока. Поэтому сопротивление линейного полупроводникового резистора остается практически постоянным в широком диапазоне напряжений и токов. Полупроводниковые линейные резисторы широко применяют в интегральных микросхемах.

**Варистор** — полупроводниковый резистор, сопротивление которого зависит от приложенного напряжения, поэтому его вольт-амперная характеристика нелинейна.

Полупроводниковым материалом для изготовления варисторов служит карбид кремния. Порошкообразный кристаллический карбид кремния смешивают с глиной и из этой массы прессуют заготовки варисторов в виде стержней или дисков. После обжига при высокой температуре на заготовки методом горячего распыления наносят электроды. Для защиты от внешних воздействий варисторы покрывают электроизоляционным лаком.

Нелинейность характеристик варисторов обусловлена локальным (местным) разогревом на контактах между многочисленными кристаллами карбида кремния. Сопротивление контактов при этом существенно снижается, что приводит к уменьшению общего сопротивления варисторов.

Вольт-амперная характеристика варистора приведена на рис. 1.7. Один из основных параметров варистора — коэффициент нелинейности

$$\lambda = R/R_n = \frac{U/I}{dU/dI}, \quad (1.1)$$

где  $U$  и  $I$  — напряжение и ток варистора.

Коэффициент нелинейности для различных типов варисторов лежит в пределах 2—6.

**Терморезистор** — полупроводниковый резистор, в котором используется зависимость электрического сопротивления полупроводника от температуры.

Различают два типа терморезисторов: *термистор*, сопротивление которого с ростом температуры падает, и *позистор*, у которого сопротивление с повышением температуры возрастает. Конструкции термисторов показаны на рис. 1.8, *a* — *в*. Материалом для изготовления термисторов служат обычно полупроводники с электронной электропроводностью, как правило, оксиды металлов и смеси оксидов. Конструктивно термисторы оформляют в виде бусин, шайб, дисков. В ряде случаев термисторы помещают в стеклянные баллоны и подогревают током с помощью специальной обмотки. Такой термистор называют *термистором косвенного подогрева*.

Температурная характеристика выражает зависимость сопротивления терморезистора от температуры (рис. 1.9). Для разных полупроводников характер этой зависимости различен, однако для большинства полупроводников в широком интервале температур электрическое сопротивление термистора может быть выражено экспоненциальным законом

$$R_T = K e^{\beta/T}, \quad (1.2)$$

где  $K$  — коэффициент, зависящий от конструктивных размеров термистора;  $\beta$  — коэффициент, зависящий от концентрации примесей в полупроводнике;  $T$  — абсолютная температура.

Основным параметром, характеризующим работу терморезистора, является *температурный коэффициент сопротивления*

$$\alpha = \frac{1}{R_T} \frac{dR_T}{dT} 100, \quad (1.3)$$

который выражает процентное изменение сопротивления терморезистора при изменении температуры.

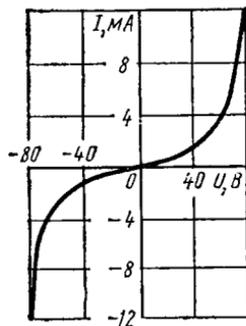


Рис. 1.7. Вольт-амперная характеристика варистора

Для выпускаемых промышленностью термисторов  $\alpha = -0,3 \div -0,66$ . Термистор не обладает вентиляльными свойствами и имеет сравнительно большую тепловую инерцию. Поэтому в эле-

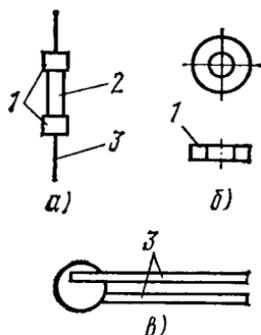


Рис. 1.8. Конструкции термисторов:

*a* — цилиндрическая; *б* — дисковая; *в* — кольцевая (*1* — полупроводник; *2* — контакты; *3* — выводы)

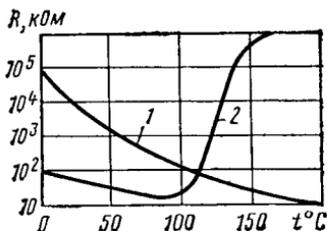


Рис. 1.9. Температурные характеристики терморезисторов:

*1* — термистора; *2* — позистора

ктрических цепях термисторы ведут себя как обычные резисторы, сопротивление которых зависит от температуры окружающей среды и действующего тока, причем до высоких частот (100—500 МГц)

не сказываются паразитная емкость и собственная индуктивность термисторов. Это свойство используют при измерении действующих токов высокой частоты.

Позистор имеет положительный температурный коэффициент сопротивления. Материалом для изготовления резисторов служит титанат-бариевая керамика с примесью редкоземельных элементов. Этот материал обладает аномальной температурной зависимостью:

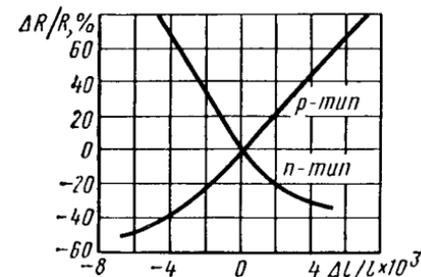


Рис. 1.10. Деформационная характеристика тензорезистора

при повышении температуры выше точки Кюри его сопротивление возрастает на несколько порядков. Конструктивно позисторы оформляют аналогично термисторам. Зависимость сопротивления позистора от температуры показана на рис. 1.9 (кривая 2). Температурный коэффициент сопротивления терморезистора  $\alpha = 10 \div 50$  вблизи точки Кюри.

Терморезисторы применяют в системах регулирования температуры, тепловой защиты, противопожарной сигнализации. Термисторы можно использовать при измерении температуры в широком диапазоне, позисторы — в ограниченных температурных диапазонах.

**Фоторезистор** — полупроводниковый резистор, сопротивление которого зависит от освещенности.

Конструкция и характеристики фоторезисторов подробно рассмотрены в гл. 4.

**Тензорезистор** — полупроводниковый резистор, в котором используется зависимость электрического сопротивления от механических деформаций.

Для изготовления тензорезисторов чаще всего применяют кремний с электропроводностью как *p*-типа, так и *n*-типа. Заготовки такого кремния режут на мелкие пластинки, шлифуют для получения гладкой поверхности с малым количеством дефектов. К концам пластинок приваривают контакты.

Важной характеристикой тензорезистора является его *деформационная характеристика* (рис. 1.10), представляющая собой зависимость относительного изменения сопротивления  $\Delta R/R$  от относительной деформации  $\Delta l/l$ , где  $l$  — длина рабочего тела тензорезистора. Основными параметрами тензорезистора являются номинальное сопротивление  $R_{ном} = 100 \div 500$  Ом и коэффициент тензочувствительности  $K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l}$ , значение которого для различных тензорезисторов лежит в пределах от  $-150$  до  $+150$ .

#### § 1.4. Полупроводниковые диоды

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним *p-n*-переходом и двумя выводами, в котором используются свойства перехода.

Классификация и условные графические обозначения полупроводниковых диодов приведены на рис. 1.11. Как видно, все полупроводниковые диоды подразделяют на два класса: *точечные* и *плоскостные*.

В точечном диоде используется пластинка германия или кремния с электропроводностью *n*-типа толщиной 0,1—0,6 мм и площадью 0,5—1,5 мм<sup>2</sup>; с пластинкой соприкасается заостренная стальная проволочка (рис. 1.12). На заключительной стадии изготовления в диоде создают большой ток (несколько ампер), стальную проволочку вплавляют в полупроводник *n*-типа, образуя область с электропроводностью *p*-типа. Такой процесс называется *формовкой*.

Вольт-амперные характеристики точечного диода при различных температурах приведены на рис. 1.13. Из-за малой площади контакта прямой ток таких диодов сравнительно невелик. По той же причине у них мала и межэлектродная емкость, что позволяет применять эти диоды в области очень высоких частот (СВЧ-диоды). Точечные диоды используют в основном для выпрямления.

В плоскостных диодах *p-n*-переход образуется двумя полупроводниками с различными типами электропроводности, причем площадь перехода у полупроводников различных типов лежит в пределах от сотых долей квадратного микрометра (микроплоскостные диоды) до нескольких квадратных сантиметров (силовые диоды).

Электрические характеристики плоскостного диода определяются характеристиками *p-n*-перехода. В зависимости от назначения диода в нем используются те или иные характеристики *p-n*-

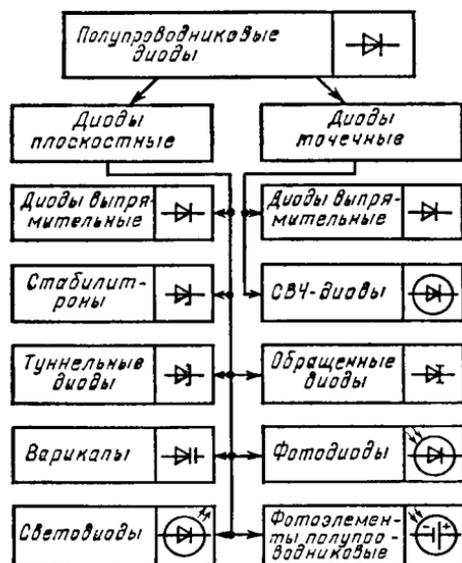


Рис. 1.11. Классификация и условные графические обозначения полупроводниковых диодов

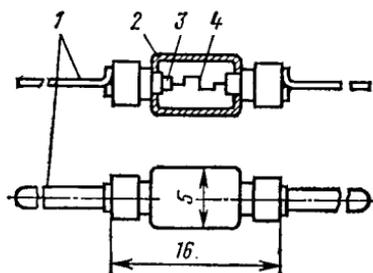


Рис. 1.12. Конструкция точечного диода:

1 — выводы; 2 — стеклянный корпус; 3 — кристалл полупроводника; 4 — гибкий контакт

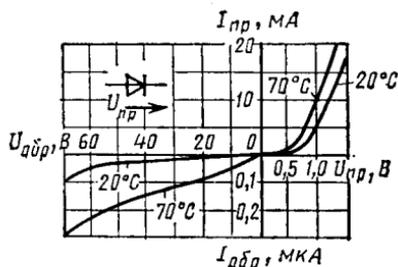


Рис. 1.13. Вольт-амперные характеристики точечного диода

перехода. Рассмотрим более подробно характеристики различных групп плоскостных диодов.

**Выпрямительный полупроводниковый диод** — полупроводниковый диод, предназначенный для выпрямления переменного тока.

Конструкция силового выпрямительного диода показана на рис. 1.14. Маломощные выпрямительные диоды и выпрямительные диоды, предназначенные для работы в высокочастотных и импульсных цепях, имеют конструкцию, аналогичную конструкции точечных диодов (см. рис. 1.12). Вольт-амперные характеристики выпрямительного кремниевого диода средней мощности приведены на рис. 1.15.

Благодаря большой площади перехода прямой ток плоскостных диодов составляет от единиц до тысяч ампер. Обычно к диоду прикладывается прямое напряжение не более 1 В, при этом плотность тока в полупроводнике достигает 1—10 А/мм<sup>2</sup>, что вызывает некоторое повышение температуры полупроводника. Для сохранения работоспособности германиевого диода его температура не должна

превышать 85°C. Кремниевые диоды могут работать при температуре до 150°C.

Для уменьшения разогрева мощных диодов прямым током принимают специальные меры для их охлаждения: монтаж на радиаторах, обдув и т. д. Если к диоду приложить прямое напряжение порядка нескольких десятков вольт, то возникнет недопустимо большой прямой ток, это вызовет интенсивный нагрев полупроводника и подводящих проводов. Температура диода начнет повышаться и через несколько секунд полупроводник нагреется до 800—1000°C, что вызовет разрушение диода. В то же время, если такое напряжение приложено кратковременно, диод не успеет перегреться и не будет разрушен. Как правило, полупроводниковые диоды допускают 50—100-кратную перегрузку по току в течение 0,1 с.

При подаче на полупроводниковый диод обратного напряжения в нем возникает незначительный обратный ток (рис. 1.15), обусловленный движением неосновных носителей заряда через *p-n*-переход. При повышении температуры *p-n*-перехода количество неосновных носителей заряда увеличивается, поэтому обратный ток диода возрастает.

В случае приложения к диоду большого обратного напряжения может произойти лавинный пробой *p-n*-перехода, обратный ток при этом резко увеличивается, что вызывает разогрев диода, дальнейший рост тока и, как следствие, тепловой пробой и разрушение *p-n* перехода. Большинство диодов может надежно работать при обратных напряжениях, не превышающих 0,7—0,8 пробивного напряжения. Даже кратковременное повышение напряжения сверх пробивного, как правило, приводит к пробую *p-n*-перехода и выходу из строя диода.

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

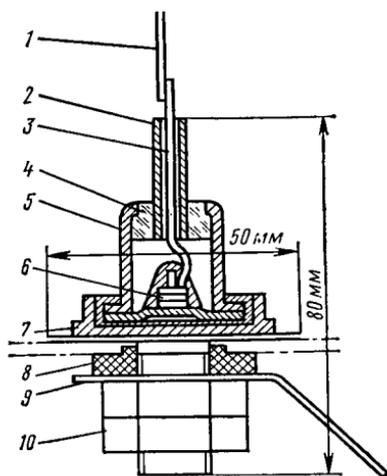


Рис. 1.14. Конструкция плоскостного полупроводникового диода:

1, 9 — выводы; 2 — металлическая трубка; 3 — гибкий контактный провод; 4 — стеклянный изолятор; 5 — металлический корпус; 6 — кристалл полупроводника; 7 — основание корпуса; 8 — изоляционная шайба; 10 — крепежная гайка

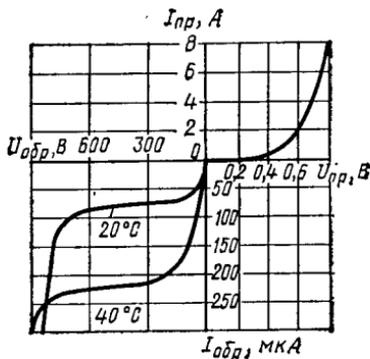


Рис. 1.15. Вольт-амперные характеристики полупроводникового диода средней мощности

прямое напряжение  $U_{пр}$ , которое нормируется при определенном прямом токе  $I_{пр}$ ; максимально допустимый прямой ток диода  $I_{пр\ max}$ ; максимально допустимое обратное напряжение диода  $U_{обр\ max}$ ; обратный ток диода  $I_{обр}$ , который нормируется при определенном обратном напряжении  $U_{обр}$ . Сопоставление параметров различных выпрямительных диодов дано в табл. 1.1.

Таблица 1.1  
ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ДИОДОВ

Тип диода	Параметры			
	максимально допустимый прямой ток $I_{пр\ max}$ , А	максимально допустимое обратное напряжение $U_{обр\ max}$ , В	обратный ток $I_{обр}$ , мкА	межэлектродная емкость, пФ
Точечный	0,01—0,1	25—150	0,1—100	0,5—1,0
Выпрямительный маломощный	0,1—1,0	200—1000	10—200	100—10 000
Выпрямительный мощный	1—2000	200—4000	1000—5000	—
Выпрямительный импульсный	0,01—0,5	10—100	0,1—50	1,0—20

Для получения более высокого обратного напряжения диоды можно включать последовательно. Для последовательного включения подходящими являются диоды с идентичными характеристиками. В настоящее время выпускаются так называемые *диодные столбы*, в которых соединены последовательно от 5 до 50 диодов. Обратное напряжение  $U_{обр}$  таких столбов лежит в пределах 2—40 кВ.

Более сложные соединения диодов имеются в *силовых диодных сборках*. В них для увеличения прямого тока диоды соединяют параллельно, для увеличения обратного напряжения— последовательно и часто осуществляют соединения, облегчающие применение диодов в конкретных выпрямительных устройствах. Так, выпрямительные мосты на кремниевых диодах специально предназначены для использования в однофазных и трехфазных мостовых выпрямителях.

Группы идентичных маломощных диодов часто выпускаются в виде *диодных матриц* и *диодныхборок*. В диодных матрицах диоды присоединены к одному общему выводу, что облегчает их использование в логических устройствах и дешифраторах, в диодных сборках применяются параллельное, последовательное, мостовое и другие соединения.

Полупроводниковый стабилитрон — полупроводниковый диод, напряжение на котором в области электрического пробоя слабо зависит от тока и который служит для стабилизации напряжения.

Вольт-амперная характеристика стабилитрона приведена на рис. 1.16. Как видно, в области пробоя напряжение на стабилитро-

не  $U_{ст}$  лишь незначительно изменяется при больших изменениях тока стабилизации  $I_{ст}$ . Такую характеристику стабилитрона используют для получения стабильного напряжения, например в параметрических стабилизаторах напряжения.

Основными параметрами стабилитрона являются: напряжение на участке стабилизации  $U_{ст}$ ; динамическое сопротивление на участке стабилизации  $R_d = dU_{ст}/dI_{ст}$ ; минимальный ток стабилизации  $I_{ст\ min}$ ; максимальный ток стабилизации  $I_{ст\ max}$ ; температурный коэффициент напряжения на участке стабилизации

$$TKU = \frac{dU_{ст}}{dT} 100.$$

Напряжение стабилизации современных стабилитронов лежит в пределах 1—1000 В и зависит от толщины запирающего слоя  $p$ - $n$ -перехода. Участок стабилизации расположен на характеристике стабилитрона от  $I_{ст\ min}$  до  $I_{ст\ max}$ ;  $I_{ст\ min} \approx 1 \div 10$  мА,  $I_{ст\ max} \approx 50 \div 2000$  мА. Значение минимального тока  $I_{ст\ min}$  ограничено нелинейным участком характеристики стабилитрона, значение максимального тока  $I_{ст\ max}$  — допустимой температурой полупроводника.

На участке стабилизации  $R_d \approx \text{const}$ , для большинства стабилитронов  $R_d = 0,5 \div 200$  Ом. Важным параметром стабилитрона является температурный коэффициент напряжения  $TKU$ , который показывает, на сколько процентов изменится напряжение стабилизации при изменении температуры полупроводника на  $1^\circ\text{C}$ . Для большинства стабилитронов  $TKU = (-0,05 \div +0,2)\%/^\circ\text{C}$ . При этом отрицательным  $TKU$  обладают стабилитроны с низким напряжением стабилизации ( $U_{ст} \leq 6,0$  В).

Путем последовательного соединения в процессе изготовления  $p$ - $n$ -переходов с различными по знаку  $TKU$  удается получить стабилитроны с очень низким температурным коэффициентом напряжения. Так, у прецизионного стабилитрона КС196В  $TKU = \pm 0,0005\%/^\circ\text{C}$  в диапазоне температур от  $-60$  до  $+60^\circ\text{C}$ . Такие стабилитроны применяют в стабилизаторах напряжения, например в автоматических потенциометрах, предназначенных для измерения постоянных напряжений и токов.

Стабилизацию постоянного напряжения можно также получить с помощью диода, включенного в прямом направлении. Кремниевые диоды, предназначенные для этой цели, называют *стабисторами*. Для изготовления стабисторов применяют кремний с большой концентрацией примесей, что необходимо для получения меньшего динамического сопротивления при прямом включении. Кроме того, при большей концентрации примесей в исходном кремнии меньше температурные изменения прямой ветви вольт-амперной характе-

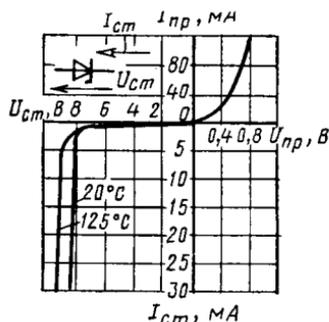


Рис. 1.16. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

ристики диода, что обеспечивает меньший температурный коэффициент напряжения стабилизации стабилитора. Отличительной особенностью стабилиторов по сравнению со стабилитронами является меньшее напряжение стабилизации ( $\sim 0,7$  В).

Стабилитроны допускают последовательное включение, при этом общее напряжение стабилизации равно сумме напряжений стабилитронов:  $U_{ст} = U_{ст1} + U_{ст2} + U_{ст3} + \dots + U_{стn}$ .

Параллельное соединение стабилитронов недопустимо, так как из всех параллельно соединенных стабилитронов ток будет только в одном стабилитроне, имеющем наименьшее напряжение стабилизации.

Конструктивное исполнение стабилитронов аналогично выпрямительным диодам.

Туннельный диод — полупроводниковый диод на основе вырожденного полупроводника, в котором туннельный эффект приводит к появлению на вольт-амперных характеристиках при прямом напряжении участка с отрицательной дифференциальной электрической проводимостью (кривая 2 на рис. 1.17).

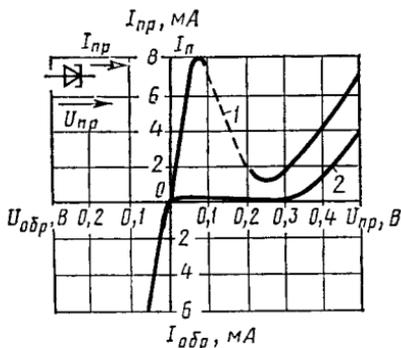


Рис. 1.17. Вольт-амперная характеристика туннельного (1) и обращенного (2) диодов

Материалом для туннельных диодов служит сильнолегированный германий или арсенид галлия.

Основными параметрами туннельного диода являются ток пика  $I_n$  (рис. 1.17, кривая 1) и отношение тока пика к току впадины  $I_n/I_v$ . Для выпускаемых диодов  $I_n = 0,1 \div 1000$  мА и  $I_n/I_v = 5 \div 20$ .

Туннельные диоды являются быстродействующими полупроводниковыми приборами и применяются в генераторах высокочастотных колебаний и импульсных переключателях.

Обращенный диод — диод на основе полупроводника с критической концентрацией примесей, в котором электрическая проводимость при обратном напряжении вследствие туннельного эффекта значительно больше, чем при прямом напряжении.

Обращенные диоды представляют собой разновидность туннельных диодов, у которых ток пика  $I_n = 0$  (рис. 1.17, кривая 2). Если к обращенному диоду приложить прямое напряжение  $U_{пр} \leq 0,3$  В, то ток диода  $I_{пр} \approx 0$ . В то же время даже при небольшом обратном напряжении (порядка десятков милливольт) обратный ток достигает нескольких миллиампер. Таким образом, обращенные диоды обладают вентиляльными свойствами при малых напряжениях именно в той области, где выпрямительные диоды обычно вентиляльными свойствами не обладают. При этом направлением наибольшей проводимости является направление, соответствующее обратному току.

Варикап — полупроводниковый диод, в котором используется зависимость емкости  $p$ - $n$ -перехода от обратного напряжения и который предназначен для применения в качестве элемента с электрически управляемой емкостью.

В качестве полупроводникового материала для изготовления варикапов служит кремний. Зависимость емкости варикапа от обратного напряжения показана на рис. 1.18.

Основными параметрами варикапа являются общая емкость  $C_v$ , которая фиксируется обычно при небольшом обратном напряжении  $U_{обр} = 2 \div 5$  В, и коэффициент перекрытия по емкости  $K_C = C_{max}/C_{min}$ . Для большинства выпускаемых варикапов  $C = 10 \div 500$  пФ и  $K_C = 5 \div 20$ .

Варикапы применяют в системах дистанционного управления и автоматической подстройки частоты и в параметрических усилителях с малым уровнем собственных шумов.

**Фотодиоды, полупроводниковые фотоэлементы и светодиоды.** В этих трех типах диодов используется эффект взаимодействия оптического излучения (видимого, инфракрасного или ультрафиолетового) с носителями заряда (электронами и дырками) в запирающем слое  $p$ - $n$ -перехода.

В фотодиоде в результате освещения  $p$ - $n$ -перехода повышается обратный ток. В полупроводниковом фотоэлементе при освещении  $p$ - $n$ -перехода возникает обратное напряжение. В светодиоде в режиме прямого тока в зоне  $p$ - $n$ -перехода возникает видимое или инфракрасное излучение.

Фотодиоды, полупроводниковые фотоэлементы и светодиоды подробно рассмотрены в последующих главах.

В последнее время появились еще два типа диодов: *магнитодиод* и *тензодиод*.

**Магнитодиод** — полупроводниковый диод, в котором используется изменение вольт-амперной характеристики под действием магнитного поля.

В качестве магнитодиодов используют выпрямительные диоды на основе германия или кремния с увеличенной толщиной полупроводникового материала. Основным параметром магнитодиода является его чувствительность

$$\gamma = \Delta U_{пр} / (\Delta BI), \quad (1.4)$$

где  $\Delta U$  и  $\Delta B$  — приращение соответственно прямого напряжения и магнитной индукции. Диапазон значений  $\gamma = (10 \div 50) \cdot 10^3 \text{ В} / (\text{Тл} \cdot \text{мА})$ .

**Тензодиод** — полупроводниковый диод, в котором используется изменение вольт-амперной характеристики под действием механических деформаций.

В качестве тензодиодов обычно применяют туннельные диоды, у которых отдельные участки вольт-амперной характеристики существенно зависят от деформации рабочего тела диода.

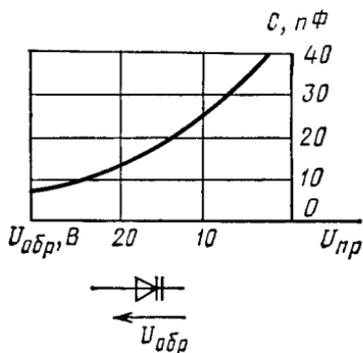


Рис. 1.18. Зависимость емкости варикапа от обратного напряжения

## § 1.5. Биполярные транзисторы

Биполярным транзистором называют электропреобразовательный прибор, состоящий из трех областей с чередующимися типами электропроводности, пригодный для усиления мощности.

В биполярных транзисторах ток определяется движением носителей заряда двух типов: электронов и дырок (отсюда их название — *биполярные транзисторы*). В биполярных транзисторах с помощью трехслойной полупроводниковой структуры из полупроводников

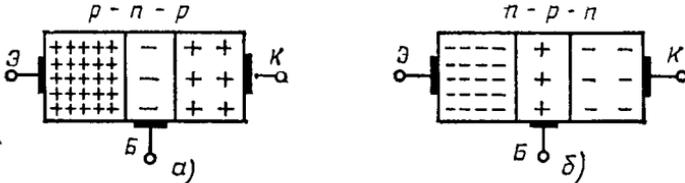


Рис. 1.19. Структура биполярных транзисторов типов *p-n-p* (а) и *n-p-n* (б)

различной электропроводности создаются два *p-n*-перехода. Возможны две трехслойные структуры с различным чередованием участков с электронной и дырочной электропроводностью: дырочная — электронная — дырочная и электронная — дырочная — электронная.

В соответствии с чередованием участков с различной электропроводностью все биполярные транзисторы подразделяют на два типа: *p-n-p* (рис. 1.19, а) и *n-p-n* (рис. 1.19, б).

Транзисторы принято подразделять на группы по диапазонам используемых частот и мощностей. Классификация и условные графические обозначения биполярных транзисторов приведены на рис. 1.20. Для изготовления транзисторов широко применяются два полупроводниковых материала: германий и кремний. Структура и конструкция биполярного транзистора схематически показаны на рис. 1.21, а, б.

Рис. 1.20. Классификация и условные графические обозначения биполярных транзисторов

У биполярных транзисторов средний слой называют *базой* (Б), наружный слой, являющийся источником носителей заряда (электронов или дырок), который главным образом и создает ток при-

бора, — эмиттером (Э), другой наружный слой — коллектором (К). Он принимает носители заряда, поступающие от эмиттера.

На переход эмиттер — база (рис. 1.22) напряжение  $U_{эб}$  подается в прямом направлении, поэтому даже при небольших напряжениях в нем возникают значительные токи. На переход коллектор — база напряжение  $U_{кб}$  подается в обратном направлении. Оно обычно в несколько раз больше напряжения между эмиттером и базой.

Рассмотрим более подробно работу транзистора типа  $n-p-n$ . Транзистор типа  $p-n-p$  работает аналогично, но на него подаются напряжения противоположной полярности. Между коллектором и базой транзистора типа  $n-p-n$  приложено положительное напряжение. Когда эмиттерный ток  $I_э$  равен нулю, небольшой ток в транзисторе через коллекторный переход  $I_{к0}$  обусловлен движением только неосновных носителей заряда (дырок из коллектора в базу, электронов из базы в коллектор).

При повышении температуры число неосновных носителей заряда увеличивается и ток  $I_{к0}$  резко возрастает. Обратный коллекторный ток обычно составляет 10—100 мкА у германиевых и 0,1—10 мкА у кремниевых транзисторов.

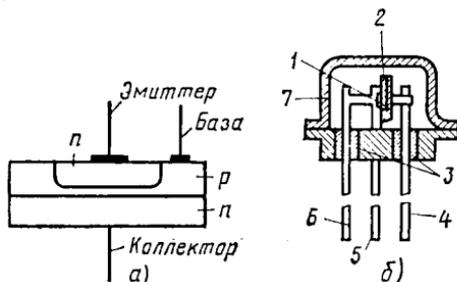


Рис. 1.21. Структура (а) и конструкция (б) маломощного биполярного транзистора:

1, 2 — базовая и эмиттерная области кристалла полупроводника соответственно; 3 — стеклянные изоляторы; 4, 5, 6 — выводы коллектора, базы и эмиттера соответственно; 7 — металлический корпус

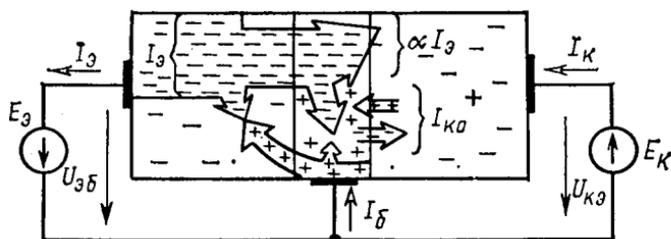


Рис. 1.22. Движение носителей заряда в транзисторе типа  $n-p-n$

При подключении эмиттера к отрицательному зажиму источника питания возникает эмиттерный ток  $I_э$  (рис. 1.22). Так как внешнее напряжение приложено к эмиттерному переходу в прямом направлении, электроны преодолевают переход и попадают в область базы. База выполнена из  $p$ -полупроводника, поэтому электроны являются для нее неосновными носителями заряда.

Электроны, попавшие в область базы, частично рекомбинируют с дырками базы. Однако базу обычно выполняют очень тонкой из  $p$ -полупроводника с большим удельным сопротивлением (малым содержанием примеси), поэтому концентрация дырок в базе низкая и лишь немногие электроны, попавшие в базу, рекомбинируют с ее дырками, образуя базовый ток  $I_6$ . Большинство же электронов

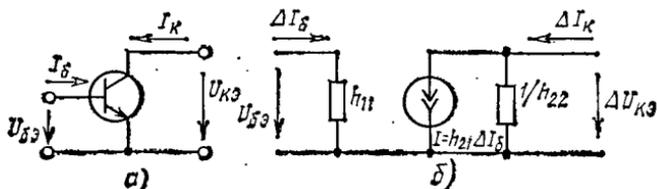


Рис. 1.23. Включение транзистора типа  $n-p-n$  по схеме с общим эмиттером (а) и его схема замещения (б)

вследствие теплового движения (*диффузия*) и под действием поля коллектора (*дрейф*) достигают коллектора, образуя составляющую коллекторного тока  $I_K$ .

Связь между приращениями эмиттерного и коллекторного токов характеризуется коэффициентом передачи тока

$$\alpha = \left. \frac{\partial I_K}{\partial I_6} \right|_{U_{K6} = \text{const}} \approx \left( \frac{\Delta I_K}{\Delta I_6} \right)_{U_{K6} = \text{const}} \quad (1.4a)$$

Как следует из качественного рассмотрения процессов, происходящих в биполярном транзисторе, коэффициент передачи тока всегда меньше единицы. Для современных биполярных транзисторов  $\alpha = 0,9 \div 0,995$ .

При  $I_6 \neq 0$  ток коллектора транзистора

$$I_K \approx I_{K0} + \alpha I_6 \quad (1.5)$$

В рассмотренной схеме включения (рис. 1.22) базовый электрод является общим для эмиттерной и коллекторной цепей. Такую схему включения биполярного транзистора называют схемой с *общей базой*, при этом эмиттерную цепь называют входной, а коллекторную — выходной.

Однако такую схему включения биполярного транзистора применяют крайне редко. В качестве основной принята схема включения, в которой общим электродом для входной и выходной цепей является эмиттер. Это так называемая схема включения биполярного транзистора с *общим эмиттером* (рис. 1.23, а). Для такой схемы входной контур проходит через переход база — эмиттер и в нем возникает ток базы

$$I_6 = I_9 - I_K = (1 - \alpha) I_9 - I_{K0} \ll I_9 \approx I_K \quad (1.6)$$

Малое значение тока базы во входном контуре и обусловило широкое применение схемы с общим эмиттером. На рис. 1.23, б показана схема замещения этого транзистора.

*Вольт-амперные характеристики биполярных транзисторов.* Зависимость между током и напряжением во входной цепи транзистора  $I_6=f_1(U_{6э})$  называют *входной* или базовой характеристикой транзистора. Зависимость тока коллектора от напряжения между коллектором и эмиттером при фиксированных значениях тока базы  $I_к=f_2(U_{кэ})_{I_6=\text{const}}$  называют семейством *выходных* (коллекторных) характеристик транзистора.

Входная и выходная характеристики биполярного транзистора средней мощности типа *n-p-n* приведены на рис. 1.24. Как видно из рис. 1.24, *а*, входная характеристика практически не зависит

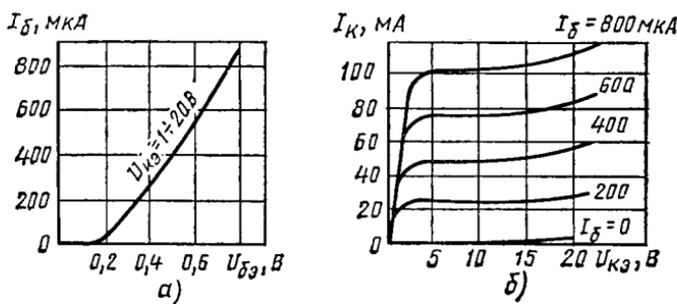


Рис. 1.24. Вольт-амперные характеристики биполярного транзистора

от напряжения  $U_{кэ}$ . Выходные характеристики (рис. 1.24, *б*) приблизительно равноудалены друг от друга и почти прямолинейны в широком диапазоне изменения напряжения  $U_{кэ}$ .

*h-параметры биполярных транзисторов.* Для расчета и анализа устройств с биполярными транзисторами используют так называемые *h-параметры* транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

Электрическое состояние транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, характеризуется четырьмя величинами:  $I_6$ ,  $U_{6э}$ ,  $I_к$  и  $U_{кэ}$ . Две из этих величин можно считать независимыми, а две другие могут быть выражены через них. Из практических соображений в качестве независимых удобно выбирать величины  $I_6$  и  $U_{кэ}$ . Тогда  $U_{6э}=F_1(I_6, U_{кэ})$  и  $I_к=F_2(I_6, U_{кэ})$ .

В усилительных устройствах входными сигналами являются приращения входных напряжений и токов. В пределах линейной части характеристик для приращений  $\Delta U_{6э}$  и  $\Delta I_к$  справедливы равенства

$$\Delta U_{6э} = \frac{\partial F_1}{\partial I_6} \Delta I_6 + \frac{\partial F_1}{\partial U_{кэ}} \Delta U_{кэ}, \quad (1.7)$$

или

$$\begin{aligned} \Delta I_к &= \frac{\partial F_2}{\partial I_6} \Delta I_6 + \frac{\partial F_2}{\partial U_{кэ}} \Delta U_{кэ} \\ \Delta U_{6э} &= h_{11э} \Delta I_6 + h_{12э} \Delta U_{кэ}, \\ \Delta I_к &= h_{21э} \Delta I_6 + h_{22э} \Delta U_{кэ}, \end{aligned} \quad (1.8)$$

где  $h_{ikэ}$  ( $i=1, 2; k=1, 2$ ) — соответствующие частные производные, которые легко могут быть найдены по входной и выходным характеристикам транзистора (рис. 1.24), включенного по схеме с общим эмиттером:

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_б} \quad \text{при } U_{кэ} = \text{const} \quad (\Delta U_{кэ} = 0),$$

$$h_{12э} = \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta U_{кэ}} \quad \text{при } I_б = \text{const} \quad (\Delta I_б = 0),$$

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} \quad \text{при } U_{кэ} = \text{const} \quad (\Delta U_{кэ} = 0),$$

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_к}{\Delta U_{кэ}} \quad \text{при } I_б = \text{const} \quad (\Delta I_б = 0).$$

Параметр  $h_{11э}$  имеет размерность сопротивления, он представляет собой *входное сопротивление* биполярного транзистора. Параметр  $h_{12э}$  — безразмерный *коэффициент внутренней обратной связи по напряжению*. Его значения лежат в пределах 0,002—0,0002. Как показывает анализ устройств на транзисторах, в большинстве практических расчетов им можно пренебречь, т. е. полагать равным нулю.

Параметр  $h_{21э}$  — безразмерный *коэффициент передачи тока*, характеризующий усилительные (по току) свойства транзистора при постоянном напряжении на коллекторе. Параметр  $h_{22э}$  имеет размерность проводимости и характеризует *выходную проводимость* транзистора при постоянном токе базы.

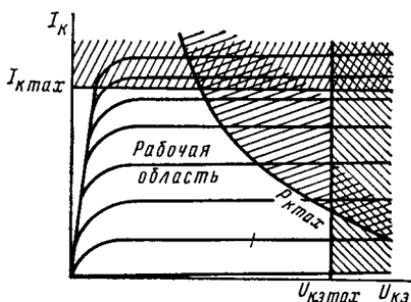


Рис. 1.25. Рабочая область выходных характеристик биполярных транзисторов

$h$ -параметры транзистора позволяют достаточно просто создать его схему замещения, в которой присутствуют только резисторы и управляемый источник тока (см. рис. 1.23, б). Приращения напряжений и токов в схеме на рис. 1.23, б связаны системой уравнений (1.8) при  $h_{12} = 0$ .

Характеристики транзисторов, так же как и полупроводниковых диодов, сильно зависят от температуры. С повышением температуры резко возрастает начальный коллекторный ток  $I_{к0}$  вследствие значительного увеличения количества неосновных носителей заряда в коллекторе и базе. В то же время несколько увеличивается и коэффициент  $h_{21э}$  из-за увеличения подвижности носителей заряда.  $h$ -параметры транзистора, особенно коэффициент передачи тока  $h_{21э}$ , зависят от частоты переменного напряжения, при которой производят измерение приращений токов и напряжений  $\Delta I_б$ ,  $\Delta I_к$ ,  $U_{бэ}$ ,  $\Delta U_{кэ}$ , так как на высоких частотах начинает сказываться конечное время, за которое носители (в транзисторе типа  $n-p-n$  — электроны) проходят расстояние от эмиттера до коллектора транзистора.

Частоту, на которой коэффициент передачи тока  $h_{21э}$  уменьшается до единицы, называют *граничной частотой* коэффициента передачи тока  $f_{гр}$ . На практике часто используют частоту  $f_0$ , на которой параметр  $h_{21э}$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз.

Для предотвращения перегрева коллекторного перехода необходимо, чтобы выделяемая в нем мощность не превышала некоторого максимального значения

$$P_{к} = I_{к} U_{кэ} \leq P_{к \max}. \quad (1.9)$$

В целях увеличения допустимой мощности коллектора  $P_{к \max}$  в мощных транзисторах коллектор для улучшения теплоотвода соединяют с металлическим корпусом транзистора, а сам транзистор монтируют на специальном радиаторе.

Ограничение по допустимой мощности коллектора не является единственным. Если между коллектором и эмиттером приложено слишком высокое напряжение, то может произойти электрический пробой коллекторного перехода, поэтому необходимо, чтобы при работе транзистора коллекторное напряжение было меньше допустимого:

$$U_{кэ} \leq U_{кэ \max}. \quad (1.10)$$

Существует аналогичное ограничение и по коллекторному току

$$I_{к} \leq I_{к \max}, \quad (1.11)$$

которое обусловлено допустимым перегревом эмиттерного перехода.

Область, выделенная этими тремя ограничивающими кривыми (рис. 1.25), является рабочей областью характеристик транзисторов. Из емкостей  $p-n$ -перехода существенное значение имеет только *емкость коллекторного перехода*  $C_{кб}$ .

Диапазоны значений параметров отечественных биполярных транзисторов приведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2

ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Тип транзистора	Параметры						
	$U_{кэ \max}$ , В	$P_{к \max}$ , Вт	$I_{к \max}$ , А	$f_{гр}$ , МГц	$C_{кб}$ , пФ	$h_{11э}$ , Ом	$h_{21э}$ , См
Маломощный	5—25	0,01—0,3	0,01—0,1	1,0—8000	1—10	1000—10 000	20—200
Средней мощности	25—100	0,3—3,0	0,05—0,5	1,0—1000	5—100	100—1000	20—200
Большой мощности	50—1000	3,0—100	0,5—10	0,5—300	10—1000	50—500	20—200
Транзисторные сборки	100—1000	100—10 000	10—500	0,1—3,0	1000—50 000	0,5—50	20—2000

Для повышения мощности  $P_{\text{кmax}}$  в последнее время начали выпускать мощные *транзисторные сборки*, в которых транзисторы соединены одноменными выводами. Транзисторные сборки могут насчитывать несколько десятков мощных транзисторов и работать при токах до 500 А. Для улучшения управляющих свойств транзисторныхборок (увеличения коэффициента  $h_{21}$ ) в них часто вводят специальный усилитель на одном-двух транзисторах, что позволяет повысить коэффициент передачи тока базы  $h_{21}$  до 1000—2000.

В отличие от мощныхборок в маломощных транзисторныхбороках транзисторы не соединены и могут использоваться независимо.

Биполярные транзисторы являются полупроводниковыми усилительными приборами универсального назначения и широко применяются в различных типах усилителей, генераторов, логических и импульсных устройствах.

## § 1.6. Полевые транзисторы

Полевым транзистором называют электропреобразовательный прибор, в котором ток канала управляется электрическим полем, возникающим с приложением напряжения между затвором и истоком, и который предназначен для усиления мощности электромагнитных колебаний.

*Каналом* называют центральную область транзистора. Электрод, из которого в канал входят основные носители заряда, называют *истоком*, а электрод, через который основные носители уходят из канала,— *стоком*. Электрод, служащий для регулирования поперечного сечения канала, называют *затвором*.

Поскольку в полевых транзисторах ток определяется движением носителей только одного знака, ранее их называли *униполярными* транзисторами, что подчеркивало движение носителей заряда одного знака.

Полевые транзисторы изготовляют из кремния и в зависимости от электропроводности исходного материала подразделяют на транзисторы с *p*-каналом и *n*-каналом. Классификация и условные графические обозначения полевых транзисторов приведены на рис. 1.26.

Рис. 1.26. Классификация и условные графические обозначения полевых транзисторов

Полевой транзистор с управляющим переходом — полевой транзистор, у которого затвор электрически отделен от канала закрытым *p-n*-переходом.

Структурная схема и схема включения полевого транзистора с *n*-каналом и управляющим *p-n*-переходом показаны на рис. 1.27.

В транзисторе с  $n$ -каналом основными носителями заряда в канале являются электроны, которые движутся вдоль канала от истока с низким потенциалом к стоку с более высоким потенциалом, образуя ток стока  $I_c$ . Между затвором и истоком приложено напряжение, запирающее  $p$ - $n$ -переход, образованный  $n$ -областью канала

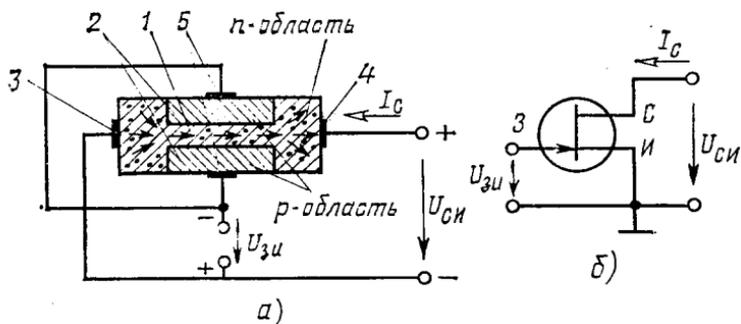


Рис. 1.27. Структура (а) и схема включения полевого транзистора с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода (б):

1, 2 — области канала и затвора соответственно; 3, 4, 5 — выводы истока, стока и затвора соответственно

и  $p$ -областью затвора. Таким образом, в полевом транзисторе с  $n$ -каналом полярности приложенных напряжений следующие:  $U_{си} > 0$ ,  $U_{зи} \leq 0$ . В транзисторе с  $p$ -каналом основными носителями заряда

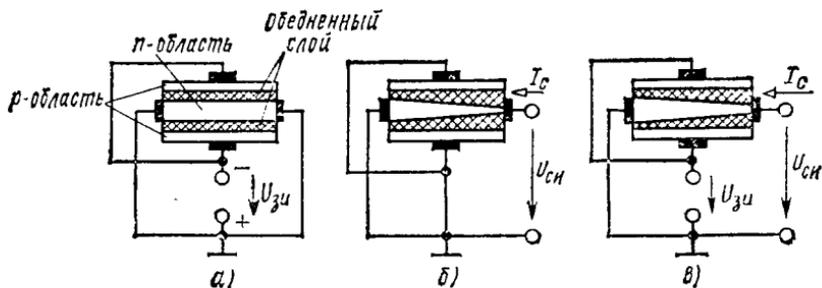


Рис. 1.28. Перекрытие канала в полевом транзисторе

являются дырки, которые движутся в направлении снижения потенциала, поэтому полярности приложенных напряжений должны быть иными:  $U_{си} < 0$ ,  $U_{зи} \geq 0$ .

Рассмотрим более подробно работу полевого транзистора с  $n$ -каналом. Транзисторы с  $p$ -каналом работают аналогично.

На рис. 1.28 показано, как происходит изменение поперечного сечения канала при подаче напряжения на электроды транзистора. При подаче запирающего напряжения на  $p$ - $n$ -переход между затвором и каналом (рис. 1.28, а) на границах канала возникает равномерный слой, обедненный носителями заряда и обладающий высо-

ким удельным сопротивлением. Это приводит к уменьшению проводящей ширины канала.

Напряжение, приложенное между стоком и истоком (рис. 1.28 б), приводит к появлению неравномерного обедненного слоя, так как разность потенциалов между затвором и каналом увеличивается в направлении от истока к стоку и наименьшее сечение канала расположено вблизи стока.

Если одновременно подать напряжения  $U_{си} > 0$  и  $U_{зи} < 0$  (рис. 1.28, в), то толщина обедненного слоя, а следовательно, и сечение канала будут определяться действием этих двух напряжений.

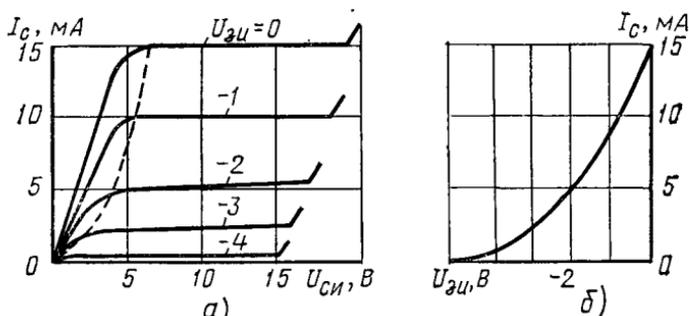


Рис. 1.29. Вольт-амперные характеристики полевого транзистора:

а — выходные; б — передаточная

При этом минимальное сечение канала определяется их суммой. Когда суммарное напряжение достигает напряжения запираения:

$$U_{си} + |U_{зи}| = U_{зап}, \quad (1.12)$$

обедненные области смыкаются и сопротивление канала резко возрастает.

Вольт-амперные характеристики полевого транзистора приведены на рис. 1.29. Здесь зависимости тока стока  $I_c$  от напряжения при постоянном напряжении за затворе  $U_{зи}$  определяют *выходные*, или *стокосвые*, характеристики полевого транзистора (рис. 1.29, а). На начальном участке характеристик  $U_{си} + |U_{зи}| < U_{зап}$  ток стока  $I_c$  возрастает с увеличением  $U_{си}$ . При повышении напряжения сток — исток до  $U_{си} = U_{зап} - |U_{зи}|$  происходит перекрытие канала и дальнейший рост тока  $I_c$  прекращается (участок насыщения). Отрицательное напряжение  $U_{зи}$  между затвором и истоком смещает момент перекрытия канала в сторону меньших значений напряжения  $U_{си}$  и тока стока  $I_c$ . Участок насыщения является рабочей областью выходных характеристик полевого транзистора.

Дальнейшее увеличение напряжения  $U_{си}$  приводит к пробоем  $p$ - $n$ -перехода между затвором и каналом и выводит транзистор из строя. По выходным характеристикам может быть построена *передаточная* характеристика  $I_c = f(U_{зи})$  (рис. 1.29, б). На участке

насыщения она практически не зависит от напряжения  $U_{си}$ . Входная характеристика полевого транзистора — зависимость тока утечки затвора  $I_3$  от напряжения затвор — исток — обычно не используется, так как при  $U_{зи} \leq 0$   $p-n$ -переход между затвором и каналом закрыт и ток затвора очень мал ( $I_3 = 10^{-8} \div 10^{-9}$  А), поэтому во многих случаях его можно не принимать во внимание.

*Полевой транзистор с изолированным затвором* — полевой транзистор, затвор которого электрически отделен от канала слоем диэлектрика. У полевых транзисторов с изолированным затвором для уменьшения тока утечки затвора  $I_3$  между металлическими затворами и полупроводниковым каналом находится тонкий слой диэлектрика, обычно оксид кремния, а  $p-n$ -переход отсутствует. Такие полевые транзисторы часто называют МДП-транзисторами (МДП — металл — диэлектрик — полупроводник) или МОП-транзисторами (МОП — металл — оксид — полупроводник).

Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов с изолированным затвором в основном аналогичны характеристикам транзисторов с затвором в виде  $p-n$ -перехода. В то же время изолированный затвор позволяет работать в области положительных напряжений между затвором и истоком:  $U_{зи} > 0$ . В этой области происходит расширение канала и увеличение тока стока  $I_c$ .

Основными параметрами полевых транзисторов являются *крутизна характеристики передачи*

$$S = \frac{dI_c}{dU_{зи}} \text{ при } U_{си} = \text{const} \quad (1.13)$$

и *дифференциальное сопротивление стока* (канала) на участке насыщения

$$R_c = \frac{dU_{си}}{dI_c} \text{ при } U_{зи} = \text{const}. \quad (1.14)$$

В качестве предельно допустимых параметров нормируются: максимально допустимые напряжения  $U_{си \text{ max}}$  и  $U_{зи \text{ max}}$ ; максимально допустимая мощность стока  $P_{c \text{ max}}$ ; максимально допустимый ток стока  $I_{c \text{ max}}$ . Значения параметров полевых транзисторов приведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3  
ЗНАЧЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Тип транзистора	Параметры					
	$S$ , мА/В	$R_c$ , МОм	$U_{си \text{ max}}$ , В	$P_{c \text{ max}}$ , Вт	$I_{c \text{ max}}$ , мА	$I_3$ , А
С $p-n$ -переходом	1—20	0,1—0,5	5—100	0,1—10	10—1000	$10^{-8}$ — $10^{-9}$
С изолированным затвором	0,5—50	0,1—0,5	5—1000	0,01—50	0,1—5000	$10^{-10}$ — $10^{-15}$

Межэлектродные емкости полевых транзисторов между затвором и стоком  $C_{зс}$ , а также затвором и истоком  $C_{зи}$  обычно не превышают 1—20 пФ.

Полевые транзисторы с коротким каналом (длиной 1—3 мкм) являются высокочастотными приборами и могут работать на частотах до 100 МГц.

## § 1.7. Тиристоры

Тиристором называют полупроводниковый прибор с тремя (или более)  $p$ - $n$ -переходами, вольт-амперная характеристика которого имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением и который используется для переключения.

Полупроводниковым материалом для изготовления тиристорov служит кремний. Классификация и условные графические обозначения тиристорov приведены на рис. 1.30. Простейшим тиристором с двумя выводами является диодный тиристор (динистор).

Триодный тиристор (тринистор) имеет дополнительно третий (управляющий) электрод.

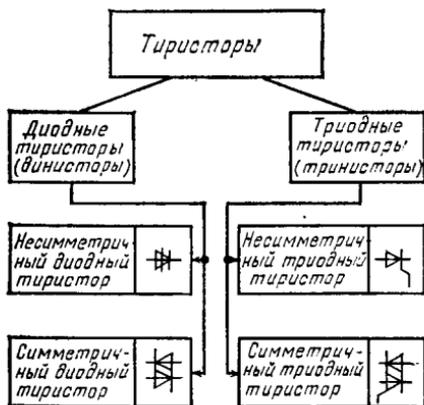


Рис. 1.30. Классификация и условные графические обозначения тиристорov

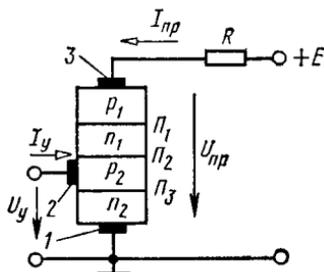


Рис. 1.31. Структура триодного тиристора:

1, 2, 3 — выводы катода, управляющего электрода и анода соответственно

Как диодный, так и триодный тиристоры имеют четырехслойную структуру с тремя  $p$ - $n$ -переходами  $\Pi_1$ ,  $\Pi_2$ ,  $\Pi_3$  (рис. 1.31).

Питающее напряжение подается на тиристор таким образом, что переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  оказываются открытыми, а переход  $\Pi_2$  — закрытым. Сопротивления открытых переходов незначительны, поэтому почти все питающее напряжение  $U_{пр}$  приложено к закрытому переходу  $\Pi_2$ , имеющему высокое сопротивление. Следовательно, ток тиристора мал.

При повышении напряжения  $U_{пр}$  (что достигается увеличением э. д. с. источника питания  $E_a$ ) ток тиристора увеличивается незначительно, пока напряжение  $U_{пр}$  не приблизится к некоторому кри-

тическому значению, равному напряжению включения  $U_{вкл}$  (рис. 1.32).

После этого происходит лавинообразное увеличение количества носителей заряда за счет лавинного умножения носителей заряда в  $p$ - $n$ -переходе  $\Pi_2$  движущимися электронами и дырками. С увеличением количества носителей заряда ток в переходе быстро нарастает, так как электроны из слоя  $n_2$  и дырки из слоя  $p_1$  устремляются в слои  $p_2$  и  $n_1$  и насыщают их неосновными носителями заряда. Напряжение на резисторе  $R$  возрастает, напряжение на тиристоре падает. После пробоя напряжение на тиристоре снижается до значения порядка 0,5—1 В. При дальнейшем увеличении э. д. с. источника  $E_a$  или уменьшения сопротивления резистора  $R$  ток в приборе нарастает в соответствии с вертикальным участком вольт-амперной характеристики. Такой пробой не вызывает разрушения перехода  $\Pi_2$ . При уменьшении тока восстанавливается высокое сопротивление перехода (нисходящая ветвь на рис. 1.32.) Время восстановления сопротивления этого перехода после снятия питающего напряжения обычно составляет 10—30 мкс.

Напряжение  $U_{вкл}$ , при котором начинается лавинообразное нарастание тока, может быть снижено введением неосновных носителей в любой из слоев, прилегающих к переходу  $\Pi_2$ . Эти добавочные носители заряда увеличивают число актов ионизации в переходе, в связи с чем напряжение включения  $U_{вкл}$  уменьшается.

Добавочные носители заряда в триодном тиристоре, представленном на рис. 1.31, вводятся в слой  $p_2$  вспомогательной цепью, питаемой от независимого источника напряжения. В какой мере снижается пробивное напряжение при росте тока управления, показывает семейство кривых на рис. 1.32.

Важным параметром триодного тиристора является *отпирающий ток управления*  $I_{у.вкл}$  — ток управляющего электрода, который обеспечивает переключение тиристора в открытое состояние.

Из рис. 1.32 видно, что при подаче на тиристор обратного напряжения в нем возникает небольшой ток, так как в этом случае закрыты переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$ . Во избежание пробоя тиристора в обратном направлении (который выводит тиристор из строя из-за теплового пробоя перехода) необходимо, чтобы обратное напряжение было меньше  $U_{обр\ max}$ .

В симметричных диодных и триодных тиристорах обратная ветвь характеристики совпадает с прямой. Это достигается встречно-параллельным включением двух одинаковых четырехслойных струк-

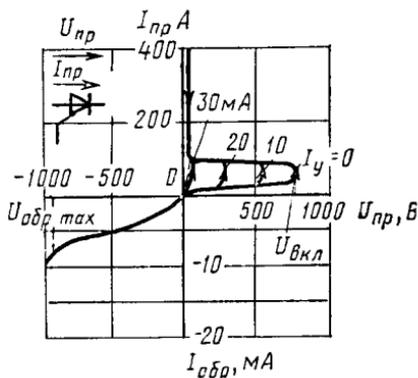


Рис. 1.32. Вольт-амперные характеристики триодного тиристора

тур или применением специальных пятислойных структур с четырьмя  $p-n$ -переходами.

Наконец, некоторое распространение получили тиристоры, у которых восстановление высокого сопротивления происходит при подаче небольшого обратного напряжения на управляющий электрод.

В настоящее время выпускаются тиристоры на токи до 2000 А и напряжения включения  $U_{\text{вкл}} \approx 4000$  В.

Тиристоры как управляемые переключатели, обладающие выпрямительными свойствами, нашли широкое применение в управляемых выпрямителях, инверторах, коммутационной аппаратуре.

### **§ 1.8. Общетехнические и экономические характеристики и система обозначений полупроводниковых приборов**

К общетехническим и экономическим характеристикам полупроводниковых приборов относятся масса, механическая прочность, термостойкость, надежность, т. е. параметры, определяющие экономичность и возможные области эксплуатации электронных устройств.

Рассмотрим эти параметры. *Масса* полупроводниковых приборов невелика, определяется в основном массой корпуса и выводов. Поэтому масса маломощных бескорпусных приборов составляет 0,01—0,1 г, масса приборов, заключенных в металлический корпус, — 1—10 г. И только мощные диоды, транзисторные сборки и тиристоры имеют массу 0,1—0,5 кг.

*Механическая прочность* полупроводниковых приборов довольно высока. Большинство из них выдерживает вибрационные ускорения (10—100)  $g$ , удары с ускорением (50—500)  $g$ .

*Рабочие температуры* для германиевых приборов, как правило, колеблются от  $-40 \div -60$  до  $+60 \div +80^\circ\text{C}$ . Для кремниевых приборов верхний предел рабочих температур может достигать  $+100 \div +150^\circ\text{C}$ .

*Надежность* полупроводниковых приборов удобно характеризовать средним временем безотказной работы, которое при правильной эксплуатации составляет  $10^5$ — $10^7$  ч.

*Давление* окружающего воздуха при работе полупроводниковых приборов может колебаться в широких пределах. Большинство приборов надежно работает при давлениях от  $7 \cdot 10^2$  до  $3 \cdot 10^5$  Па.

*Стоимость* полупроводниковых приборов при их массовом изготовлении весьма низкая (от нескольких копеек до нескольких рублей) и имеет устойчивую тенденцию к снижению.

Все вновь разрабатываемые и модернизируемые полупроводниковые приборы обозначают буквенно-цифровым кодом.

Первый элемент обозначения определяет исходный полупроводниковый материал:

германий — Г или 1;

кремний — К или 2;

соединения галлия — А или 3.

Второй элемент обозначения — буквенный — определяет класс прибора:

транзисторы биполярные — Т;  
транзисторы полевые — П;  
диоды выпрямительные — Д;  
выпрямительные столбы и блоки — Ц;  
диоды сверхвысокочастотные — А;  
варикапы — В;  
диоды туннельные и обращенные — И;  
стабилитроны и стабисторы — С;  
тиристоры диодные до 10 А — Н;  
тиристоры триодные до 10 А — У.

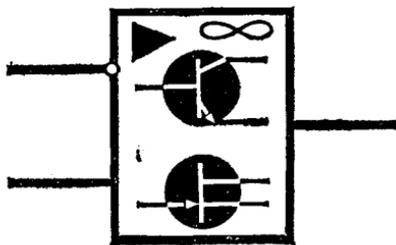
Третий элемент обозначения — цифры от 1 до 99 — определяют диапазон основных параметров прибора (мощность, частота, основное назначение и т. д.).

Четвертый элемент обозначения — двузначное число от 01 до 99 — определяет номер разработки.

Пятый элемент обозначения — буквы русского алфавита от А до Я — определяет деление технологического типа на параметрические группы, например по обратным напряжениям, коэффициенту передачи тока и т. д.

В соответствии с указанной системой маркировки обозначение ГТ308В 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).

# 2 глава



## ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

### § 2.1. Общие сведения

Применение электронных устройств для решения все более сложных технических задач приводит к постоянному усложнению их электрических схем. Анализ развития электронной техники показывает, что в течение примерно 10 лет сложность электронных устройств повышается приблизительно в 10 раз. Если в 1975 г. применялись электронные устройства с количеством активных элементов до  $10^7$ , то в 1985 г. появились устройства с количеством активных элементов около  $10^8$ . За это же время существенно возросло быстродействие электронных устройств. Так, в 1985 г. большие вычислительные машины элитарного класса достигли быстродействия 100—150 млн. операций в секунду, а вычислительные машины специализированного применения — 5 млрд. операций в секунду.

Существенно снизились габариты полупроводниковых приборов. Размеры одного активного элемента сократились до  $1 \times 1 \times 0,2$  мкм, что позволяет размещать в одной микросхеме до  $10^8$  элементов.

Создание новых электронных устройств с большим количеством

### § 2.1. Общие сведения

### § 2.2. Технология изготовления интегральных микросхем

### § 2.3. Гибридные интегральные микросхемы

### § 2.4. Полупроводниковые интегральные микросхемы

### § 2.5. Параметры интегральных микросхем

### § 2.6. Классификация интегральных микросхем по функциональному назначению и система их обозначений

элементов стало возможным на базе *микроэлектроники*. Микроэлектроникой называют новое научно-техническое направление электроники, охватывающее проблемы создания микроминиатюрных электронных устройств, обладающих надежностью, низкой стоимостью, высоким быстродействием и малой потребляемой энергией. Основным конструктивно-техническим принципом микроэлектроники является элементная *интеграция* — объединение в одном сложном миниатюрном элементе многих простейших элементов (диодов, транзисторов, резисторов и т. д.). Полученный в результате такого объединения сложный микроэлемент называют *интегральной микросхемой* (ИМС).

Интегральная микросхема — микроэлектронное изделие, содержащее не менее пяти активных элементов (транзисторов, диодов) и пассивных элементов (резисторов, конденсаторов, дросселей), которые изготавливаются в едином технологическом процессе, электрически соединены между собой, заключены в общий корпус и представляют неразделимое целое.

С точки зрения интеграции основными параметрами интегральных микросхем являются *плотность упаковки* и *степень интеграции*. Плотность упаковки характеризует количество элементов в единице объема интегральной микросхемы, степень интеграции — количество элементов, входящих в состав интегральной микросхемы. По степени интеграции все интегральные микросхемы принято подразделять на ИМС: первой степени интеграции — до 10 элементов, второй степени — от 10 до 100 элементов, третьей степени — от 100 до 1000 элементов и т. д.

По технологии изготовления различают *полупроводниковые* и *гибридные* интегральные микросхемы.

Полупроводниковая интегральная микросхема — интегральная микросхема, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме и на поверхности полупроводника.

Современные полупроводниковые интегральные микросхемы достигают плотности упаковки  $10^5$  эл/см<sup>3</sup> и шестой степени интеграции. Линейные размеры отдельных элементов и расстояния между ними могут быть уменьшены до 1 мкм.

Анализ тенденции развития микроэлектроники показал, что сложность самых больших полупроводниковых интегральных схем увеличивается приблизительно в два раза ежегодно.

Гибридная интегральная микросхема — интегральная микросхема, пассивные элементы которой выполнены посредством нанесения различных пленок на поверхности диэлектрической подложки из стекла, керамики, ситалла или сапфира, а активные элементы — бескорпусные полупроводниковые приборы.

Плотность упаковки гибридных интегральных микросхем несколько меньше — до 150 эл/см<sup>3</sup>, степень интеграции — первая и вторая. Гибридные интегральные микросхемы перспективны для устройств с небольшим количеством элементов, в которых может быть обеспечена высокая точность параметров.

Высокая точность выполнения пленочных элементов может быть использована при изготовлении микросхем по совмещенной технологии, в которой активные и часть пассивных элементов выполняются в объеме полупроводника, а часть пассивных элементов — на его поверхности в тонкопленочном исполнении. Применение двух технологий повышает стоимость таких микросхем, но позволяет существенно повысить точность их параметров.

В последнее время нашла применение совмещенная технология, в которой в гибридных микросхемах в качестве навесных компонентов используются бескорпусные полупроводниковые интегральные микросхемы. По такой технологии выполняются микросхемы до шестой степени интеграции для быстродействующих ЭВМ.

В то же время отдельные активные и пассивные элементы микросхем имеют характеристики, не уступающие навесным (обычным) диодам, транзисторам, резисторам и т. д. Однако их объединение в одной микросхеме приводит к новой качественной возможности создания предельно сложных электронных устройств. Применение микросхем существенно повышает надежность электронных устройств, так как надежность микросхем, содержащих большое количество элементов, не уступает надежности отдельных транзисторов, диодов и резисторов.

## § 2.2. Технология изготовления интегральных микросхем

В технологии производства современных интегральных микросхем многократно используют ряд детально разработанных операций.

*Окисление кремниевой пластины* (заготовки) производят при температуре 800—1200°C в среде кислорода или насыщенных водяных паров. В результате на поверхности кремния образуется пленка окисла толщиной от 0,1 до 2—3 мкм. Пленка является хорошим диэлектриком, имеет высокую адгезию (хорошее соединение) с кремнием и непроницаема для атомов примесей, как донорных, так и акцепторных.

В последнее время получило распространение *анодное окисление*, в результате которого можно получить пленки почти любой толщины.

*Травление* осуществляют в плавиковой кислоте и приводят к растворению пленки  $\text{SiO}_2$ .

*Фотолитография* заключается в нанесении на пластину фоточувствительного слоя. Этот слой засвечивают через маску, и при проявлении на пластине образуется рисунок определенной конфигурации. При травлении пластины в плавиковой кислоте под рисунком  $\text{SiO}_2$  не удаляется, окна в защитной пленке  $\text{SiO}_2$  вскрываются только на неосвещенных участках. Фотолитография позволяет создать рисунки с размерами элементов не менее 2 мкм. Более высокой разрешающей способностью обладает *электронно-лучевая литография*, позволяющая при засветке пластины электронным лучом создавать элементы с минимальными размерами до 0,1 мкм.

*Диффузию примесей* производят при температуре 800—1250°C в среде газа с легирующей примесью. На незащищенных участках (окнах в защитной пленке  $\text{SiO}_2$ ) происходит диффузия атомов примеси в глубь пластины и формируются слои полупроводника с различной электропроводностью ( $p$  или  $n$ ) в зависимости от типа примеси. Глубина диффузии регулируется режимом диффузии (температура, продолжительность и т. д.).

*Ионное легирование* производят в ускорителе ионов при энергии ионов 80—300 кэВ. Оно позволяет более точно дозировать концентрацию и глубину проникновения легирующих примесей.

*Эпитаксия* представляет собой процесс наращивания кристалла полупроводника с контролируемой электрической проводимостью. Ее осуществляют при температуре до  $1250^{\circ}\text{C}$  в потоке смеси газов.

*Напыление* или *нанесение пленок* производят в вакууме при распылении металлической или диэлектрической навески. Таким путем формируют соединения и металлические контактные площадки, к которым с помощью *микросварки* приваривают внешние выводы. Напылением в гибридных микросхемах изготовляют пассивные элементы.

### § 2.3. Гибридные интегральные микросхемы

Гибридные интегральные микросхемы (ГИМС) имеют следующие основные конструктивные элементы:

*изоляция основания* из стекла, керамики или другого материала, на поверхности которого расположены пленочные проводники, контактные площадки, резисторы и конденсаторы (как правило, небольшой емкости), изготовленные методом напыления;

*навесные бескорпусные элементы* (транзисторы и диоды);

*навесные пассивные элементы* в специальном миниатюрном исполнении, которые не могут быть выполнены в виде пленок (конденсаторы большой емкости, трансформаторы, дроссели);

*пластмассовый* или *металлический корпус*, который служит для герметизации схемы крепления выводных лепестков.

На рис. 2.1 представлена конфигурация *пленочных резисторов* с малым (а) и большим (б) сопротивлением. Такие резисторы в виде тонкой пленки чистого хрома, никрома или тантала наносят непосредственно на изоляционную основу. Подобным способом удается получить резисторы с сопротивлениями от тысячных долей ом до десятков килоом. Для получения более высокоомных резисторов (до десятков мегаом) применяют металлодиэлектрические смеси, например из хрома и монооксида кремния.

Наилучшей стабильностью обладают никромовые резисторы, у которых температурный коэффициент сопротивления  $\text{TK } R$  составляет  $10^{-4}1/^{\circ}\text{C}$ , при этом допуск на номинал составляет  $\pm 5\%$ , необратимые изменения номинальных значений сопротивления менее  $0,5\%$  за 1000 ч работы.

Резисторы на основе пленки тантала позволяют осуществлять точную доводку сопротивления с погрешностью  $0,5\text{—}1,0\%$  за счет окисления поверхностного слоя во время термического отжига.

Резисторы на основе металлокерамических смесей имеют очень высокие значения параметров, однако свойства этих резисторов сильно зависят от технологических факторов и имеют плохую вос-

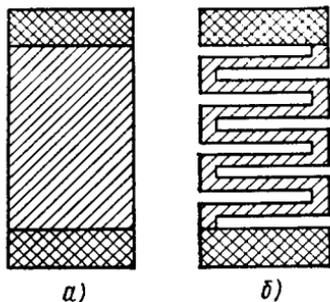


Рис. 2.1. Конфигурация резисторов в гибридной микросхеме

производительность. Площади пленочных резисторов составляют  $(1 \div 2) \cdot 10^{-3} \text{ см}^2$ .

На рис. 2.2 схематически показана конструкция пленочного конденсатора. Нижняя и верхняя обкладки такого конденсатора выполнены в виде тонких пленок из меди, серебра, алюминия или золота. Однако эти металлы не обеспечивают хорошей адгезии с материалом подложки. Для улучшения адгезии напыление металлов производят с подслоем хрома, титана, молибдена.

В качестве диэлектрика в конденсаторах применяют пленку из силиката алюминия, титаната бария, двуокиси титана, окиси бериллия, кремния и др. Эти пленки обладают хорошей электрической

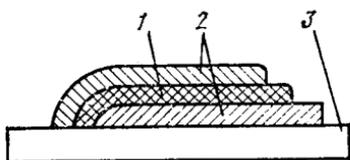


Рис. 2.2. Конструкция конденсатора в гибридной микросхеме:

1 — диэлектрик; 2 — обкладки;  
3 — подложка

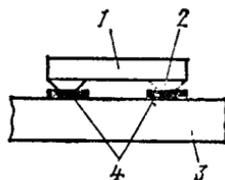


Рис. 2.3. Крепление навесных компонентов в гибридной микросхеме:

1 — навесной компонент; 2 — шариковые выводы; 3 — подложка; 4 — контакты

прочностью и высокой диэлектрической проницаемостью. Конденсаторы такого типа могут иметь емкость от десятых долей до десятков тысяч пикофарад. Площади пленочных конденсаторов от  $10^{-3}$  до  $1 \text{ см}^2$ .

*Проводники* в гибридной интегральной микросхеме обеспечивают необходимое соединение элементов между собой, и их подключение к выводным зажимам обычно выполняют в виде тонкой пленки золота, меди или алюминия с подслоем никеля, хрома или титана. Подслой обеспечивает высокую адгезию к изоляционному основанию, а слой золота, меди или алюминия — высокую электрическую проводимость.

Медные соединительные проводники для защиты от внешних влияний и улучшения условий пайки или сварки покрывают тонкой пленкой (0,5—1,0 мкм) золота или никеля. Алюминиевые проводники обладают достаточно высокой коррозионной стойкостью. Защитный слой никеля в этом случае служит для улучшения условий пайки.

Навесные активные компоненты с гибкими выводами из золотой проволоки диаметром 30—50 мкм присоединяют к пленочной микросхеме пайкой или сваркой. В последнее время широкое распространение получили активные компоненты с шариковыми выводами (рис. 2.3), с помощью которых осуществляется жесткое крепление и электрическое подсоединение активных компонентов.

Плотность пассивных и активных компонентов при их многослойном расположении в гибридной интегральной микросхеме, выполненной по тонкопленочной технологии, может достигать 300—500 эл/см<sup>2</sup>. Внешний вид гибридной интегральной микросхемы без корпуса показан на рис. 2.4. Собранный гибридную интегральную микросхему помещают в жесткий металлический или пластмассовый корпус, предназначенный для повышения механической прочности и герметизации схемы (рис. 2.5).

Надежность гибридных интегральных микросхем довольно высокая, среднее время безотказной работы при испытаниях в наиболее тяжелых режимах может достигать 10<sup>6</sup> ч и более. В условиях

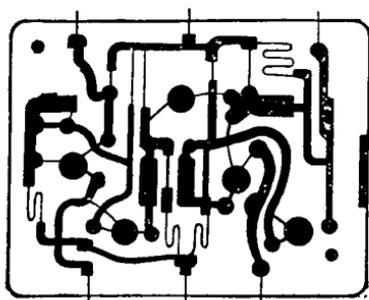


Рис. 2.4. Общий вид монтажа гибридной микросхемы

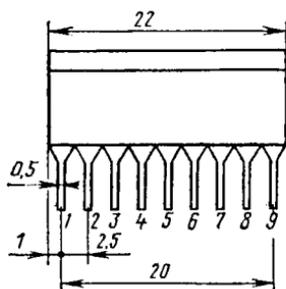


Рис. 2.5. Гибридная микросхема в корпусе

эксплуатации в ненагруженных режимах время безотказной работы выше на несколько порядков.

Электронные устройства, выполненные с применением гибридных интегральных микросхем, могут иметь плотность упаковки 60—100 эл/см<sup>3</sup> (активных и пассивных). При такой плотности упаковки объем устройства, содержащего 10<sup>7</sup> пассивных и активных элементов, может составлять всего 0,1—0,5 м<sup>3</sup>, а среднее время безотказной работы достигает 10<sup>3</sup>—10<sup>4</sup> ч и более.

## § 2.4. Полупроводниковые интегральные микросхемы

В отличие от гибридных интегральных микросхем, которые состоят из двух различных типов элементов: тонкопленочных резисторов, конденсаторов, соединительных проводников и навесных транзисторов, дросселей, конденсаторов большой емкости, — полупроводниковые интегральные микросхемы (ПИМС) обычно состоят из отдельных областей кристалла, каждая из которых выполняет функцию транзистора, диода, резистора или конденсатора.

*Транзисторы* в полупроводниковых микросхемах представляют собой трехслойные структуры с двумя *p-n*-переходами, обычно *n-p-n*-типа. В качестве *диодов* используют либо двухслойные структуры с одним *p-n*-переходом, либо транзисторы в диодном включении

(рис. 2.6). Роль конденсаторов в полупроводниковых интегральных схемах выполняют  $p$ - $n$ -переходы, запертые обратным постоянным напряжением. Максимальная практически достижимая емкость таких конденсаторов лежит в пределах 100—200 пФ, а во многих микросхемах она ограничена значением 50 пФ, что является след-

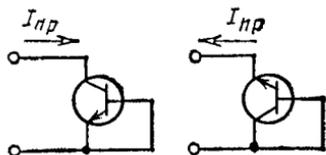


Рис. 2.6. Диодное включение транзисторов

ствием малой площади используемых  $p$ - $n$ -переходов (обычно 0,05 мм<sup>2</sup> и менее). Отклонение емкости конденсатора от номинальной обычно составляет  $\pm 20\%$ .

Резисторы полупроводниковых интегральных микросхем представляют собой участки легированного полупроводника с двумя выводами. Сопротивление такого резистора зависит от удельного

сопротивления полупроводника и геометрических размеров резисторов. Сопротивления резисторов обычно не превышают нескольких килоом. В качестве более высокоомных резисторов иногда используют входные сопротивления эмиттерных повторителей, которые могут достигать десятков и даже сотен килоом. Температурная стабильность таких резисторов удовлетворительна во всем рабочем диапазоне. Отклонение сопротивления резистора от номинального составляет  $\pm 20\%$  и более.

Дроссели в полупроводниковых интегральных микросхемах создавать очень трудно, поэтому большинство схем проектируют так, чтобы исключить применение индуктивных элементов.

Все перечисленные элементы микросхемы получают в едином технологическом цикле в кристалле полупроводника. Изоляцию отдельных элементов осуществляют одним из двух способов: закрытым  $p$ - $n$ -переходом или с помощью изоляционной пленки двуокиси кремния  $\text{SiO}_2$ . На рис. 2.7 показана последовательность получения изолированных областей  $n$ -кремния. Такой технологический процесс содержит ряд описанных ранее операций. Вначале на пластину исходного  $n$ -кремния методом фотолитографии наносят защитную маску и проводят избирательное травление исходного кристалла (рис. 2.7, а). Затем после смывания маски осуществляют окисление поверхности кристалла кремния, на котором образуется изоляционный слой (рис. 2.7, б).

На поверхность, защищенную слоем  $\text{SiO}_2$ , напыляют или выращивают в процессе эпитаксии слой поликристаллического кремния (рис. 2.7, в). Наконец, после повторного травления исходного кристалла кремния образуются изолированные области кремния  $n$ -типа (рис. 2.7, г). В этих изолированных областях — «карманах» — с помощью диффузии примесей (акцепторных и затем донорных) создаются участки с электропроводностью  $p$ - и  $n$ -типов (рис. 2.8), которые образуют различные элементы микросхемы.

Рассмотренными методами с некоторыми вариациями отдельных операций могут быть получены биполярные транзисторы как типа  $n$ - $p$ - $n$ , так и  $p$ - $n$ - $p$ , полевые транзисторы с изоляцией затвора

*p-n*-переходом и с изолированным затвором (МОП-транзисторы). Однако технологически достаточно сложно получить в одной микросхеме все типы элементов. Поэтому технология, применяемая для изготовления микросхем в основном на биполярных транзисторах,

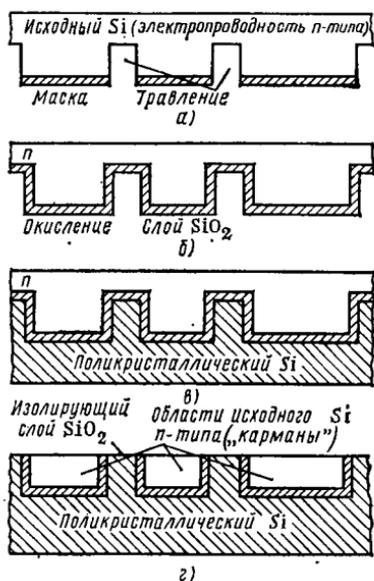


Рис. 2.7. Этапы изготовления изолированных областей («карманов») в кремниевой пластине

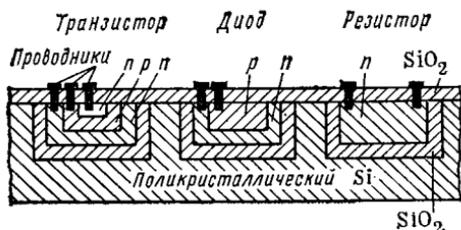


Рис. 2.8. Структура полупроводниковой микросхемы

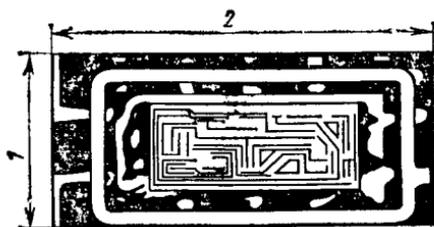


Рис. 2.9. Общий вид кристалла в полупроводниковой микросхеме

получила название биполярной. Для изготовления микросхем в основном на МДП-транзисторах имеется целый ряд технологий:

*n*-МОП — технология, позволяющая получать МОП-транзисторы с каналом, имеющим электронную электропроводность;

*K*-МОП — технология, позволяющая получать МДП-транзисторы с каналами как *n*, так и *p*-типов;

*V*-МОП — технология, предусматривающая создание *V*-образных канавок на поверхности полупроводниковой пластины. На боковых поверхностях этих канавок располагаются МОП-транзисторы с очень короткими каналами (не более 3—6 мкм), что позволяет довести быстродействие полевых транзисторов до 5—20 нс. Во всех этих технологиях для соединения элементов между собой применяют золотые или алюминиевые пленки, получаемые методом вакуумного напыления через маску соответствующей формы.

Соединение микросхемы с внешними выводами осуществляют золотыми или алюминиевыми проводниками диаметром около 10 мкм. Такие проводники присоединяют к золотым или алюминиевым пленкам методом термокомпрессии и приваривают к внешним выводам микросхемы. Общий вид микросхем без корпуса показан на рис. 2.9.

Полупроводниковые интегральные микросхемы в сборе помещают в металлический или пластмассовый корпус. Изготовление микросхем (сразу большого количества) в одном технологическом цикле позволяет существенно усложнять их схему и увеличивать количество активных и пассивных элементов практически без повышения трудоемкости изготовления. Это дает возможность создавать сложные микросхемы с большой степенью интеграции (более  $10^4$ — $10^6$  элементов).

Большинство полупроводниковых интегральных микросхем потребляют от источников питания мощность порядка 50—200 мВт. В то же время существуют логические микросхемы, потребляемая мощность которых не превышает 10—100 мкВт, и усилители мощности в микросхемном исполнении, обеспечивающие выходную мощность в несколько ватт. Микросхемы могут работать до частот 20—300 мГц, обеспечивать время задержки 0,1—20 нс.

Полупроводниковые интегральные микросхемы обладают довольно высокой надежностью. В настоящее время в ненагруженных режимах среднее время безотказной работы может достигать  $10^7$  ч, и к 1990 г., ожидается его повышение до  $10^8$  ч.

Электронные устройства, выполненные на полупроводниковых интегральных микросхемах, могут иметь плотность упаковки до 500 эл/см<sup>3</sup>. Среднее время безотказной работы устройства, содержащего  $10^8$ — $10^9$  элементов, может достигать 5—10 тыс. ч.

## § 2.5. Параметры интегральных микросхем

В отличие от полупроводниковых диодов и транзисторов интегральные микросхемы представляют собой не отдельные элементы, а целые функциональные устройства, предназначенные для преобразования электрических сигналов. В зависимости от назначения в интегральной микросхеме могут нормироваться разные параметры, характеризующие функциональное устройство в целом. По назначению все интегральные микросхемы подразделяются на два класса: линейно-импульсные и логические.

К *линейно-импульсным микросхемам* относят микросхемы, которые обеспечивают примерно пропорциональную зависимость между входными и выходными сигналами. Входным сигналом чаще всего является входное напряжение, реже входной ток, выходным сигналом — выходное напряжение. Простейшим примером линейно-импульсной микросхемы является широкополосный усилитель.

Для линейно-импульсных микросхем основными функциональными параметрами являются: коэффициент усиления по напряжению  $K_n$ , входное сопротивление  $R_{вх}$ , выходное сопротивление  $R_{вых}$ , максимальное выходное напряжение  $U_{вых\max}$ , границы частотного диапазона  $f_n$  и  $f_v$ , где  $f_n$  — нижняя, а  $f_v$  — верхняя рабочие частоты.

В зависимости от назначения линейно-импульсной микросхемы ее параметры могут принимать различные значения. Однако в настоящее время наметилась тенденция к созданию ряда линейно-

импульсных микросхем универсального назначения, среди которых прежде всего следует назвать широкополосный усилитель постоянного тока. Ориентировочные параметры такого усилителя следующие:  $K \geq 50\,000$ ,  $R_{вх} \geq 0,5$  МОм,  $R_{вых} \leq 100$  Ом,  $f_{в} = 20$  МГц.

*Логические интегральные микросхемы*, как правило, представляют собой устройства с несколькими входами и выходами. В них как входные, так и выходные напряжения могут принимать лишь определенные значения, при этом выходное напряжение зависит от наличия или отсутствия напряжений на различных входах устройства. Основными параметрами этих микросхем являются входное и выходное напряжения и быстродействие. Более подробно функциональные параметры микросхем будут приведены в главах, посвященных различным полупроводниковым устройствам.

Общетехнические параметры интегральных микросхем — *механическая прочность, диапазон рабочих температур, устойчивость к пониженным и повышенным давлениям и влагостойкость* — обычно не хуже, чем у диодов и транзисторов.

Как было отмечено, важным преимуществом интегральных микросхем является их высокая надежность. Другим не менее важным преимуществом являются их малые массогабаритные параметры. Большие интегральные схемы (БИС), содержащие до нескольких десятков — сотен тысяч элементов, имеют массу, не превышающую нескольких граммов. При этом большая ее часть приходится на корпус, выводы и подложку, а не на активные полупроводниковые элементы. Плотность активных элементов в самой БИС достигает  $10\,000$ — $50\,000$  эл/см<sup>3</sup>. Это в  $50$ — $100$  раз больше, чем при использовании отдельных транзисторов, диодов, резисторов и т. д. в микромодульных схемах.

Интегральные микросхемы обладают высоким быстродействием, так как их малые размеры обеспечивают снижение таких паразитных параметров, как межэлектродные емкости и индуктивности соединительных проводников. Это позволяет создать высокочастотные усилители на частотах  $1$ — $3$  ГГц и быстродействующие логические схемы с задержкой не более  $0,1$  нс.

Достоинством интегральных микросхем является также их высокая экономичность. Даже большие интегральные схемы обычно потребляют мощность не более  $100$ — $200$  мВт, существуют микросхемы, потребляющие от источника питания не более  $10$ — $100$  мкВт. Такие низкие потребляемые мощности позволяют снизить расход электроэнергии, уменьшить массу источников питания устройств, выполненных с применением интегральных микросхем.

## **§ 2.6. Классификация интегральных микросхем по функциональному назначению и система их обозначений**

По принятой системе обозначений условное обозначение типа ИМС состоит из четырех элементов.

Первый элемент — цифра, указывающая конструктивно-технологическое

исполнение ИМС. По конструктивно-технологическому исполнению микросхемы подразделяют на три группы, которым присвоены следующие обозначения:

1; 5; 7; — полупроводниковые;

2; 4; 6; 8 — гибридные;

3 — прочие (пленочные, керамические и др.).

Второй элемент — две или три цифры, означающие порядковый номер разработки серии ИМС (от 0 до 999).

*Унифицированной серией* ИМС называют группу микросхем, выпускаемую по единой технологии, имеющую согласованные входные и выходные сигналы и источники питания.

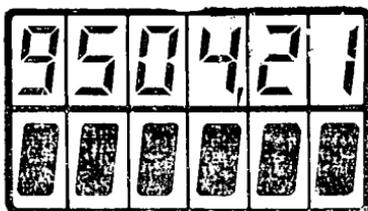
Третий элемент — две буквы, означающие функциональное назначение ИМС.

Четвертый элемент — порядковый номер разработки ИМС по функциональному признаку в данной серии.

ИМС, предназначенные для электронных устройств широкого применения, имеют в начале условного обозначения дополнительный индекс К.

При наличии разброса отдельных электрических параметров, а также предельных эксплуатационных параметров одного и того же типа ИМС в конце условного обозначения проставляется дополнительная буква (от А до Я).

В качестве примера приведем условные обозначения полупроводниковой и гибридной ИМС. Так, шифр микросхемы 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.



## ИНДИКАТОРНЫЕ ПРИБОРЫ

### § 3.1. Общая характеристика и классификация индикаторных приборов

При взаимодействии оператора с электронными системами часто возникает задача представления сведений о работе системы и о значениях контролируемых параметров. Эти сведения в электронной системе обычно представляются в виде электрических сигналов, для преобразования которых в видимую форму служат разнообразные *устройства визуального отображения информации*. В зависимости от решаемой задачи устройства отображения информации могут иметь разную степень сложности. Например, сигнал о включении питания системы обычно отображают свечением соответствующего указателя («Включено», «Питание», «Сеть» и т. д.), а для отображения информации о программе, по которой работает система (например, ЭВМ), требуется более сложное и универсальное устройство — дисплей на основе электронно-лучевого индикатора.

Основу устройств отображения информации составляют *индикаторные приборы* или элементы индикации, предназначенные для пре-

§ 3.1. Общая характеристика и классификация индикаторных приборов

§ 3.2. Электронно-лучевые индикаторы

§ 3.3. Газоразрядные индикаторы

§ 3.4. Полупроводниковые и жидкокристаллические индикаторы

§ 3.5. Вакуумно-люминесцентные и прочие виды индикаторов

§ 3.6. Система обозначений индикаторных приборов

образования электрических сигналов в видимую форму. Элементы индикации могут базироваться на различных физических принципах. Так, большие информационные табло, устанавливаемые на стадионах, вокзалах, в крупных магазинах, используют в качестве элемента индикации алюминиевые кружки (блинкеры), противоположные стороны которых имеют цветовой контраст (например, черный и желтый или черный и красный цвета) и которые поворачиваются на петлях под действием импульса тока в обмотке электромагнитного реле. Изображение становится видимым благодаря световому контрасту между основным полем табло и повернувшимися блинкерами. Блинкерные и другие виды электромеханических и пневматических элементов индикации здесь не рассматриваются.

Индикаторные приборы удобно классифицировать по физическим явлениям, на которых основаны их принципы действия. В соответствии с этим различают:

1) *накальные индикаторы*, в которых используется свечение разогретой электрическим током металлической нити накаливания;

2) *электролюминесцентные индикаторы*, в которых применяется свечение некоторых кристаллических веществ под воздействием электрического поля;

3) *электронно-лучевые и вакуумно-люминесцентные индикаторы*, основанные на свечении люминофора при бомбардировке электронами;

4) *газоразрядные индикаторы*, в которых используется свечение газа при электрическом разряде;

5) *полупроводниковые индикаторы*, в которых применяется излучение квантов света при рекомбинации неосновных носителей заряда в *p-n*-переходе;

6) *жидкокристаллические индикаторы*, основанные на изменении оптических свойств жидких кристаллов под воздействием электрического поля.

В настоящее время для отображения знаковой информации чаще всего применяют полупроводниковые, вакуумно-люминесцентные, газоразрядные и жидкокристаллические индикаторы, для отображения знаковой и графической информации — электронно-лучевые индикаторы, более сложные приборы с широкими возможностями.

### § 3.2. Электронно-лучевые индикаторы

Электронно-лучевым называют электронный электровакуумный прибор, в котором используется поток электронов, сконцентрированный в форме луча или пучка лучей.

Электронно-лучевые приборы, имеющие форму трубки, вытянутой в направлении луча, называют *электронно-лучевыми трубками* (ЭЛТ). Источником электронов в ЭЛТ служит подогреваемый *катод*. Эмиттированные катодом электроны собираются в узкий

луч электрическим или магнитным полем специальных электродов или катушек с током. Электронный луч фокусируется на *экране*, для изготовления которого внутреннюю сторону стеклянного баллона трубки покрывают *люминофором* — веществом, способным светиться при бомбардировке его электронами. Положением видимого сквозь стекло баллона пятна на экране можно управлять, отклоняя поток электронов путем воздействия на него электрического или магнитного поля специальных (отклоняющих) электродов или катушек с током. Если формирование электронного луча и управление им осуществляются с помощью электростатических полей, то такой

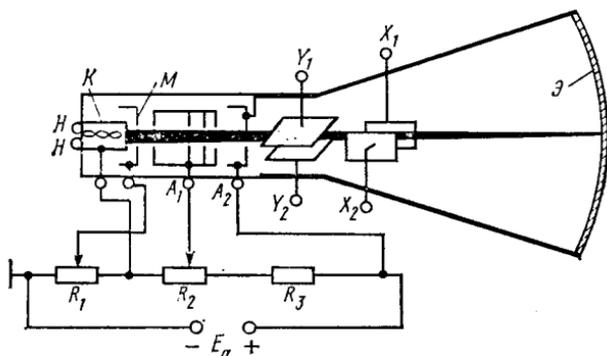


Рис. 3.1. Схематическое изображение электронно-лучевой трубки с электростатическим управлением

прибор называют *ЭЛТ с электростатическим управлением*. Если для этих целей используют не только электростатические, но и магнитные поля, то прибор называют *ЭЛТ с магнитным управлением*.

На рис. 3.1 схематически показано устройство ЭЛТ с электростатическим управлением. Элементы трубки размещены в стеклянном баллоне, из которого откачан воздух до остаточного давления 1—10 мкПа. Металлический катод *K*, подогреваемый током металлической нити *H*, имеет форму стакана. Торцовая поверхность катода оксидирована для уменьшения работы выхода электронов \* при термоэлектронной эмиссии \*\* с его поверхности. Катод охвачен полым цилиндрическим *модулятором M* с отверстием на оси. Модулятор имеет отрицательный относительно катода потенциал, регулируемый потенциометром *R<sub>1</sub>* в пределах от нуля до нескольких десятков вольт. Чем больше отрицательный потенциал модулятора, тем меньше плотность электронного потока, прошедшего через

\* Работа выхода — работа, которую совершает электрон, покидающий поверхность тела, и которая необходима для преодоления тормозящего действия двойного электрического слоя у поверхности. Этот слой создается электронами, находящимися на границе между телом и окружающей средой, и положительными ионами, образовавшимися из атомов, потерявших эти электроны.

\*\* Термоэлектронная эмиссия — процесс выхода электронов из твердых или жидких тел, обусловленный нагревом этих тел.

отверстие модулятора, и, следовательно, тем меньше яркость изображения на экране ЭЛТ. При определенном значении потенциала модулятора электроны вообще не пройдут через модулятор и экран

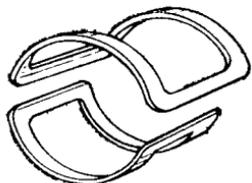


Рис. 3.2. Отклоняющие катушки электронно-лучевой трубки с магнитным отклонением луча (одна пара)

не будет светиться (трубка заперта). Электроны, прошедшие через модулятор, попадают в электрическое поле первого ( $A_1$ ) и второго ( $A_2$ ) анодов, выполненных в виде полых тонкостенных металлических цилиндров. Анодам сообщают высокие положительные потенциалы от источника питания через делитель  $R_1R_2R_3$  (первому аноду — несколько сотен вольт, второму — до десятков киловольт). Благодаря этому электроны приобретают достаточную для возбуждения атомов люминофора скорость. Форму, размеры и потенциалы

анодов рассчитывают так, чтобы сфокусировать пучок электронов на поверхности экрана Э. Регулировкой потенциала первого анода с помощью потенциометра  $R_2$  добиваются точной фокусировки. Современные фокусирующие системы обеспечивают диаметр светящегося пятна на экране менее 0,1 мм. Вся система электродов, формирующих электронный луч, крепится на держателях (траверсах) и образует единое устройство, называемое *электронным прожектором*. Для управления положением светящегося пятна на экране применяют две пары специальных электродов — *отклоняющих пластин*  $X$  и  $Y$  (рис. 3.1), расположенных взаимно перпендикулярно. Изменяя разность потенциалов между пластинами каждой пары, можно изменять положение электронного луча во взаимно перпендикулярных плоскостях благодаря воздействию электростатических полей отклоняющих пластин на электроны. Разность потенциалов между пластинами  $X$  (горизонтального отклонения) определяет положение луча по горизонтали, а разность потенциалов между пластинами  $Y$  (вертикального отклонения) — по вертикали.

ЭЛТ с магнитным управлением содержит такой же электронный прожектор, как и ЭЛТ с электростатическим управлением, за исключением второго анода. Вместо него применяют короткую катушку (фокусирующую) с током, надеваемую на горловину трубки вблизи первого анода. Неоднородное магнитное поле *фокусирующей катушки*, действуя на электроны, выполняет роль второго анода в трубке с электростатической фокусировкой.

Отклоняющая система в трубке с магнитным управлением выполняется в виде двух пар *отклоняющих катушек*, также размещаемых на горловине трубки (рис. 3.2) между фокусирующей катушкой и экраном (на рис. 3.2 показана одна пара катушек). Магнитные поля двух пар катушек взаимно перпендикулярны, что позволяет управлять положением электронного луча при изменении тока в катушках.

Магнитные отклоняющие системы используют в трубках с высоким анодным потенциалом, необходимым для получения большой яркости свечения экрана, в частности в телевизионных приемных

трубках — *кинескопах*. Поскольку магнитная отклоняющая система размещается вне баллона ЭЛТ, ее удобно вращать вокруг оси ЭЛТ, меняя положение осей на экране, что важно в некоторых применениях, например в радиолокационных индикаторах. С другой стороны, магнитная отклоняющая система инерционнее электростатической и не позволяет перемещать луч с частотой более 10—20 кГц. Поэтому в осциллографах — приборах, предназначенных для наблюдения на экране ЭЛТ изменений электрических сигналов во времени, — применяют трубки с электростатическим управлением.

Заметим, что существуют ЭЛТ с электростатической фокусировкой и магнитным отклонением.

**Основные параметры ЭЛТ.** Цвет свечения экрана может быть различным в зависимости от состава люминофора. Чаще других исполняют экраны с белым, зеленым, синим, фиолетовым цветом свечения, однако имеются ЭЛТ с желтым, голубым, красным, оранжевым цветом.

*Послесвечение* — время, необходимое для спада яркости свечения от номинальной до первоначальной после прекращения электронной бомбардировки экрана. Послесвечение делится на пять групп: от очень короткого (менее  $10^{-6}$  с) до очень длительного (более 16 с).

*Разрешающая способность* — ширина светящейся сфокусированной линии на экране или минимальный диаметр светящегося пятна.

*Яркость свечения экрана* — сила света, испускаемого  $1 \text{ м}^2$  экрана в направлении, нормальном к его поверхности.

*Чувствительность к отклонению* — отношение смещения пятна на экране к значению отклоняющего напряжения или напряженности магнитного поля.

**Особенности ЭЛТ различного назначения.** *Осциллографические трубки* предназначены для получения изображения электрических сигналов на экране. Обычно это ЭЛТ с электростатическим управлением, в которых для наблюдения применяют зеленый цвет свечения экрана, а для фотографирования — голубой или синий. Для наблюдения быстротекущих периодических процессов служат ЭЛТ с повышенной яркостью свечения и коротким послесвечением (не более 0,01 с). Медленные периодические и однократные быстротекущие процессы лучше наблюдать на экранах ЭЛТ с длительным послесвечением (0,1—16 с). Осциллографические ЭЛТ выпускаются с круглым и прямоугольным экранами размерами от  $14 \times 14$  до 254 мм в диаметре.

Для одновременного наблюдения двух процессов и более выпускаются многолучевые ЭЛТ, в которых смонтированы два (или более) независимых электронных прожектора с соответствующими отклоняющими системами. Прожекторы смонтированы так, что их оси пересекаются в центре экрана.

*ЭЛТ для радиолокационных индикаторов* принципиально не отличаются от осциллографических трубок. Обычно они имеют магнитную фокусировку и магнитное отклонение луча, длительное по-

слесвечение экрана и высокую разрешающую способность. Эти особенности определяются условиями их применения в качестве индикаторов радиолокационных станций. В типичном режиме используются одновременно круговая и радиальная развертки луча по экрану. В отсутствие сигнала луч заперт отрицательным напряжением модулятора. Отраженный целью сигнал действует на модулятор, отпирая луч. На экране появляется светящаяся точка, положение которой определяет координаты цели.

*Кинескопы* — наиболее распространенный тип ЭЛТ — входят в состав телевизоров и видеоконтрольных устройств (дисплеев) ЭВМ. К ним предъявляются требования высокой яркости и контрастности изображения при высокой разрешающей способности и определенном размере экрана (обычно около 0,5 м). Исходя из этих требований, кинескопы выпускают в виде ЭЛТ с электростатической фокусировкой и магнитным отклонением луча на угол до  $110^\circ$ , диагональ экрана от 11 до 67 см, разрешающей способностью 0,5 мм. *Кинескопы цветного изображения* снабжают тремя электронными прожекторами, формирующими три луча, которые пересекаются в одной плоскости. В этой плоскости установлен цветоделительный элемент (тенева маска) в виде тонкой металлической пластины с множеством (300—500 тыс.) отверстий. Три луча, прошедшие через одно из отверстий маски, попадают на экран, образуя следы в виде небольших кружков с центрами, расположенными в вершинах равностороннего треугольника («электронная триада»). Участки экрана, соответствующие кружкам «электронной триады», покрывают люминофорами, которые светятся красным, зеленым и синим цветами («люминофорная триада»), при этом число «люминофорных триад» равно числу «электронных триад». Таким образом, луч каждого прожектора вызывает свечение только одного цвета и появляется возможность управления цветопередачей на экране путем независимого управления каждым из трех лучей с помощью модуляторов.

Особую разновидность ЭЛТ представляют *запоминающие трубки*, предназначенные для записи сигналов на диэлектрике с последующим их воспроизведением в виде электрического сигнала, оптического изображения или того и другого. Входные электрические сигналы преобразуются в таких трубках в распределение электрических зарядов (потенциальный рельеф) по поверхности диэлектрической мишени. Потенциальный рельеф может сохраняться длительное время (от долей секунды до нескольких часов или дней) и при необходимости может быть преобразован (считан) в выходные электрические или оптические сигналы (изображения), воспроизводящие введенную информацию. Запоминающие трубки применяют в специальных осциллографах, в радиолокации, для работы с ЭВМ в АСУ. Количество считываний лежит в пределах от одного до десятков и сотен тысяч. При желании потенциальный рельеф можно уничтожить (стереть) и произвести следующую запись информации.

### § 3.3. Газоразрядные индикаторы

В газоразрядных индикаторах используется свечение, сопровождающее самостоятельный электрический разряд в газе. Все они относятся к ионным приборам тлеющего разряда и выполняются с холодным катодом.

Ионный прибор как разновидность электровакуумных приборов состоит из двух электродов или более, помещенных в стеклянный баллон, обычно заполненный инертным газом при давлении 0,1—1000 Па. Если между электродами приложить напряжение, то в приборе будет наблюдаться **электрический разряд** — совокупность явлений, имеющих место при прохождении электрического тока через прибор. В зависимости от приложенного напряжения и вида катода в ионном приборе устанавливается тот или иной вид разряда. Для всех видов ионных приборов характерна активная роль положительных ионов газа, наполняющего колбу прибора, в распределении электрического потенциала между электродами, от которого зависит ток.

К самостоятельным видам разряда относятся такие, для поддержания которых не требуется внешних источников ионизации газа. Тлеющий разряд как вид самостоятельного разряда возникает между анодом и катодом при напряжении, достаточном для лавнообразного развития процесса ионизации газа движущимися под воздействием электрического поля электронами и процесса выбивания вторичных электронов с катода положительными ионами. Тлеющий разряд сопровождается процессами рекомбинации электронов и ионов. При этом выделяется энергия в виде фотонов и газ светится. Цвет свечения определяется составом газа-наполнителя. Так как процессы ионизации и рекомбинации происходят в основном вблизи катода, то свечение наблюдается в прикатодной области.

Простейшие приборы этого типа — *сигнальные индикаторы (неоновые лампы)*. Они имеют два металлических электрода, выпол-

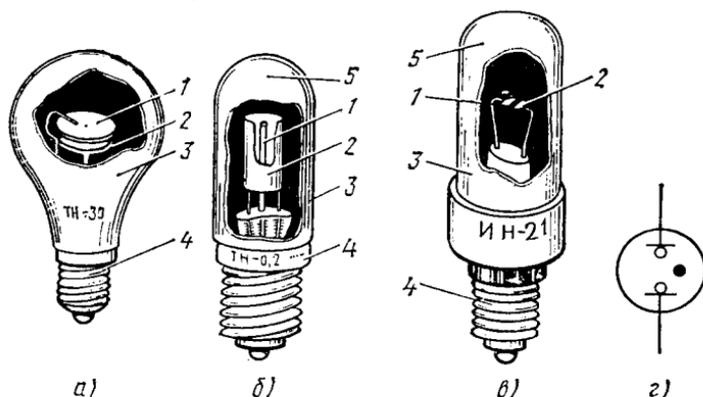


Рис. 3.3. Газоразрядные сигнальные индикаторы (неоновые лампы):

а — типа ТН-30 (переменного тока); б — типа ТН-0,2 (постоянного тока); в — ИН-21 (переменного тока); г — условное графическое обозначение; 1, 2 — электроды; 3 — стеклянный баллон; 4 — цоколь; 5 — выпаянная линза

ненных в виде дисков, стержней и т. д., помещенных в стеклянный баллон, обычно заполненный неонам (рис. 3.3). Напряжение возникновения разряда в промежутке анод — катод для разных типов

ламп колеблется в пределах от 60 до 235 В, рабочий ток — от 0,15 до 30 мА. Пространство вблизи катода светится оранжево-красным светом, наблюдаемым чаще всего через торец лампы, который может быть снабжен линзой. Балластный резистор, который необходимо включать последовательно с лампой, может быть размещен в ее цоколе.

Неоновые лампы широко используют в электро- и радиотехнических устройствах, автоматике, вычислительной технике и приборостроении для индикации постоянного и переменного напряжений, особенно часто их применяют в качестве индикаторов напряжения питания (сеть 127 или 220 В).

Если на внутреннюю поверхность баллона лампы нанести слой люминофора, то будет получен сигнальный люминесцентный индикатор. Свечение люминофора происходит благодаря воздействию на него ультрафиолетового излучения, возникающего за счет ионизации газа-наполнителя при разряде. Цвет свечения зависит от сочетания типа люминофора и газа-наполнителя и может быть оранжевым, зеленым, желтым или голубым. Лампы этого типа служат для сигнализации в мнемосхемах, световых табло, а также для создания световых мозаик в уличной рекламе и световых газетах.

*Индикаторные тиратроны \* тлеющего разряда* — газоразрядные безнакальные приборы, которые могут находиться в одном из двух устойчивых состояний (проводящем или непроводящем). Управление состоянием тиратрона осуществляется изменением потенциала (или тока) одной либо двух сеток — электродов, расположенных между анодом и катодом. Первая (от катода) сетка имеет положительный потенциал, более высокий, чем вторая, и создает подготовительный режим (темный разряд) в тиратроне, анод которого имеет наивысший в приборе положительный потенциал, однако меньший напряжения возникновения разряда. При подаче положительного импульса достаточной амплитуды и длительности на вторую сетку напряжение возникновения разряда снижается из-за ионизации газа электронами, ускоренными полем второй сетки. В приборе возникает тлеющий разряд между анодом и катодом, который сохраняется и после окончания импульса на второй сетке. Таким образом, прибор переходит в проводящее состояние и сохраняет его (режим с памятью), что удобно для построения индикаторных устройств. Возможен режим работы без памяти при питании анода пульсирующим напряжением. Когда оно оказывается меньше напряжения горения, тиратрон гаснет, зажигаясь только в моменты времени, когда анодное и сеточное напряжения достаточны для возникновения разряда.

На рис. 3.4 приведена схема включения индикаторного тиратрона. Выпускаются тиратроны с различным цветом свечения: красным, желтым и зеленым, в стеклянных баллонах диаметром около 7 мм и длиной 40 мм. Их используют для тех же целей, что

---

\* От греч. *θυρα* («тира») — дверь, вход.

и сигнальные люминесцентные индикаторы, но по сравнению с последними в тиратронах имеется возможность управления разрядом импульсами напряжения малой амплитуды (несколько вольт).

*Линейные газоразрядные индикаторы* — приборы, предназначенные для отображения аналоговой или дискретной информации в виде светящегося столба, длина которого пропорциональна входной величине, или в виде светящейся точки, положение которой связано с входной величиной.

Линейный аналоговый газоразрядный индикатор представляет собой длинный цилиндрический трубчатый анод и коаксиальный с ним проволочный катод, помещенные в стеклянную колбу, заполненную смесью инертных газов (рис. 3.5). При напряжении между анодом и катодом, большем напряжения возникновения тлеющего разряда, длина светящегося столба, наблюдаемого в продольной прорези анода, оказывается пропорциональной приложенному напряжению (рис. 3.5, в). Для фиксации начального положения разряда у края катода применяют вспомогательный электрод (рис. 3.5, б). При этом разряд начинается в фиксированной точке, соответствующей минимальному напряжению на приборе.

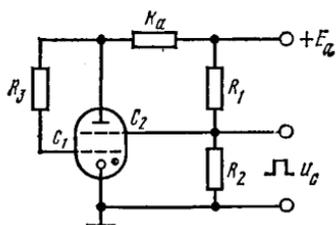


Рис. 3.4. Схема включения двухсеточного индикаторного тиратрона

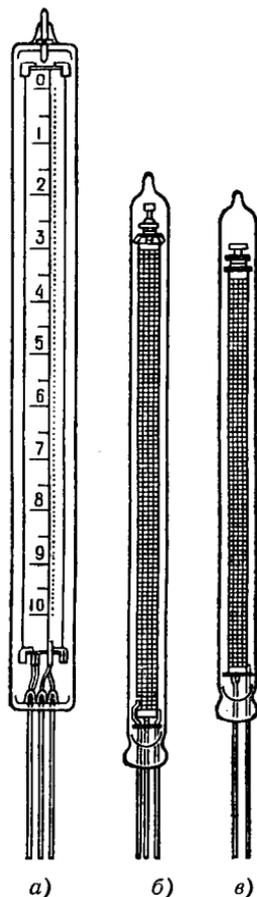


Рис. 3.5. Общий вид линейных аналоговых газоразрядных индикаторов

Дискретный линейный газоразрядный индикатор (рис. 3.5, а) отличается от аналогового тем, что имеет много анодов (100 и более), расположенных вдоль колбы прибора. При подаче импульсов напряжения на устройство управления светящаяся на катоде точка перемещается от одного анода к другому.

Линейные газоразрядные индикаторы применяют в качестве измерителей переменного и постоянного напряжений и токов с

погрешностью не более 3—5%. Их используют на пультах управления в составе щитовых приборов и для других целей.

*Газоразрядные индикаторные панели (ГИП)* — приборы тлеющего разряда, предназначенные для отображения знаковой информации и синтезирующие изображение из множества светящихся элементов, образованных разрядами в местах перекрещивания электродов.

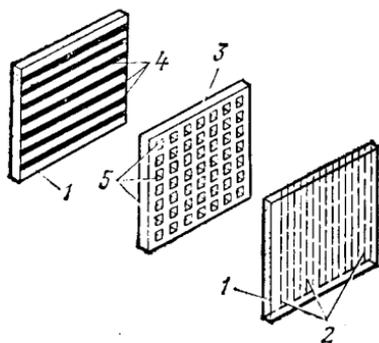


Рис. 3.6. Устройство газоразрядной индикаторной панели

На рис. 3.6 схематически показано устройство ГИП. На внутренние поверхности стеклянных пластин нанесены взаимно перпендикулярные системы электродов: катодов 2 и анодов 4. Отверстия 5 изолирующей матрицы 3, расположенные между пластинами 1, совмещены с местами пересечения катодов и анодов. Между пластинами 1 находится смесь инертных газов. При подаче на один

из анодов и один из катодов определенного напряжения в месте их пересечения возникает тлеющий разряд, наблюдаемый сквозь пластину 1 в виде светящейся точки. Подавая напряжения между определенными катодами и анодами, можно получить мозаичное изображение на панели. Промышленностью выпускаются и более сложные конструкции ГИП, работающие как на постоянном, так и на переменном токе, с количеством световых ячеек до 10 000 (100×100). ГИП применяют для различных табло и знаковых дисплеев в автоматике и приборостроении.

*Знаковые газоразрядные индикаторы* — многокатодные приборы тлеющего разряда, предназначенные для индикации знаков в виде цифр, букв, математических символов и т. д. Катоды могут быть выполнены в виде соответствующих знаков (фигурные катоды) либо отдельных элементов этих знаков — сегментов (сегментные катоды). В первом случае (рис. 3.7, а) катоды 2 обычно располагают друг за другом (пакетом), а аноды 1 (один или два), выполненные в виде тонкой металлической сетки, не мешают наблюдению знака. Если между анодом и одним из катодов приложено достаточное для возникновения тлеющего разряда напряжение, то наблюдается свечение знака, соответствующего данному катоду. Выпускаются индикаторы, в которых наблюдение знаков ведется со стороны торца (рис. 3.7, б) или через боковую поверхность (рис. 3.7, в).

Сегментные знаковые индикаторы более универсальны. Так, индикатор типа ИН-23 позволяет синтезировать из 13 сегментов цифры от 0 до 9 и все буквы алфавита на одном знакоместе (рис. 3.8).

Для управления работой знаковых индикаторов применяют дешифраторы — устройства, в которых каждой из комбинаций сигналов на входах соответствует определенная комбинация сигнала

лов на его выходах (см. § 8.6), и управляемые дешифраторами ключи, соединяющие соответствующие катоды индикатора с источником питания.

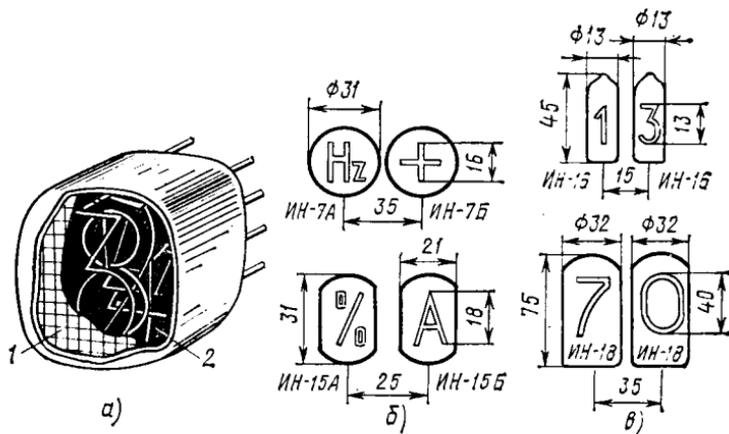


Рис. 3.7. Знаковые газоразрядные индикаторы: а — устройство индикатора типа ИН-7; б — изображение индикаторов с торцовым свечением и межосевые расстояния между ними (мм); в — то же, для индикаторов со свечением через боковую поверхность

Преимуществами газоразрядных индикаторов являются высокая яркость и контрастность изображения, малая мощность потребления, высокая надежность и простота.

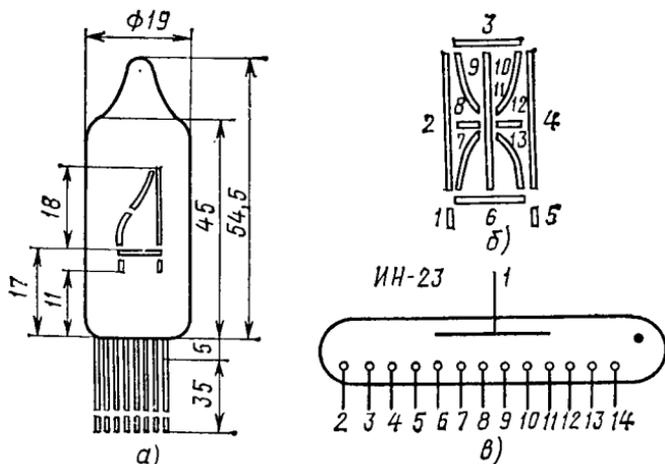


Рис. 3.8. Знаковый сегментный газоразрядный индикатор типа ИН-23: а — общий вид и габаритные размеры (мм); б — расположение сегментов; в — условное графическое обозначение

К недостаткам газоразрядных индикаторов относится необходимость в источниках напряжения порядка 100—250 В и невозможность прямого подключения их к полупроводниковым микросхемам управления.

### § 3.4. Полупроводниковые и жидкокристаллические индикаторы

Принцип действия *полупроводниковых индикаторов* основан на излучении квантов света при рекомбинации носителей заряда в области *p-n*-перехода, к которому приложено прямое напряжение. К полупроводниковым индикаторам относится *светодиод* — полупроводниковый диод, в котором предусмотрена возможность вывода светового излучения из области *p-n*-перехода сквозь прозрачное окно в корпусе. Цвет излучения определяется материалом, из которого выполнен светодиод. Выпускают светодиоды красного, желтого и зеленого свечения.

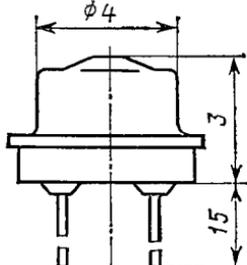


Рис. 3.9. Конструкция точечного светодиода и его габаритные размеры (мм)

Различают полупроводниковые индикаторы дискретные (точечные), предназначенные для отображения цветной световой точки (рис. 3.9), и знаковые — для отображения цифр и букв. В знаковых сегментных индикаторах (рис. 3.10) каждый сегмент представляет собой отдельный диод. Из семи сегментов можно синтезировать цифры от 0 до 9 и 12 букв русского алфавита.

Большими возможностями обладают полупроводниковые знаковые индикаторы в виде матриц точечных элементов. Например, знаковый индикатор АЛС340А (рис. 3.11), состоящий из 36 точечных элементов и имеющий те же габаритные размеры, что и сегментные индикаторы АЛ305 (см. рис. 3.10). Элементы сгруппированы в пять колонок и семь рядов (плюс одна светящаяся точка в седьмом ряду). Катоды элементов каждого ряда соединены между собой и имеют общий вывод, так же как и аноды элементов каждой колонки. Подавая напряжение между выводами выбранных ряда и колонки, можно вызвать свечение заданного элемента матрицы. Чередованием импульсов напряжения между выводами поочередно включают определенные элементы, образующие в совокупности требуемый знак. Элементы переключаются циклически с частотой, при которой их мигание незаметно в силу итерционности глаза наблюдателя.

Матричные элементы позволяют отображать все цифры и буквы русского и латинского алфавитов. На их основе можно создавать буквенно-цифровые дисплеи, в частности в виде бегущей строки.

Светодиоды работают при прямом напряжении 2—6 В и токе 10—40 мА (на сегмент или на точку).

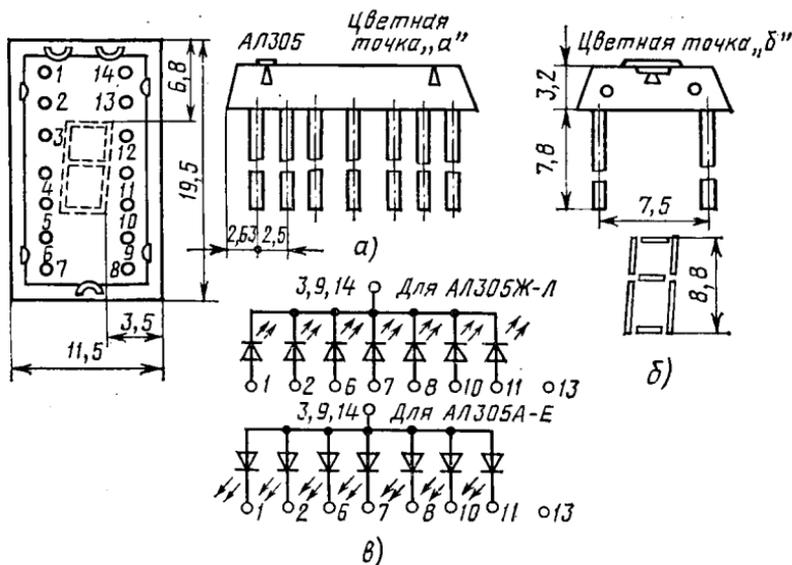


Рис. 3.10. Знаковый сегментный полупроводниковый индикатор АЛ305:  
 а — внешний вид и габаритные размеры (мм); б — размеры знака; в — схемы соединения сегментов

Точечные светодиоды используют в качестве отдельных индикаторов на пультах и панелях управления и в измерительных приборах, либо в матричных экранах и табло для отображения знаков. Знаковые светодиоды широко применяют для цифровой индикации в измерительных приборах, автоматике и вычислительной технике. Малогабаритные сегментные светодиоды применяют в наручных часах.

К достоинствам полупроводниковых индикаторов относится возможность их прямого подключения к полупроводниковым дешифраторам благодаря низкому рабочему напряжению, а также большой срок службы, высокая яркость свечения и хороший обзор.

Главный недостаток состоит в сравнительно высокой мощности потребления (0,5—1 Вт на один сегментный светодиод).

*Жидкокристаллические индикаторы* (ЖКИ) принципиально отличаются от всех других тем, что не излучают собственный свет, а преломляют падающий или проходящий сквозь них свет. Поэтому для использования ЖКИ необходим внешний

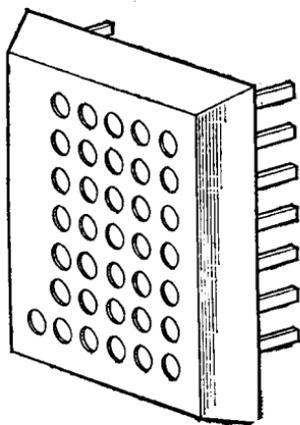


Рис. 3.11. Знаковый матричный полупроводниковый индикатор АЛС340А

источник света. Основой этого вида индикаторов служат жидкокристаллические вещества, обладающие свойствами жидкости и имеющие кристаллическую молекулярную структуру. При этом структура такого вещества легко изменяется под воздействием электрического поля, ультразвука. В ЖКИ используется изменение структуры вещества под воздействием электрического поля, сопровождаемого изменением коэффициента преломления света.

По своей конструкции ЖКИ подобен конденсатору, в котором между двумя стеклянными пластинами, внутренняя поверхность

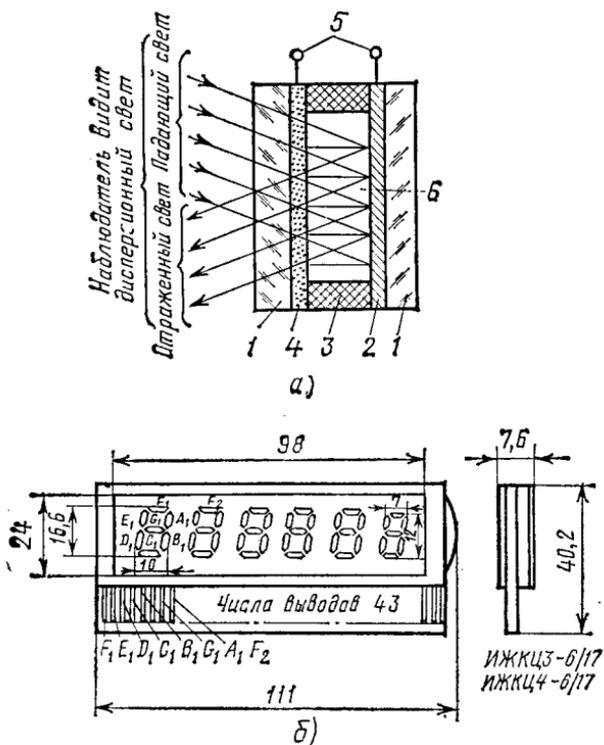


Рис. 3.12. Устройство жидкокристаллического индикатора (ЖКИ):

1 — стеклянная пластина; 2 — отражающий электрод; 3 — изоляционная прокладка; 4 — прозрачный электрод; 5 — выводы; 6 — слой жидкокристаллического вещества

которых покрыта электропроводящим слоем (электродами), находится слой жидкокристаллического вещества толщиной 10—20 мкм (рис. 3.12, а). Один электрод обычно делают прозрачным, а другой — хорошо отражающим свет. Вся конструкция герметизируется. Под воздействием переменного напряжения 10—20 В, приложенного между электродами, изменяются преломляющие свойства жидкокристаллического вещества, уменьшается его прозрачность. Если

прозрачные электроды выполнить в виде сегментов, то, подавая напряжение между отражающим электродом и соответствующим сегментом, можно получить темные знаки на светлом фоне.

Промышленность выпускает ЖКИ сегментного типа, позволяющие синтезировать цифры от 0 до 9, буквы и другие знаки и имеющие от 1 до 23 знакомест (рис. 3.12, б).

ЖКИ находят широкое применение в часах, микрокалькуляторах, измерительных приборах.

Их достоинства — малая мощность потребления (5—50 мкВт/см<sup>2</sup>) и большой срок службы. Мощность потребления — наименьшая из всех видов индикаторов. По электрическим параметрам ЖКИ согласуются с микросхемами, выполненными по МОП-технологии.

Основные недостатки ЖКИ — необходимость во внешнем источнике света и узкий диапазон рабочих температур (+1 ÷ +50°С для большинства типов).

### § 3.5. Вакуумно-люминесцентные и прочие виды индикаторов

Принцип действия *вакуумно-люминесцентных индикаторов* (ВЛИ) основан на преобразовании энергии электронов в видимое излучение люминофорного покрытия анодов-сегментов. ВЛИ представляет собой электронную лампу — триод, состоящую из накаливаемой током металлической нити — катода, металлической сетки

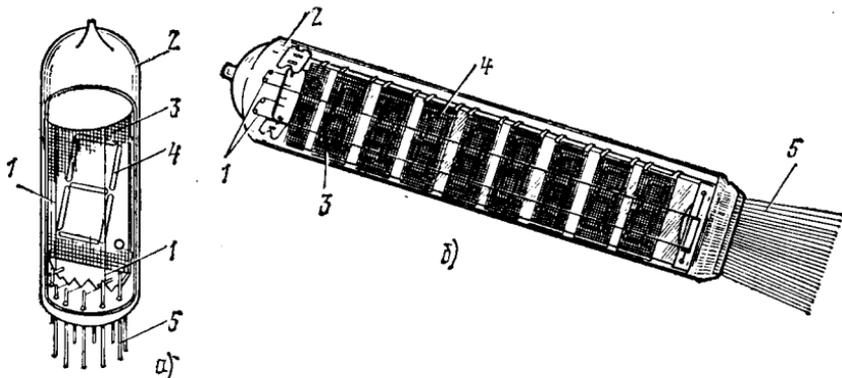


Рис. 3.13. Конструкции вакуумно-люминесцентных индикаторов (ВЛИ):  
а — однозарядного; б — многозарядного (типа ИВ-21)

и металлических анодов-сегментов, покрытых люминофором. Эта система электродов размещена в стеклянном вакуумированном баллоне 2 с выводами 5 от электродов лампы (рис. 3.13, а). Электроны, покидающие поверхность накаленного катода 1 (термоэлектронная эмиссия), устремляются к сетке 3, имеющей положительный относительно катода потенциал. Большая часть электронов пролетает редкую сетку и движется к анодам 4, имеющим такой же потенциал, как и сетка, вызывая свечение люминофора на поверхности анодов.

Подключением анодов-сегментов в определенных комбинациях к источнику положительного напряжения можно получить требуемый светящийся знак. ВЛИ обычно выпускаются с зеленым цветом свечения знаков.

На рис. 3.13, б показан многоразрядный ВЛИ, у которого в одном стеклянном баллоне размещено несколько знакомест, что выгодно конструктивно и экономически. Многоразрядные ВЛИ (например, ИВ-18, ИВ-21) широко распространены в микрокалькуляторах, измерительных приборах и системах. Шкальные и mnemonicкие индикаторы применяют в бытовой электронной аппаратуре

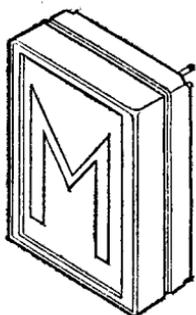


Рис. 3.14. Устройство электролюминесцентного индикатора

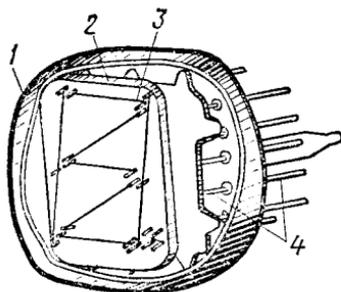


Рис. 3.15. Конструкция знакового накального индикатора:

1 — стеклянный баллон; 2 — изоляционная пластина; 3 — сегменты (нити накаливания); 4 — выводы сегментов

(магнитофоны, усилители, часы). Они выполняются в цилиндрических или плоских прямоугольных баллонах и имеют элементы как зеленого, так и красного свечения в одном баллоне.

Вакуумно-люминесцентные индикаторы обладают следующими достоинствами: высокой яркостью свечения, низким напряжением питания (20—25 В), позволяющим применять для управления интегральные микросхемы, большим углом обзора (120—140°), малой мощностью потребления.

К недостаткам ВЛИ относится необходимость в отдельных источниках питания цепей накала, сетки и анодов.

Промышленностью выпускаются также некоторые другие типы индикаторов.

*Электролюминесцентные индикаторы* представляют собой плоские конденсаторы, между электродами которых расположен слой диэлектрика с цветным люминофором (рис. 3.14). При подключении электродов к источнику переменного напряжения 175—250 В возникает свечение люминофора, наблюдаемое через один из прозрачных электродов. Вид изображения определяется трафаретом. Следовательно, индикатор может отображать только один знак, фигуру (или сплошное световое поле).

К *накальным индикаторам* относятся *лампы накаливания* и *знаковые накальные вакуумные индикаторы*. Конструкции ламп накаливания, применяемых для индикации в составе мозаичных табло или в виде отдельных индикаторов, весьма разнообразны, так же как и их электрические параметры.

Конструкция знакового накального индикатора показана на рис. 3.15. В качестве знаковых сегментов используются отдельные вольфрамовые нити, которые светятся при подключении к источнику постоянного или переменного напряжения 3—5 В. Ток накала каждого сегмента 20—30 мА, т. е. мощность потребления примерно такая же, как у светодиодных индикаторов, а яркость свечения на 1—2 порядка выше — наивысшая из всех видов индикаторов.

Выбор того или иного вида индикатора определяется его назначением, условиями работы, экономическими и другими соображениями.

Наиболее богатыми возможностями для отображения знаковой и графической информации обладают ЭЛТ. Однако они достаточно сложны, дороги, энергоемки (из-за необходимости накаливания катода), требуют высоковольтных источников питания, имеют значительные габариты и массу. Поэтому ЭЛТ используют в тех случаях, когда требуется отображать большие объемы информации в знаковой и особенно в графической форме, например, в дисплеях ЭВМ, осциллографах, телевизорах, в индикаторах радиолокаторов. В этих устройствах, как правило, ЭЛТ определяет их габариты и массу, так как применение интегральных микросхем и микропроцессоров резко снизило габариты и массу электронных блоков этих устройств. В малогабаритных приборах и устройствах, в которых не требуется отображение информации в графической форме, применяют знаковые индикаторы, среди которых чаще других встречаются жидкокристаллические (наиболее экономичные) и полупроводниковые. Большие возможности имеют матрицы знаковых сегментных ЖКИ, позволяющие отображать большой объем знаковой информации, а также матрицы точечных жидкокристаллических или светодиодных индикаторов, позволяющие отображать и графическую информацию. С появлением цветных ЖКИ и дальнейшим совершенствованием матричных индикаторов становится реальностью замена ЭЛТ даже в таких устройствах, как графический дисплей и телевизор, объем и масса которых при этом резко уменьшаются.

### § 3.6. Система обозначений индикаторных приборов

Единой системы условных обозначений индикаторных приборов не существует.

Обозначения для *электронно-лучевых трубок* определяются ГОСТ 13393—76 и состоят из четырех элементов. Первый элемент — число, означающее диаметр или размер диагонали экрана в сантиметрах. Второй элемент — сочетание букв, характеризующих тип трубки: ЛК — кинескопы с магнитным отклонением луча;

ЛМ — другие приемные трубки с магнитным отклонением луча; ЛО — трубки с электростатическим отклонением луча; ЛН — запоминающие трубки. Третий элемент — число, означающее порядковый номер данного типа трубки. Четвертый элемент — буква, означающая тип экрана. Например, 65ЛК2Б — кинескоп с прямоугольным экраном, 65 см по диагонали, с магнитным отклонением луча, номер типа — 2, цвет свечения экрана — белый. Другой пример: 16ЛО2А — осциллографическая трубка с прямоугольным экраном, 16 см по диагонали, с электростатическим отклонением луча, номер типа — 2, цвет свечения экрана — синий.

*Газоразрядные сигнальные индикаторы обозначают буквами в сочетании с цифрами. Например, МН-7, ТН-20, ТМН-2 — неоновые лампы оранжево-красного свечения в различном конструктивном оформлении.*

*Сигнальные люминесцентные индикаторы обозначают буквами и цифрами: ТЛ — тлеющего разряда, следующая буква означает цвет свечения (О — оранжевый, Г — голубой, З — зеленый); первое число после букв означает номинальный ток через индикатор в миллиамперах, второе — условно характеризует напряжение возникновения разряда в сотнях вольт. Например, ТЛО-3-2 — сигнальный люминесцентный индикатор тлеющего разряда, с оранжевым цветом свечения, номинальный ток 3 мА, напряжение возникновения разряда 185 В.*

*Обозначения тиратронов тлеющего разряда состоят из трех элементов: первый элемент — буквы ТХ (тиратрон с холодным катодом); второй элемент — число, означающее порядковый номер типа; третий элемент — буква, определяющая конструкцию баллона. Например, ТХ16Б — тиратрон тлеющего разряда, номер типа — 16, баллон диаметром до 10 мм.*

*Линейные и знаковые газоразрядные индикаторы обозначают буквами ИН и числом, означающим номер типа. Например, ИН-13 — линейный аналоговый индикатор, ИН-20 — линейный дискретный индикатор; ИН-7 — знакобуквенный индикатор; ИН-23 — знаковый сегментный индикатор.*

*Газоразрядные индикаторные панели обозначают буквами ГИП, ГИПС, ГИПП, ИГП в сочетании с цифрами, например ГИП-11, ГИПС-16.*

*Полупроводниковые индикаторы (светодиоды) обозначают буквами АЛ, АЛС, ИЛ, КЛ в сочетании с цифрами, например АЛ305А — знаковый светодиод, красного свечения, с яркостью свечения 350 кд/м<sup>2</sup>.*

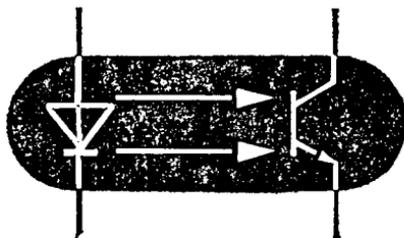
*Обозначения жидкокристаллических индикаторов состоят из четырех элементов: первый элемент — сочетание ИЖК (индикатор жидкокристаллический); второй элемент — буква (Ц — цифровой, С — символьный); третий элемент — число, означающее номер типа; четвертый элемент (после дефиса) — дробь, числитель которой указывает число разрядов индикатора, а знаменатель — высоту знака в миллиметрах, например ИЖКЦ4-6/17 — шестиразрядный индикатор, цифровой, с высотой знака 17 мм.*

*Вакуумно-люминесцентные индикаторы обозначают буквами ИВ, ИВЛШ, ИВЛШУ, ИЛТ, ИЛМ в сочетании с цифрами, означающими номер типа. Например, ИВ-17, ИВ-23, ИВЛШ1-11/1, ИЛТ5-30М. Два последних относятся к шкальным и мнемоническим индикаторам.*

*Электролюминесцентные индикаторы обозначают буквами ИЭЛ в сочетании с буквами и римскими цифрами. Например, ИЭЛ-Р-ХІІ, ИЭЛ-І.*

*Знаковые накальные индикаторы, так же как и вакуумно-люминесцентные, обозначают буквами ИВ в сочетании с цифрами, например ИВ-10, ИВ-20.*

*Лампы накаливания имеют разнообразные обозначения. Так, лампы серии А — автомобильные; СГВ — навигационные, СМ — самолетные; ОП и СЦ — для оптических приборов; Р — малогабаритные; Ж и ЖС — железнодорожные; К, КГМ и КИМ — кварцевые галогенные и т. д.*



## ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

### § 4.1. Общие сведения

Фотоэлектрическим (фотоэлектронным) прибором называют преобразователь энергии оптического излучения в электрическую.

К оптическим относят ультрафиолетовое, видимое и инфракрасное излучения с длиной волны от десятков нанометров до десятых долей миллиметра. Как известно, видимое излучение лежит в диапазоне длин волн 0,38—0,76 мкм. Работа фотоэлектрических (фотоэлектронных) приборов основана на фотоэлектрических явлениях (фотоэффектах). Различают два вида фотоэффекта: внутренний и внешний.

*Внутренний фотоэффект* — возбуждение электронов вещества, т. е. переход их на более высокий энергетический уровень под воздействием излучения, благодаря чему изменяется концентрация свободных носителей заряда, а следовательно, и электрические свойства вещества. В металлах внутренний фотоэффект не наблюдается. Он присущ только полупроводникам.

Внутренний фотоэффект может проявляться в виде изменения

§ 4.1. Общие сведения

§ 4.2. Фоторезисторы

§ 4.3. Фотодиоды

§ 4.4. Специальные полупроводниковые фотоэлектрические приборы

§ 4.5. Электровакуумные фотоэлементы

§ 4.6. Фотоэлектронные умножители

§ 4.7. Оптоэлектронные приборы

§ 4.8. Система обозначений фотоэлектрических приборов

электрической проводимости в однородных полупроводниках или создания э. д. с. в неоднородных полупроводниках. Его используют в фоторезисторах, фотодиодах, фототранзисторах и других полупроводниковых фотоэлектрических приборах.

*Внешний фотоэффект* — фотоэлектронная эмиссия, т. е. выход электронов за пределы поверхности вещества под воздействием излучения. Фотоэлектронная эмиссия в большей или меньшей степени может происходить в любом веществе. Внешний фотоэффект используют в вакуумных и газоразрядных фотоэлементах, а также в фотоэлектронных умножителях.

## § 4.2. Фоторезисторы

Фоторезистором называют полупроводниковый фотоэлектрический прибор с внутренним фотоэффектом, в котором используется явление фотопроводимости, т. е. изменения электрической проводимости полупроводника под воздействием оптического излучения.

Впервые явление фотопроводимости было обнаружено у селена У. Смитом (1873).

Устройство фоторезистора показано на рис. 4.1, а. Пластина или пленка полупроводникового материала 1 закреплена на подложке 2 из непроводящего материала — стекла, керамики или

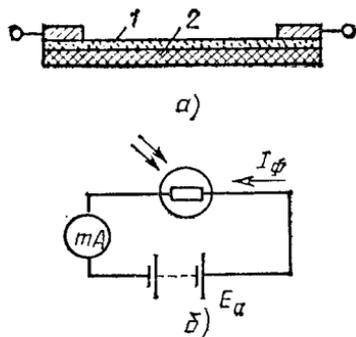


Рис. 4.1. Устройство (а) и схема включения (б) фоторезистора

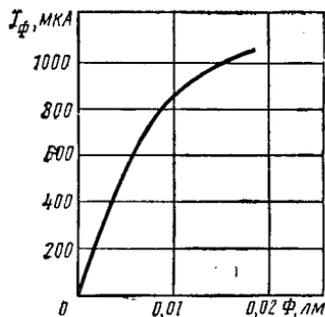


Рис. 4.2. Энергетическая характеристика фототока фоторезистора

кварца. Световой поток падает на фотоактивный материал через специальное отверстие (окно) разной формы в пластмассовом корпусе. В качестве электродов используют металлы, не подвергающиеся коррозии (золото, платина) и образующие хороший контакт с полупроводником. Для защиты от внешних воздействий поверхность фотоактивного материала покрывают слоем прозрачного лака.

Если к неосвещенному фоторезистору подключить источник питания  $E_a$  (рис. 4.1, б), то в электрической цепи появится неболь-

шой ток, называемый темновым током, обусловленный наличием в неосвещенном полупроводнике некоторого количества свободных носителей заряда.

При освещении фоторезистора ток в цепи существенно возрастает за счет увеличения концентрации свободных носителей заряда. Разность токов при наличии и отсутствии освещения называют световым током или фототоком.

Одной из основных является энергетическая характеристика фототока фоторезистора, т. е. зависимость фототока  $I_{\Phi}$  от потока

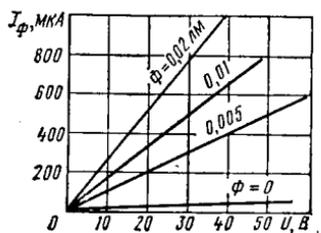


Рис. 4.3. Вольт-амперные характеристики фоторезистора

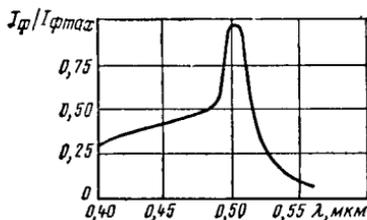


Рис. 4.4. Зависимость относительного значения фототока фоторезистора от длины волны излучения

излучения  $\Phi$ , выражаемого в люменах (рис. 4.2). Видно, что при малых значениях светового потока характеристику можно считать линейной, а при больших фототок не пропорционален световому потоку.

Вольт-амперные характеристики большинства фоторезисторов линейны (рис. 4.3), однако в некоторых случаях при повышении напряжения линейность нарушается.

Фототок  $I_{\Phi}$  зависит также от спектрального состава светового потока. Зависимость относительного значения фототока от длины волны излучения  $\lambda$  при постоянном световом потоке определяет спектральную характеристику. На рис. 4.4 в качестве примера приведена зависимость  $I_{\Phi}/I_{\Phi max} = f(\lambda)$  фоторезистора из сульфида кадмия. Спектральные свойства фоторезисторов принято характеризовать длиной волны  $\lambda_{max}$ , соответствующей максимуму чувствительности, и порогом фотоэффекта, равным длине волны  $\lambda_0$ , при которой чувствительность составляет 1% от максимальной. Длинноволновый порог фотоэффекта составляет для фоторезисторов из сульфида кадмия (сернистого кадмия) 0,8—0,9 мкм, из селенида кадмия — 3,3 мкм, из селенида свинца — 4,6 мкм.

Фоторезисторы обладают значительной инерционностью, обусловленной временем генерации и рекомбинации электронов и дырок, происходящих при изменении освещенности фоторезистора. Время установления стационарного значения фотопроводимости называют временем фотоответа фоторезистора. Оно определяет максимально допустимую частоту модуляции светового потока, т. е. частотный диапазон работы фоторезистора.

Частотные характеристики некоторых типов фоторезисторов изображены на рис. 4.5. Как следует из кривых, чувствительность некоторых типов фоторезисторов значительно уменьшается при частотах модуляции светового потока около 1 кГц (кривая 1). Фоторезисторы из селенистого свинца менее инерционны и могут работать при частотах порядка 10 кГц (кривая 2).

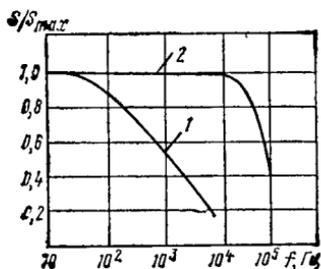
Кроме рассмотренных характеристик работа фоторезисторов определяется рядом параметров, основными из которых являются следующие.

**Чувствительность.** Различают монохроматическую и интегральную чувствительность. При воздействии на фоторезистор монохроматического излучения токовая чувствительность характеризует монохроматическую чувствительность:

$$S_I = I_{\Phi} / \Phi. \quad (4.1)$$

Когда фоторезистор подвергается немонохроматическому излучению заданного спектрального состава, величина  $S_I$  определяет интегральную чувствительность. Для измерения интегральной чувствительности фотоэлектрических приборов принято использовать лампу накаливания с вольфрамовой нитью при температуре 2850 К. Чувствительность фоторезисторов достигает 20 А/лм.

Рис. 4.5. Частотные характеристики фоторезисторов



**Темновое сопротивление.** Сопротивление неосвещенных фоторезисторов имеет широкий диапазон значений:  $R_T = 10^2 \div 10^9$  Ом. Наибольшее значение  $R_T$  имеют сернисто-кадмиевые фоторезисторы ( $10^5 \div 10^9$  Ом).

**Рабочее напряжение.** Значение рабочего напряжения  $U_p$  фоторезистора, которое зависит от его размеров, т. е. от расстояния между электродами, выбирают в пределах от нескольких единиц вольт до 100 В.

В заключение отметим, что значения параметров фоторезисторов, как и любых полупроводниковых приборов, существенно зависят от температуры.

Достоинства фоторезисторов: высокая чувствительность, возможность использования в инфракрасной области спектра излучения, небольшие габариты и применимость для работы в цепях постоянного и переменного токов.

### § 4.3. Фотодиоды

Фотодиодом называют полупроводниковый фотоэлектрический прибор с внутренним фотоэффектом, имеющий один электронно-дырочный переход и два вывода.

Фотодиоды могут работать в одном из двух режимов: 1) без внешнего источника электрической энергии (*режим фотогенератора*); 2) с внешним источником электрической энергии (*режим фотопреобразователя*).

В первом режиме используется *фотогальванический эффект* — разновидность внутреннего фотоэффекта, связанная с образованием разности потенциалов (фото-э. д. с.) при освещении неоднородного полупроводника. Фотодиоды, как и обычные полупроводниковые диоды, состоят из двух примесных полупроводников с различными типами электропроводности, на границе между которыми создается *p-n-переход* (рис. 4.6). Фотодиоды изготавливают из германия, кремния, селена, арсенида галлия, арсенида индия, сульфида кадмия и других полупроводниковых материалов. Обычно устройство фотодиодов таково, что световой поток при освещении прибора направлен перпендикулярно плоскости *p-n-перехода* (рис. 4.6). В отсутствие освещения и внешнего источника электрической энергии в области *p-n-перехода* возникает, как и в любом полупроводниковом диоде, потенциальный барьер, обусловленный неподвижными носителями заряда — положительными ионами в *n*-области и отрицательными ионами в *p*-области.

При падении светового потока на фотодиод фотоны, проходя в толщу полупроводника, сообщают части валентных электронов энергию, достаточную для перехода их в зону проводимости. В результате в обеих областях увеличивается число пар свободных носителей заряда (основных и неосновных), т. е. дырок и электронов. Под действием контактной разности потенциалов (потенциального барьера) *p-n-перехода* неосновные носители заряда *n*-области — дырки — переходят в *p*-область, а неосновные носители заряда *p*-области — электроны — в *n*-область. Это приводит к созданию на зажимах фотодиода при разомкнутой внешней цепи разности потенциалов, называемой фото-э. д. с. Предельно возможное значение фото-э. д. с. равно контактной разности потенциалов, которая составляет десятые доли вольт. Так, например, у селеновых и кремниевых фотодиодов фото-э. д. с. достигает 0,5—0,6 В, у фотодиодов из арсенида галлия — 0,87 В.

Если замкнуть зажимы освещенного фотодиода через резистор, то в электрической цепи появится ток, обусловленный движением неосновных носителей заряда, значение которого зависит от фото-э. д. с. и сопротивления резистора. Максимальный ток при одной и той же освещенности фотодиода будет при сопротивлении резистора, равном нулю, т. е. при коротком замыкании фотодиода. При сопротивлении резистора, не равном нулю, ток во внешней цепи фотодиода существенно уменьшается.

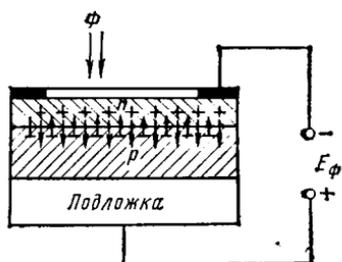


Рис. 4.6. Устройство фотодиода

Напряжение холостого хода фотодиода, т. е. фото-э. д. с., связана со световым потоком логарифмической зависимостью. При больших световых потоках наступает насыщение и рост фото-э. д. с. прекращается. Фотодиоды, работающие в режиме фотогене-

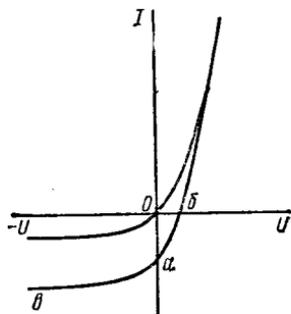


Рис. 4.7. Вольт-амперные характеристики фотодиода

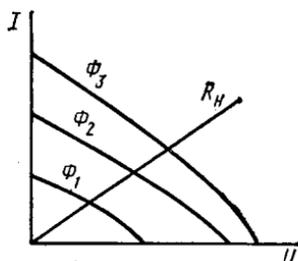


Рис. 4.8. Вольт-амперные характеристики фотодиода в режиме фотогенератора

ратора, 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. В настоящее время ведутся разработки наземных солнечных батарей. Из полупроводниковых материалов, обеспечивающих наиболее высокий к. п. д., в солнечных элементах используют кремний, фосфид индия, арсенид галлия, сульфид кадмия, теллурид кадмия и др. К. п. д. кремниевых солнечных элементов составляет около 20%, а пленочные солнечные элементы могут иметь значительно больший к. п. д. 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<sup>2</sup> соответственно.

Если к неосвещенному фотодиоду подключить источник, значение и полярность напряжения которого можно изменять, то снятые при этом вольт-амперные характеристики будут иметь такой же вид, как и у обычного полупроводникового диода (рис. 4.7). При освещении фотодиода существенно изменяется лишь обратная ветвь вольт-амперной характеристики, прямые же ветви практически совпадают при сравнительно небольших напряжениях. Отрезок *Ob* на рис. 4.7 соответствует напряжению холостого хода освещенного фотодиода, т. е. фото-э. д. с., а отрезок *Oa* — току короткого замыкания фотодиода. Участок *ab* характеризует работу фотодиода в режиме фотогенератора. Вольт-амперные характеристики фотодиода в этом режиме при разных значениях светового потока построены на рис. 4.8. При наличии резистора во внешней цепи фотодиода ток и напряжение могут быть определены графически по

точкам пересечения вольт-амперных характеристик фотодиода и резистора.

Режим фотопреобразователя соответствует подаче напряжения на фотодиод в запирающем направлении (участок  $ab$  на рис. 4.7).

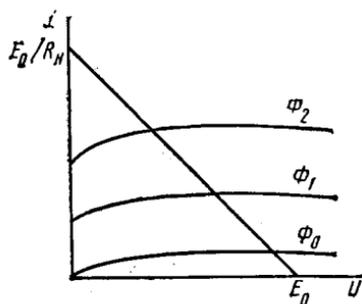


Рис. 4.9. Вольт-амперные характеристики фотодиода в режиме фотопреобразователя

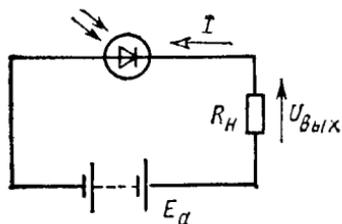


Рис. 4.10. Схема включения фотодиода

Вольт-амперные характеристики фотодиода в этом режиме при различных значениях светового потока показаны на рис. 4.9. Они аналогичны коллекторным характеристикам транзистора, включенного по схеме с общей базой, только параметром является не ток эмиттера, а световой поток фотодиода.

При наличии нагрузочного резистора  $R_n$ , включенного последовательно с источником э. д. с. (рис. 4.10), значения тока  $I$  и напряжения  $U_{\text{вых}}$  можно определить, построив линию нагрузки, соответствующую сопротивлению резистора  $R_n$  (см. рис. 4.9). Как видно, ток мало зависит от сопротивления нагрузочного резистора и приложенного напряжения.

Токовую чувствительность фотодиода, работающего в режиме фотогенератора, измеряют при коротком замыкании по формуле (4.1).

В режиме фотопреобразователя ток практически равен току короткого замыкания, поэтому чувствительность фотодиода по току в обоих режимах принято считать одинаковой. Чувствительность фотодиодов ( $\text{мА/лм}$ ): селеновых — 0,3—0,75, кремниевых — 3, сернисто-серебряных — 10—15, германиевых — до 20.

Темновой ток фотодиодов, так же как и фоторезисторов, ограничивает минимальное значение измеряемого светового потока. У германиевых фотодиодов он равен 10—30 мкА, у кремниевых — 1—3 мкА. Энергетические характеристики фототока фотодиода в ре-

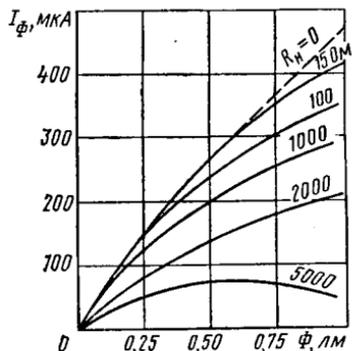


Рис. 4.11. Энергетические характеристики фототока фотодиода в режиме фотогенератора

жиме фотопреобразователя линейны, а в режиме фотогенератора существенно зависят от сопротивления резистора, включенного во внешнюю цепь. На рис. 4.11 приведены энергетические характеристики фототока селенового фотодиода в режиме фотогенератора при различных значениях сопротивления нагрузочного резистора.

Спектральные характеристики фотодиодов зависят от материалов, используемых для их изготовления. Селеновые фотодиоды имеют спектральную характеристику, близкую по форме к спектральной зависимости чувствительности человеческого глаза, поэтому их широко применяют в фото- и кинотехнике. Германиевые и кремниевые фотодиоды чувствительны как в видимой, так и в инфракрасной части спектра излучения.

Частотные характеристики зависят от материалов фотодиода. В настоящее время созданы высокочастотные (быстродействующие) фотодиоды на основе германия и арсенида галлия, которые могут работать при частотах модуляции светового потока в несколько сотен мегагерц.

Существенным недостатком фотодиодов является зависимость значений их параметров от температуры. В частности, темновой ток возрастает почти вдвое при повышении температуры на  $10^{\circ}\text{C}$ , что ограничивает в ряде случаев применение фотодиодов. При этом следует иметь в виду, что кремниевые фотодиоды более стабильны.

По сравнению с фоторезисторами фотодиоды являются более быстродействующими, но имеют меньшую чувствительность.

#### **§ 4.4. Специальные полупроводниковые фотоэлектрические приборы**

**Лавинные фотодиоды.** Если в фотодиодах использовать электрический пробой, сопровождающийся лавинным умножением носителей заряда, как в полупроводниковых стабилитронах, то фототок, а следовательно, и чувствительность значительно возрастут. Темновой ток лавинного фотодиода имеет примерно то же значение, что и в обычном фотодиоде, однако при освещении характеристики этих фотодиодов существенно отличаются. 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.

Лавинные фотодиоды можно применять для обнаружения световых сигналов и счета световых импульсов в релейных устройствах автоматики.

**Фототранзисторы.** Фототранзистором называют полупроводниковый фотоэлектрический прибор с двумя *p-n*-переходами. Чаще

всего фототранзистор изготавливают как обычный плоскостной транзистор из германия или кремния, но лишь с двумя выводами: коллекторным и эмиттерным. Устройство и схема включения фототранзистора показаны на рис. 4.12, а, б. Световой поток  $\Phi$  падает на базовую область, поэтому эмиттер делают тонким и небольших размеров. Под воздействием фотонов в базе образуются новые пары

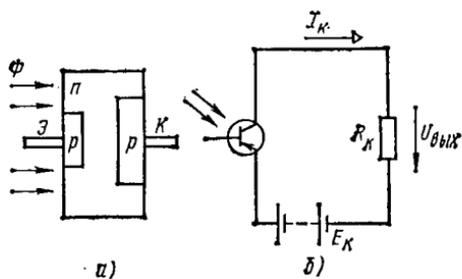


Рис. 4.12. Устройство (а) и схема включения (б) фототранзистора

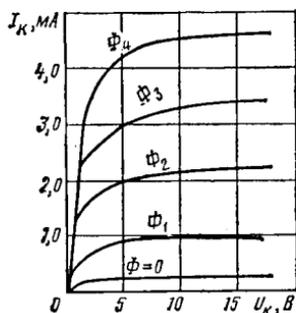


Рис. 4.13. Вольт-амперные характеристики фототранзистора

носителей заряда — электроны и дырки. В фоторезисторе типа  $p-n-p$  неосновные носители заряда в базе (дырки) движутся через коллекторный переход, поле которого является для них ускоряющим, на коллектор, создавая фототок  $I_\Phi$ . Электроны, оставшиеся в базе, воздействуют на эмиттерный переход, уменьшая высоту потенциального барьера, что способствует переходу дырок из эмиттера в базу. Эти дырки движутся через базу на коллектор, вызывая увеличение фототока фототранзистора.

Чувствительность фототранзисторов значительно выше чувствительности фотодиодов и составляет 0,5—1,0 А/лм.

На рис. 4.13 приведены вольт-амперные характеристики фототранзистора. Они аналогичны коллекторным характеристикам обычного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Темновой ток у фототранзистора больше, чем у фотодиода. Энергетические характеристики фототока фототранзистора линейны. Спектральные характеристики фототранзисторов и фотодиодов, выполненных из одинаковых материалов, не отличаются друг от друга.

Частотные характеристики фототранзисторов значительно хуже частотных характеристик фотодиодов за счет емкости эмиттерного перехода. Граничная частота фототранзистора составляет обычно несколько килогерц.

В заключение отметим, что параметры фототранзисторов, так же как и фотодиодов, сильно зависят от температуры.

**Фототиристоры.** Фототиристором называют полупроводниковый фотоэлектрический прибор с тремя  $p-n$ -переходами, в вольт-амперной характеристике которого имеется участок, соответствующий отрицательному дифференциальному сопротивлению.

Аналогично обычным тиристорам фототиристоры изготавливают, как правило, из кремния в виде структуры  $p-n-p-n$  (рис. 4.14). Источник напряжения подключают к фототиристоры таким образом, чтобы напряжение на переходы  $\Pi_1$  и  $\Pi_3$  подавалось в прямом направлении, а на переход  $\Pi_2$  — в обратном. В отсутствие освещения работа фототиристора не отличается от работы обычного тиристора.

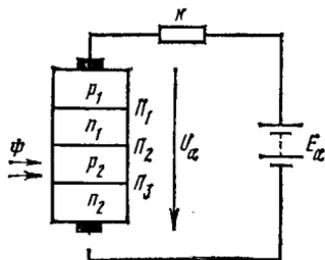


Рис. 4.14. Схема включения фототиристора

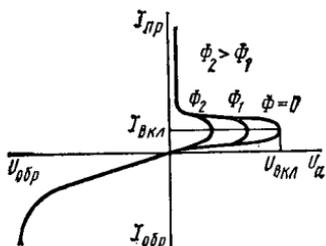


Рис. 4.15. Вольт-амперные характеристики фототиристора

Вольт-амперная характеристика фототиристора при световом потоке  $\Phi=0$  (рис. 4.15) соответствует характеристике тиристора при управляющем токе  $I_y=0$ . Если напряжение, подведенное к фототиристоры, не превышает напряжения  $U_{вкл}$ , при котором происходит резкое увеличение тока тиристора за счет лавинного умножения носителей заряда, то ток фототиристора, обусловленный движением неосновных носителей заряда через переход  $\Pi_2$ , имеет очень небольшое значение и представляет собой темновой ток.

При освещении фототиристора возникают новые свободные носители заряда, которые увеличивают его ток.

Из сопоставления рис. 4.13 и 4.15 видно, что вольт-амперные характеристики фототиристоры и фототранзисторы существенно отличаются друг от друга.

Составляющая тока, обусловленная процессами, вызванными освещением полупроводниковых слоев, представляет собой фототок фототиристора. При увеличении светового потока  $\Phi$  напряжение  $U_{вкл}$  уменьшается (рис. 4.15). Таким образом, световой поток  $\Phi$  при работе фототиристора играет такую же роль, как управляющий ток  $I_y$  при работе обычного тиристора (см. рис. 1.32). Интегральная чувствительность фототиристоры достигает нескольких десятков ампер на люмен.

Спектральные характеристики фототиристоры такие же, как у фотодиоды и фототранзисторы, изготовленных из тех же материалов.

Энергетическая характеристика фототока фототиристора, снятая при постоянном напряжении, приведена на рис. 4.16. Из характеристики видно, что при определенном значении светового потока  $\Phi_{пуск}$ , называемого пусковым, ток фототиристора возрастает,

достигая значения, соответствующего открытому состоянию фототиристора. Следует отметить, что рост тока при увеличении светового потока ограничен определенным значением, зависящим от типа фототиристора.

Важной характеристикой фототиристора является характеристика, представляющая собой зависимость  $U_{\text{вкл}} = f(\Phi)$  (рис. 4.17). Она определяет переход фототиристора из закрытого состояния в открытое.

Инерционность фототиристора определяется временем выключения  $\tau_{\text{выкл}}$ , в течение которого (после отключения напряжения

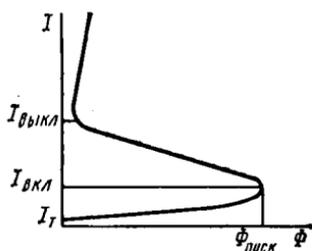


Рис. 4.16. Энергетическая характеристика фототока фототиристора

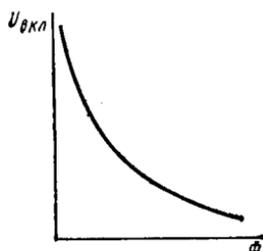


Рис. 4.17. Характеристика управления фототиристора

питания) заряды в базе рассасываются и прибор переходит из открытого состояния в закрытое. Это время составляет десятки микросекунд. Следовательно, фототиристоры могут работать при частотах модуляции светового потока порядка нескольких десятков килогерц.

Помимо рассмотренных характеристик работа фототиристоров определяется рядом параметров, основными из которых являются: *напряжение включения  $U_{\text{вкл}}$ ; ток включения  $I_{\text{вкл}}$ , соответствующий напряжению  $U_{\text{вкл}}$ ; напряжение выключения  $U_{\text{выкл}}$  и ток выключения  $I_{\text{выкл}}$ , при которых фототиристор переходит из открытого состояния в закрытое; темновой ток  $I_T$ ; пусковой ток  $\Phi_{\text{пуск}}$ ; минимальный управляющий (пороговый) световой поток; интегральная чувствительность  $S_i$ ; время выключения  $\tau_{\text{выкл}}$ ; номинальный ток открытого фототиристора  $I_{\text{ном}}$ ; максимально допустимое обратное анодное напряжение  $U_{\text{обр max}}$ .*

Подчеркнем, что значения параметров фототиристоров существенно зависят от температуры.

## § 4.5. Электровакуумные фотоэлементы

Электровакуумные фотоэлементы делятся на вакуумные и газоразрядные.

Вакуумным фотоэлементом называют электровакуумный фотоэлектронный прибор, два электрода которого — фотокатод и анод — помещены в стеклянную колбу, в которой создается вакуум порядка  $10^{-4}$ — $10^{-5}$  Па.

Фотокатодом  $K$  фотоэлемента (рис. 4.18,  $a$ ) является тонкий слой светочувствительного материала, нанесенного на внутреннюю поверхность колбы.

Обычно в фотоэлементах применяют серебряно-кислородно-цезиевые, сурьмяно-цезиевые и многощелочные фотокатоды. В фотоэлементах, предназначенных для работы в ультрафиолетовом спектре излучения, иногда используют сурьмяно-калиевые фотокатоды.

Анод  $A$  фотоэлемента выполняют из никеля в виде проволочного кольца, петли или тонкой металлической сетки, что позволяет свободно пропускать световой поток на фотокатод. Выводы фотокатода и анода оформляют в одном или двух разнесенных цоколях.

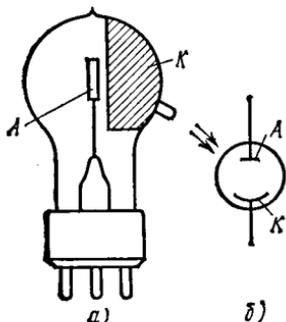


Рис. 4.18. Устройство ( $a$ ) и условное графическое обозначение ( $b$ ) вакуумного фотоэлемента

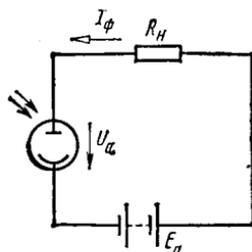


Рис. 4.19. Схема включения вакуумного фотоэлемента

Условное графическое обозначение вакуумных фотоэлементов приведено на рис. 4.18,  $b$ .

Если к фотоэлементу, на фотокатод которого падает световой поток  $\Phi$  (рис. 4.19), приложено анодное напряжение  $U_a$ , то в цепи появится фототок  $I_\Phi$  через нагрузочный резистор  $R_H$ . Фототок, как следует из закона Столетова, при определенных условиях пропорционален световому потоку. Таким образом, энергетическая характеристика фототока вакуумного фотоэлемента практически линейна в большом диапазоне изменения световых потоков. При высоких значениях освещенностей энергетическая характеристика становится нелинейной, ее крутизна уменьшается из-за образования объемного заряда у поверхности фотокатода. Нелинейность энергетической характеристики фотоэлемента может явиться следствием «утомления» фотокатода, т. е. уменьшения чувствительности фотоэлемента при работе его в режиме нагрузки.

На рис. 4.20 приведены спектральные характеристики фотоэлементов с сурьмяно-цезиевым (кривая 1) и кислородно-цезиевым (кривая 2) фотокатодами.

Интегральная чувствительность вакуумных фотоэлементов составляет (мкА/лм): с кислородно-цезиевыми фотокатодами — 20—

60, с сурьмяно-цезиевыми — 80—180, с многощелочными — 200—450.

Вольт-амперные характеристики вакуумного фотоэлемента имеют вид, показанный на рис. 4.21. При малых значениях анодного напряжения  $U_a$  характеристики имеют крутой подъем. Это объясняется тем, что при низких напряжениях  $U_a$  только небольшая часть эмиттированных фотокатодом электронов попадает на анод, площадь которого мала по сравнению с фотокатодом. С повышением анодного напряжения все большее число свободных электронов, находящихся в колбе, стягивается к аноду. По мере нарастания анодного напряжения этот процесс происходит очень интенсивно,

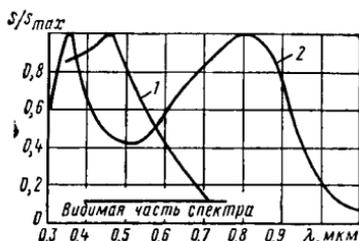


Рис. 4.20. Спектральные характеристики вакуумных фотоэлементов

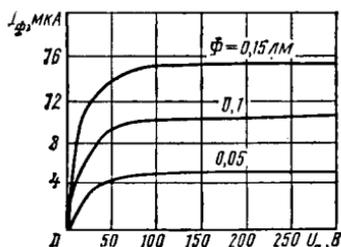


Рис. 4.21. Вольт-амперные характеристики вакуумного фотоэлемента

что и обуславливает крутой подъем характеристик. В режиме работы фотоэлемента, соответствующем точке перегиба характеристики, все электроны, находящиеся в его колбе, достигают анода. В результате наступает режим насыщения, который является рабочим режимом фотоэлемента. Значения рабочих напряжений, соответствующие этим участкам, для разных типов вакуумных фотоэлементов лежат в пределах 90—240 В.

Вакуумные фотоэлементы являются быстродействующими фотоэлектрическими приборами, пологие участки их частотных характеристик простираются до частот порядка  $10^8$ — $10^9$  Гц.

Значения темнового тока вакуумных фотоэлементов, определяющего порог их чувствительности, составляют  $10^{-7}$ — $10^{-9}$  А. Этот ток образуется в основном за счет тока утечки между электродами и тока термоэлектронной эмиссии.

Вакуумные фотоэлементы могут работать при температурах не выше 50—90°C, так как в случае превышения этих температур возникает значительный ток термоэлектронной эмиссии. Срок службы вакуумных фотоэлементов составляет примерно 1000 ч.

Газоразрядным называют электровакуумный фотоэлемент, в котором используются свойства темного газового разряда.

Их устройство аналогично устройству вакуумных фотоэлементов. Отличие состоит в том, что после откачки воздуха в колбу вводят инертный газ (обычно аргон) при давлении порядка нескольких

десятков паскаль. В газоразрядных фотоэлементах применяют те же катоды, что и в вакуумных, поэтому эти приборы имеют аналогичные спектральные характеристики (см. рис. 4.20).

Инертный газ вводят в фотоэлемент для повышения его чувствительности, которая увеличивается в несколько раз по сравнению с чувствительностью соответствующего вакуумного фотоэлемента. Такое увеличение чувствительности связано с возникновением в приборе темного разряда. Вторичные электроны, возникающие при этом разряде, вызывают увеличение тока. Это явление носит

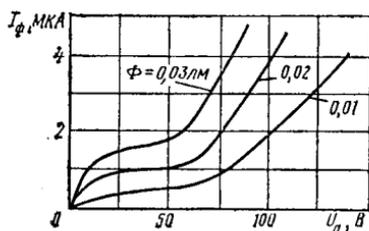


Рис. 4.22. Вольт-амперные характеристики газоразрядного фотоэлемента

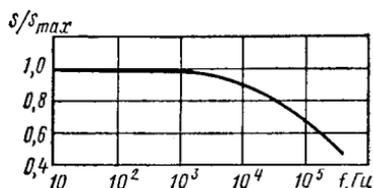


Рис. 4.23. Частотная характеристика газоразрядного фотоэлемента

название газового усиления и характеризуется коэффициентом газового усиления  $K_\Gamma$ , равным отношению фототока газоразрядного фотоэлемента  $I_\Gamma$  к фототоку вакуумного фотоэлемента  $I_B$ :

$$K_\Gamma = I_\Gamma / I_B. \quad (4.2)$$

Коэффициент газового усиления электровакуумных фотоэлементов достигает 6—10, интегральная чувствительность составляет 100—300 мкА/лм.

Вольт-амперные характеристики газоразрядного фотоэлемента приведены на рис. 4.22. При малых анодных напряжениях (до наступления темного разряда) значение фототока и начальные участки характеристик примерно такие же, как у вакуумных фотоэлементов. После начала ионизации газа (потенциал ионизации аргона  $V_i=15,1$  В) ток быстро возрастает. Рабочие участки вольт-амперных характеристик газоразрядных фотоэлементов лежат справа от горизонтальных участков. При больших анодных напряжениях темный разряд может перейти в тлеющий и фотокатод, не рассчитанный на токи, соответствующие тлеющему разряду, может выйти из строя. Для предотвращения тлеющего разряда рабочее анодное напряжение  $U_a$  должно быть меньше напряжения возникновения разряда  $U_{a.в.р.}$ . Обычно в газоразрядных фотоэлементах рабочее анодное напряжение  $U_a=(0,7\div 0,8)U_{a.в.р.}$ , что составляет для разных типов приборов 80—240 В.

Энергетическая характеристика фототока газоразрядных фотоэлементов при малых световых потоках является практически линейной, а при значительных световых потоках она становится су-

щественно нелинейной. Поэтому при больших освещенностях газоразрядные фотоэлементы не рекомендуется использовать. Темновой ток этих фотоэлементов составляет  $10^{-7}$ — $10^{-8}$  А.

Газоразрядные фотоэлементы обладают значительной инерционностью, обусловленной временем деионизации газа. На рис. 4.23 приведена частотная характеристика газоразрядного фотоэлемента. Из характеристики видно, что при частотах модуляции светового потока порядка 10 кГц чувствительность фотоэлемента значительно уменьшается, поэтому его применение ограничивается этими частотами, что является существенным недостатком газоразрядных фотоэлементов. К другим недостаткам газоразрядных фотоэлементов по сравнению с вакуумными относятся более сильное «утомление» фотокатода и меньший срок службы (порядка 700 ч), обусловленные бомбардировкой катода положительными ионами.

#### § 4.6. Фотоэлектронные умножители

Фотоэлектронным умножителем (ФЭУ) называют электровакуумный прибор, в котором ток фотоэлектронной эмиссии усиливается за счет вторичной электронной эмиссии.

Фотоэлектронный умножитель помимо фотокатода и анода содержит один или несколько электродов, являющихся эмиттерами вторичных электронов и называемых динодами. Число динодов в современных ФЭУ может достигать 14. Наличие динодов позволяет создавать многократное внутреннее усиление фототока. В колбе фотоэлектронного умножителя создается такая же разреженность, как и в вакуумном фотоэлементе.

Промышленностью выпускается множество различных типов фотоэлектронных умножителей.

Наибольшее распространение получили фотоэлектронные умножители с электростатическим управлением и фокусировкой потоков электронов. Устройство фотоэлектронного умножителя такого типа показано на рис. 4.24. Между фотокатодом  $K$  и первым динодом  $D_1$  часто располагают систему электродов, образующих электростатические линзы, которая называется входной камерой ФЭУ. Входная камера предназначена для фокусировки и ускорения электронов, эмиттируемых фотокатодом и направляемых на первый динод. Качество входной камеры характеризуется коэффициентом сбора электронов  $\eta_k$ , равным отношению количества электронов, достигающих первого динода, к количеству электронов, эмиттируемых фотокатодом. Анод  $A$  изготов-

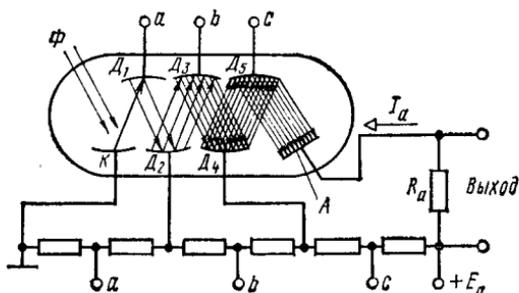


Рис. 4.24. Устройство фотоэлектронного умножителя

ляют обычно в виде металлической сетки и располагают вблизи последнего динода.

Между анодом и фотокатодом подключают источник постоянного напряжения, значение которого составляет несколько сотен вольт или единиц киловольт в зависимости от числа динодов. Диноды подключают к делителю напряжения таким образом, чтобы напряжение между соседними электродами составляло 50—150 В. При облучении фотокатода световым потоком электроны, вылетевшие из катода, под воздействием ускоряющего электрического поля попадают на первый динод и, ударяясь о него, выбивают вторичные электроны. Вторичные электроны под воздействием ускоряющего электрического поля, созданного напряжением между первым и вторым динодами, достигают динода  $D_2$  и выбивают из него новые вторичные электроны. Движение электронов от динода к диноду с образованием новых вторичных электронов происходит до тех пор, пока поток электронов не достигнет анода, вызывая появление тока  $I_a$  (рис. 4.24) в анодной цепи фотоэлектронного умножителя. Форму динодов и их взаимное расположение выбирают такими, чтобы возможно большая часть электронов, эмиттированных предыдущим динодом, попадала на последующий динод, что обеспечивает коэффициент эффективности каскада ФЭУ, равный 0,7—0,95.

Отношение числа вторичных электронов, выбиваемых из динода, к числу первичных электронов определяет коэффициент вторичной электронной эмиссии  $\sigma$ . Для получения коэффициента вторичной эмиссии больше единицы используют сурьмяно-цезиевые, многощелочные пленочные диноды или диноды, у которых эмиттирующий слой образуется окислением сплавов на основе серебра, меди, алюминия с присадкой магния или бериллия.

У современных ФЭУ коэффициент вторичной электронной эмиссии  $\sigma=3\div 8$ . Расчетный коэффициент усиления фотоэлектронного умножителя, имеющего  $n$  динодов, определяется соотношением

$$K = \sigma^n \quad (4.3)$$

и достигает  $10^6$ — $10^7$ . При таком коэффициенте усиления анодный ток фотоумножителя мог бы быть равен нескольким амперам. В действительности он не превышает нескольких миллиампер. Это объясняется в основном тем, что поток вторичных электронов ограничивается отрицательным объемным зарядом электронов вблизи динодов. В связи с этим реальный коэффициент усиления значительно меньше расчетного. Энергетическая характеристика фототока фотоэлектронного умножителя линейна в широком диапазоне изменений светового потока.

С помощью фотоэлектронного умножителя можно измерять световые потоки до  $10^{-9}$  лм. Измерение более слабых световых потоков ограничивается флуктуациями темнового тока, вызываемого термоэлектронной эмиссией из катода, автоэлектронной эмиссией из динодов и другими причинами. Темновой ток фотоумножителей обычно составляет  $10^{-8}$ — $10^{-10}$  А. Если изменять с определенной частото-

той интенсивность светового потока, т. е. применить предварительную модуляцию света, то можно измерять световые потоки порядка  $10^{-12}$ — $10^{-13}$  лм.

Вольт-амперные и спектральные характеристики фотоэлектронных умножителей аналогичны соответствующим характеристикам вакуумных фотоэлементов. В сравнении с вакуумными фотоэлементами частотная характеристика фотоэлектронного умножителя несколько хуже. Это связано с тем, что на частотах выше 1000 МГц начинает сказываться время пролета электронов от катода к аноду.

Достоинством фотоэлектронных умножителей является высокая чувствительность. К недостаткам относятся сложность конструкции, высокая стоимость и необходимость в высоковольтном источнике питания.

Основные параметры фотоэлектронного умножителя: *анодное напряжение, напряжение между диодами, интегральная чувствительность*. У различных типов фотоэлектронных умножителей анодное напряжение составляет 220—2300 В, напряжение между диодами 50—150 В, интегральная чувствительность 1—100 А/лм.

#### § 4.7. Оптоэлектронные приборы

Оптоэлектронными называют приборы, преобразующие электрические сигналы в оптические (лучистую энергию), передающие эту энергию индикаторам или фотоэлектрическим преобразователям.

Наиболее распространенным типом оптоэлектронных приборов является оптрон, состоящий из источника и приемника излучения, имеющих между собой определенную оптическую и электрическую связь и помещенных в один корпус (рис. 4.25).

В электронных устройствах оптроны выполняют обычную функцию элемента связи, информация в котором передается оптически. Этим достигается гальваническая развязка входных и выходных цепей электронного устройства, т. е. отсутствие паразитных обратных связей, ухудшающих стабильность и другие свойства электронных устройств.

Впервые оптроны были предложены в 1955 г. [24] для использования их в устройствах накопления и хранения информации, регистрах и других устройствах вычислительной техники.

При проектировании оптронов спектральный состав излучения приемника и спектральные свойства приемника стремятся согласовать так, чтобы максимум чувствительности фотоприемника соответствовал диапазону длин волн с наибольшей интенсивностью излучения источника. В качестве оптической среды, соединяющей источник и приемник излучения, применяют материалы (оптиче-

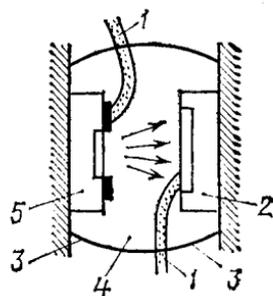


Рис. 4.25. Устройство оптрона:

- 1 — выводы; 2 — фотоприемник; 3 — корпус;
- 4 — оптическая среда; 5 — светодиод

ские клеи, лаки, силиконовые смазки), которые обеспечивают малые потери лучистой энергии при передаче от источника к приемнику. Излучателями в современных оптронах чаще всего являются светодиоды, а приемниками излучения — фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы и фототиристоры.

В зависимости от используемого типа фотоприемника различают фоторезисторные, фотодиодные, фототранзисторные и фототиристорные оптроны (рис. 4.26).

Входные и выходные характеристики оптронов зависят от используемых в них источников и приемников излучения. Важной для оптронов является передаточная характеристика. Для фоторезисторных оптронов она определяется отношением темнового сопротивления к световому  $R_T/R_{св}$ , для фотодиодных и фототранзисторных — коэффициентом передачи тока  $K_i = I_{вых}/I_{вх}$ , а для

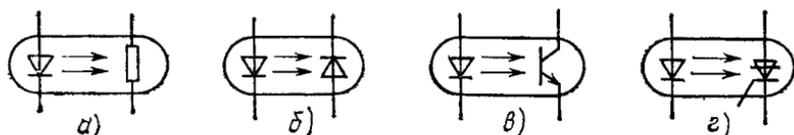


Рис. 4.26. Условные графические обозначения фоторезисторного (а), фотодиодного (б), фототранзисторного (в) и фототиристорного (г) оптронов

фототиристорных — минимальным входным током, обеспечивающим спрямление характеристики  $I_{спр. вх}$ . Инерционность оптронов характеризуется временем включения  $t_{вкл}$  и выключения  $t_{выкл}$  в импульсном режиме работы и граничной частотой  $f_{гр}$  при работе в области высоких частот.

Гальваническую развязку оптронов характеризуют напряжение  $U_c$ , сопротивление  $R_c$  и емкость  $C_c$  связи излучателя и приемника.

Фоторезисторные оптроны имеют линейную выходную вольт-амперную характеристику, высокое отношение  $R_T/R_{св}$  (до  $10^7$ ), но из-за большой инерционности ( $t_{вкл(выкл)} = 10^{-1} \div 10^{-2}$  с) их применение ограничено.

Гораздо более широкое развитие получили фотодиодные и фототранзисторные оптроны. У фотодиодных оптронов коэффициент передачи тока  $K_i$  невелик (единицы процента), однако их быстроедействие  $t_{вкл(выкл)} \approx 10^{-8}$  с.

Фототранзисторные оптроны имеют большой коэффициент передачи тока ( $K_i = 6 \div 8$ ), но относительно невысокое быстроедействие ( $t_{вкл(выкл)} \approx 2 \cdot 10^{-3}$  с). Фототиристорные оптроны могут применяться для коммутации силовых цепей с напряжением до 1300 В и токами до 300 А.

Помимо рассмотренных элементарных оптронов в последнее время находят все более широкое применение оптоэлектронные интегральные микросхемы (ОЭИМС). Они объединяют в одном унифицированном для микросхем корпусе один или несколько эле-

ментарных бескорпусных оптронов и типовую интегральную микросхему, подключаемую к фотоприемнику оптрона.

В качестве примера на рис. 4.27 приведена оптоэлектронная интегральная микросхема, состоящая из двух фотодиодных оптронов и двух биполярных транзисторов, подключенных к выходам фотодиодов оптронов. Эта ОЭИМС является аналогом импульсного трансформатора, в ней оптроны работают в фотовентильном режиме.

В последние годы разрабатываются и начинают применяться оптроны с управляемым оптическим каналом между источником излучения и фотоприемником. Принцип действия таких оптоэлектронных устройств основан на управлении оптическими параметрами среды, связывающей источник и приемник излучения. Это управление может осуществляться с помощью различных воздействий: механического, электрического, магнитного, теплового, оптического и др. Оптический канал подобного оптоэлектронного устройства называется управляемым световодом.

Если управляющим воздействием является электрическое напряжение, то в качестве управляемого оптического канала удобно

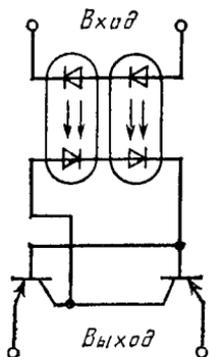


Рис. 4.27. Оптоэлектронная интегральная микросхема

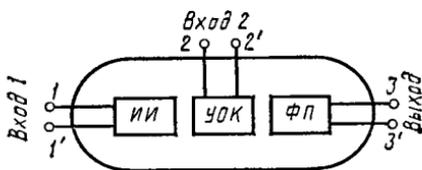


Рис. 4.28. Схема оптрона с управляемым оптическим каналом

использовать жидкие кристаллы. Управляемый световод в этом случае может представлять собой два прозрачных электрода, между которыми расположена пленка жидкого кристалла. Изменяя напряжение, приложенное между электродами, можно регулировать интенсивность света, проходящего через оптический канал. При отсутствии приложенного напряжения жидкий кристалл практически прозрачен. Такой управляемый световод может работать как при постоянном, так и при переменном управляющем напряжении.

Оптоэлектронное устройство с управляемым электрическим напряжением световодом можно представить в виде шестиполюсника с двумя входами: вход 1 — управление источником излучения ИИ, вход 2 — управление оптическим каналом УОК и одним выходом в цепи фотоприемника ФП (рис. 4.28).

Оптоэлектронные устройства с управляемым световодом можно использовать в качестве логических ячеек преобразователей час-

тоты, в устройствах переключения электролюминесцентных индикаторов, индикаторах вида жидкости, устройствах измерения малых перемещений, сенсорных устройствах оцувствления роботов и т. д. Эти устройства обладают высоким быстродействием, помехозащищенностью, возможностью применения в агрессивных и взрывоопасных средах.

В последнее время при изготовлении оптоэлектронных устройств источник и приемник излучения оказывается возможным удалять из зоны измерения (от объекта контроля) на десятки метров с помощью элементов волоконной оптики — волоконных световодов (жгутов из нитей стекловолокна).

Оптоэлектронные устройства широко применяют в вычислительной технике, автоматике, контрольно-измерительных устройствах. В дальнейшем применение этих устройств будет расширяться по мере улучшения их характеристик: надежности, долговечности и температурной стабильности.

#### **§ 4.8. Система обозначений фотоэлектрических приборов**

Фотоэлектрические приборы обозначают буквенно-цифровым кодом.

Первый элемент обозначения полупроводниковых фотоэлектрических приборов — буквы, означающие группу приборов: ФР — фоторезисторы, ФД — фотоприемники с *p-n*-переходами без усиления (фотодиоды).

Второй элемент обозначения — буквы, означающие материал, из которого изготовлен прибор: ГО — германий; ГБ — германий, легированный бором; ГЗ — германий, легированный золотом; ГК — германиево-кремниевый сплав; К — кремний; КГ — кремний, легированный галлием; РГ — арсенид галлия; КА — селенид кадмия, и т. д.

Третий элемент обозначения — цифры от 001 до 999, означающие порядковый номер разработки прибора.

Четвертый элемент обозначения — буква, означающая 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.

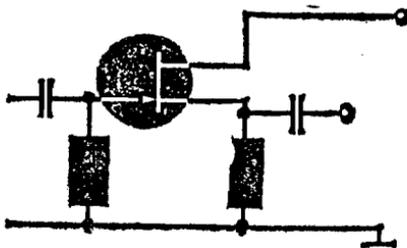
Обозначения электровакуумных фотоэлементов состоят из трех элементов.

Первый элемент обозначения — буквы, указывающие тип фотокатода (СЦ — сурьмяно-цезиевый, Ц — кислородно-цезиевый).

Второй элемент обозначения — буквы В и Г, означающие соответственно вакуумный и газоразрядный фотоэлементы.

Третий элемент обозначения — цифра, определяющая порядковый номер разработки фотоэлемента. Фотоэлектронные умножители обозначают буквами ФЭУ и не снабжают вторым элементом.

Примеры обозначений электровакуумных фотоэлементов и фотоэлектронных умножителей: СЦВ-3 — вакуумный фотоэлемент с сурьмяно-цезиевым катодом, номер разработки 3; ЦГ-4 — газоразрядный фотоэлемент с кислородно-цезиевым катодом, номер разработки 4; ФЭУ-19 — фотоэлектронный умножитель, номер разработки 19.



## УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

### § 5.1. Общие сведения

При решении многих инженерных задач, например при измерении электрических и неэлектрических величин, приеме радиосигналов, контроле и автоматизации технологических процессов, возникает необходимость в усилении электрических сигналов. Для этой цели служат усилители, т. е. устройства, предназначенные для усиления напряжения, тока и мощности. В современных усилителях, широко применяемых в промышленной электронике, обычно используют биполярные и полевые транзисторы, а в последнее время — интегральные микросхемы. Усилители на микросхемах обладают высокой надежностью и экономичностью, большим быстродействием, имеют чрезвычайно малые размеры и массу, высокую чувствительность. Они позволяют усиливать очень слабые электрические сигналы (напряжение порядка  $10^{-13}$  В, токи до  $10^{-17}$  А, мощность порядка  $10^{-24}$  Вт).

Простейшим усилителем является *усилительный каскад* (рис. 5.1), содержащий нелинейный управляемый элемент УЭ, как правило, биполярный или полевой

### § 5.1. Общие сведения

#### § 5.2. Усилительный каскад с общим эмиттером

#### § 5.3. Температурная стабилизация усилительного каскада с общим эмиттером

#### § 5.4. Усилительные каскады с общим коллектором и с общей базой

#### § 5.5. Усилительные каскады на полевых транзисторах

#### § 5.6. Режимы работы усилительных каскадов

транзистор, резистор  $R$  и источник электрической энергии  $E$ . Усилительный каскад имеет входную цепь, к которой подводится входное напряжение  $u_{вх}$  (усиливаемый сигнал), и выходную цепь для получения выходного напряжения  $u_{вых}$  (усиленный сигнал). Усиленный сигнал имеет значительно большую мощность по сравнению с входным сигналом. Увеличение мощности сигнала происходит за счет источника электрической энергии  $E$ . Процесс усиления осуществляется посредством изменения сопротивления нелинейного управляемого элемента  $УЭ$ , а следовательно, и тока в выходной цепи, под воздействием входного напряжения или тока.

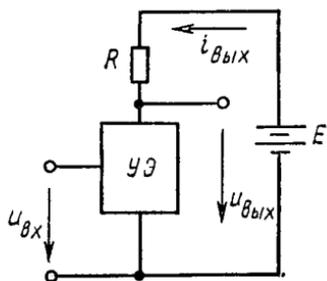


Рис. 5.1. Структурная схема усилительного каскада

Выходное напряжение снимается с управляемого элемента  $УЭ$  или резистора  $R$ . Таким образом, усиление основано на преобразовании электрической энергии источника постоянной э. д. с.  $E$  в энергию выходного сигнала за счет изменения сопротивления  $УЭ$  по закону, задаваемому входным сигналом.

Усилительные свойства усилителя зависят от степени влияния входного сигнала на ток управляемого элемента: чем больше это влияние, тем больше будет падение напряжения от тока  $УЭ$  на резисторе, а значит, и выходное напряжение, которое зависит также от сопротивления резистора  $R$ .

Основными параметрами усилительного каскада являются коэффициент усиления по напряжению  $K_U = U_{вых}/U_{вх}$ , коэффициент усиления по току  $K_I = I_{вых}/I_{вх}$  и коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{U_{вых} I_{вых}}{U_{вх} I_{вх}} = K_U K_I. \quad (5.1)$$

Обычно в усилительных каскадах все три коэффициента усиления значительно больше единицы. Однако в некоторых усилительных каскадах один из двух коэффициентов усиления может быть меньше единицы, т. е.  $K_U < 1$  или  $K_I < 1$ . Но в любом случае коэффициент усиления по мощности  $K_P > 1$ , а чаще всего  $K_P \gg 1$ .

В зависимости от того, какой параметр входного сигнала (напряжение, ток или мощность) требуется увеличить с помощью усилительного каскада, различают усилительные каскады напряжения, тока и мощности. Усилительный каскад напряжения имеет коэффициент усиления  $K_U$ , как правило, равный нескольким десяткам. В инженерной практике очень часто необходимо получить значительно больший коэффициент усиления по напряжению, достигающий многих тысяч и даже миллионов. Для решения такой задачи используют многокаскадные усилители, в которых каждый последующий каскад подключен к выходу предыдущего (рис. 5.2).

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя

$$K_U = U_{вых n} / U_{вх 1}. \quad (5.2)$$

При выполнении условий  $U_{\text{вых } 1} = U_{\text{вх } 2}$ ,  $U_{\text{вых } 2} = U_{\text{вх } 3}$ , . . . ,  $U_{\text{вых } n-1} = U_{\text{вх } n}$  он равен произведению коэффициентов усиления всех каскадов:

$$K_U = U_{\text{вых } n} / U_{\text{вх } 1} = K_1 K_2 \dots K_n. \quad (5.2a)$$

Усилители тока применяют в тех случаях, когда в нагрузочном устройстве, обладающем, как правило, малым сопротивлением (реле, индикатор тока), требуется получить значительный ток.

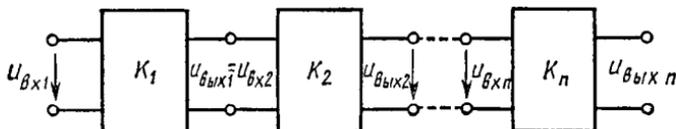


Рис. 5.2. Структурная схема многокаскадного усилителя

Усилителями мощности обычно являются выходные (оконечные) каскады многокаскадных усилителей. Они работают в режимах, обеспечивающих получение максимально возможной мощности нагрузочного устройства.

В зависимости от диапазона частот входных сигналов, для усиления которых предназначены усилители, последние подразделяют на несколько видов. Для усиления медленно изменяющихся сигналов используют *усилители постоянного тока* (УПТ), для усиления сигналов в диапазоне звуковых частот (от десятков герц до 15—20 кГц) — *усилители низкой частоты* (УНЧ), для усиления сигналов в диапазоне частот от десятков килогерц до десятков и сотен мегагерц — *усилители высокой частоты* (УВЧ). Для усиления импульсных сигналов, имеющих спектр частот от десятков герц до сотен мегагерц, применяют *импульсные усилители*, которые называют также *широкополосными* (ШПУ). При необходимости усиления сигналов в узком диапазоне частот применяют *узкополосные*, или *избирательные*, усилители.

*Способы соединения* (связи) каскадов зависят от вида многокаскадного усилителя. Так, в усилителях постоянного тока вход последующего каскада подсоединяют к выходу предыдущего каскада непосредственно или с помощью резисторов. Такие усилители называют *усилителями с непосредственной или резистивной связью*.

В усилителях переменного напряжения (УНЧ, УВЧ и ШПУ) для связи каскадов чаще всего используют конденсаторы и резисторы. Такие усилители называют *усилителями с резистивно-емкостными связями*.

В избирательных усилителях, в усилителях мощности для связи каскадов между собой и для связи усилительного каскада с нагрузочным устройством иногда используют трансформаторы. Такие усилители называют *усилителями с трансформаторной связью*.

Конденсаторы и трансформаторы в усилителях переменного напряжения служат для отделения переменной составляющей

напряжения (выходного) от постоянной составляющей напряжения на нелинейном управляемом элементе, возникающей от постоянной составляющей тока, создаваемой источником постоянной э. д. с.  $E$ .

По способу включения усилительного элемента различают три основных типа усилительных каскадов как на биполярных, так и на полевых транзисторах. Характерной особенностью каждого из них является то, что один электрод транзистора является общим для входной и выходной цепей.

## § 5.2. Усилительный каскад с общим эмиттером

Одним из наиболее распространенных усилительных каскадов на биполярных транзисторах является каскад с общим эмиттером (каскад ОЭ). В этом каскаде эмиттер является общим электродом

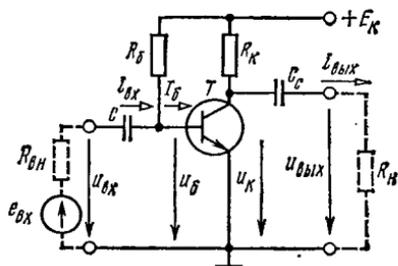


Рис. 5.3. Схема усилительного каскада с общим эмиттером

для входной и выходной цепей, а резистор  $R_K$  (рис. 5.3), с помощью которого создается выходное напряжение, включается в коллекторную цепь транзистора. Полярность источника электрической энергии (источника питания) с э. д. с.  $E_K$  по отношению к коллекторной цепи зависит от типа транзистора. На рис. 5.3 полярность источника  $E_K$  соответствует усилительному каскаду с транзисторами типа  $n-p-n$ .

Для усилительного каскада с транзистором типа  $p-n-p$  полярность источника  $E_K$  должна быть противоположной. Напряжение источника современных усилительных каскадов на биполярных транзисторах составляет обычно 10—30 В.

Для коллекторной цепи усилительного каскада в соответствии со вторым законом Кирхгофа можно записать следующее уравнение электрического состояния:

$$E_K = U_K + R_K I_K, \quad (5.3)$$

т. е. сумма падения напряжения на резисторе  $R_K$  и коллекторного напряжения  $U_K$  транзистора всегда равна постоянной величине — э. д. с. источника питания. Вольт-амперная характеристика  $I_K = f(U_{R_K})$  коллекторного резистора  $R_K$  является линейной, а вольт-амперные характеристики  $I_K = f(U_K)$  транзистора, как показано в гл. 2, представляют собой нелинейные коллекторные характеристики транзистора, включенного по схеме ОЭ (см. рис. 1.24).

Расчет такой нелинейной цепи, т. е. определение  $I_K$ ,  $U_{R_K}$  и  $U_K$  для различных значений токов базы  $I_B$  и сопротивлений резистора  $R_K$ , можно провести графически. Для этого на семействе коллекторных характеристик (рис. 5.4) необходимо провести из точки  $E_K$  на оси абсцисс вольт-амперную характеристику резистора  $R_K$ ,

удовлетворяющую уравнению

$$U_K = E_K - R_K I_K. \quad (5.3a)$$

Эту характеристику можно провести под углом  $\alpha = \arctg R_K \frac{m_I}{m_U}$ , где  $m_I$  — масштаб по оси ординат, а  $m_U$  — масштаб по оси абсцисс. Однако удобнее строить ее по двум точкам:  $U_K = E_K$  при  $I_K = 0$  на оси абсцисс и  $I_K = E_K/R_K$  при  $U_K = 0$  на оси ординат. Построенную таким образом вольт-амперную характеристику коллекторного резистора  $R_K$  часто называют линией нагрузки. Точки пересечения

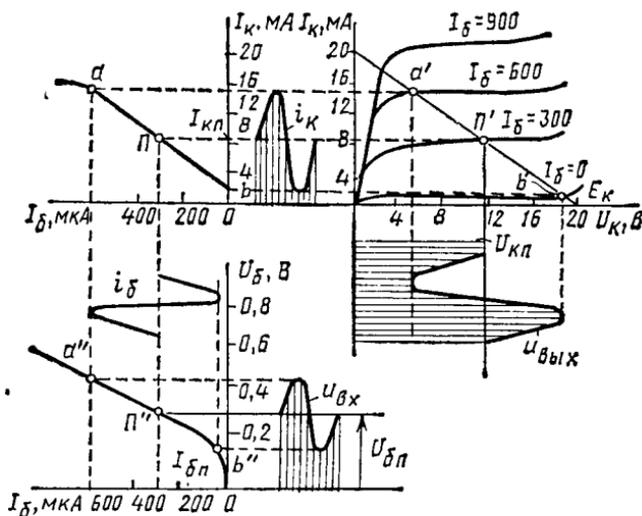


Рис. 5.4. Входная и коллекторные характеристики биполярного транзистора, а также переходная характеристика усилительного каскада при  $E_K = 20$  В и  $R_K = 1$  кОм

ее с коллекторными характеристиками дают графическое решение уравнения (5.3a) для данного сопротивления  $R_K$  и различных значений тока базы  $I_B$ . По этим точкам можно определить коллекторный ток  $I_K$ , одинаковый для транзистора и резистора  $R_K$ , а также напряжения  $U_K$  и  $U_{R_K}$ . Поскольку входные характеристики для разных значений  $U_K$  отличаются незначительно, в качестве входной принимают обычно усредненную входную характеристику (рис. 5.4).

Анализ работы усилительного каскада удобно проводить с помощью переходной характеристики  $I_K = f(I_B)$ , которую строят по точкам пересечения линии нагрузки с коллекторными характеристиками.

На рис. 5.4 помимо коллекторных (выходных) характеристик приведена входная характеристика, повернутая на  $90^\circ$ , и дано построение переходной характеристики. Видно, что переходная характеристика имеет практически линейный участок  $ab$  при из-

менении тока базы от нуля до некоторого значения, зависящего от типа транзистора и сопротивления  $R_k$ . Проецируя этот участок на линию нагрузки и входную характеристику, отметим на них соответствующие участки  $a'b'$  и  $a''b''$ . Сопротивление резистора  $R_k$  выбирают, исходя из требуемого усиления входных сигналов, но при этом надо иметь в виду, чтобы линия нагрузки проходила левее или ниже допустимых значений  $U_{k \max}$ ,  $I_{k \max}$  и  $P_{k \max}$  (см. рис. 1.25) и обеспечивала достаточно протяженный линейный участок переходной характеристики. При выполнении этих условий транзистор работает в области допустимых значений напряжения, тока и мощности и может усиливать без искажений сигналы в необходимом диапазоне изменения значений их параметров. Сопротивления коллекторных резисторов  $R_k$  усилительных каскадов с общим эмиттером обычно имеют значения порядка нескольких килоом.

Резистор  $R_6$ , включенный в цепь базы, обеспечивает требуемую работу транзистора в режиме покоя, т. е. в отсутствие входного сигнала. Благодаря этому резистору можно получить оптимальные значения тока базы  $I_{6п}$  и напряжения между базой и эмиттером  $U_{6п}$ , соответствующие середине линейного участка входной характеристики. Эта рабочая точка (точка  $P$  на рис. 5.4) будет соответствовать примерно середине линейного участка переходной характеристики. Для обеспечения указанного режима сопротивление резистора  $R_6$  следует определять по формуле

$$R_6 = (E_k - U_{6п}) / I_{6п}. \quad (5.4)$$

Конденсатор  $C$  (см. рис. 5.3) служит для включения источника переменной входной э. д. с.  $e_{вх}$  с внутренним сопротивлением  $R_{вн}$  в цепь базы. В отсутствие этого конденсатора в цепи источника входного сигнала создавался бы постоянный ток от источника питания  $E_k$ , который мог бы вызвать падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника сигнала, изменяющее режим работы транзистора и приводящее к нагреву источника сигнала. Конденсатор связи  $C_c$  на выходе усилительного каскада обеспечивает выделение из коллекторного напряжения переменной составляющей, которая может подаваться на нагрузочный резистор  $R_n$  или нагрузочное устройство с сопротивлением  $R_n$ .

При подаче на вход усилительного каскада переменного напряжения  $u_{вх}$  (рис. 5.4) ток базы будет изменяться в соответствии с входной характеристикой, т. е. кроме постоянной составляющей  $I_{6п}$  он будет иметь переменную составляющую  $i_6$ . Одновременно с этим в транзисторе будут изменяться эмиттерный и коллекторный токи. График переменной составляющей коллекторного тока  $i_k$  можно построить с помощью переходной характеристики, зная изменения тока базы  $i_6$ . Переносив изменения тока  $i_k$  на линию нагрузки, можно проследить за изменениями коллекторного напряжения и падения напряжения на коллекторном резисторе  $R_k$ . Переменная составляющая коллекторного напряжения представляет

собой выходное напряжение усилительного каскада, которое численно равно и противоположно по фазе переменной составляющей падения напряжения на резисторе  $R_K$ :  $u_{\text{вых}} = -R_K i_K$ . Для входного напряжения справедливо соотношение

$$u_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} i_{\text{вх}},$$

где  $R_{\text{вх}}$  — входное сопротивление усилительного каскада, примерно равное входному сопротивлению транзистора, а  $i_{\text{вх}} \approx i_b$ .

Благодаря тому что коллекторный ток во много раз превышает ток базы, а сопротивление  $R_K$  больше  $R_{\text{вх}}$ , выходное напряжение усилительного каскада с общим эмиттером получается во много

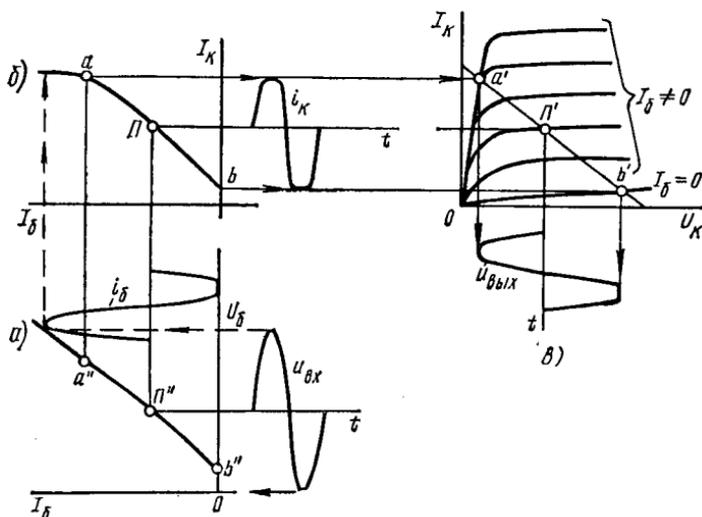


Рис. 5.5. Временные зависимости тока базы (а), тока коллектора (б) и выходного напряжения (в) при большом входном напряжении

раз больше входного напряжения. Если изменения входного напряжения, тока базы  $i_b$  и тока коллектора  $i_K$  укладываются в линейные участки входной и переходной характеристик, то форма выходного напряжения будет соответствовать форме входного напряжения. В частности, при подаче на вход усилительного каскада синусоидального напряжения выходное напряжение будет также синусоидальным.

При больших входных напряжениях переменные составляющие токов выходят за пределы линейных участков входной и переходной характеристик, в результате чего форма кривой выходного напряжения претерпевает значительные искажения. Эти *искажения*, обусловленные нелинейностью указанных характеристик, называют *нелинейными*. На рис. 5.5, а—в показаны временные зависимости тока базы  $i_b$ , тока коллектора  $i_K$  и выходного напряжения  $u_{\text{вых}}$  уси-

лительного каскада при большом входном напряжении. Видно, что при больших входных напряжениях рост выходного напряжения замедляется, т. е. коэффициент усиления уменьшается. Для оценки диапазона изменений входных напряжений, усиливаемых без искажений, используют амплитудную характеристику, представляющую собой зависимость амплитудного значения выходного напряжения от амплитудного значения входного напряжения (рис. 5.6).

При работе усилительного каскада в режиме, соответствующем линейным участкам характеристик, т. е. в отсутствие искажений, коэффициент усиления и другие параметры усилителя (входное и выходное сопротивления) можно рассчитать аналитически с помощью  $h$ -параметров транзистора. С этой целью используют схему

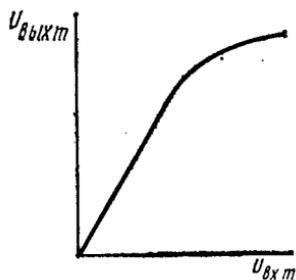


Рис. 5.6. Амплитудная характеристика усилительного каскада

замещения усилительного каскада с общим эмиттером (рис. 5.7, а) для переменных составляющих токов и напряжений. Основной этой схемы является схема замещения транзистора (обведена пунктиром). В схеме замещения усилительного каскада не учтены конденсаторы и источник питания, так как переменные составляющие напряжения на них принимают равными нулю. Поэтому резистивный элемент  $R_K$  включен между коллектором и эмиттером транзистора, т. е. между точками К и Э. Резистивный элемент  $R_6$  показан пунктиром, так как его обычно не учитывают

вследствие того, что сопротивление резистора  $R_6$  значительно больше входного сопротивления  $h_{11}$  транзистора.

Для определения коэффициента усиления рассмотрим уравнения для входной и выходной цепей усилительного каскада с общим эмиттером, составленные на основе схемы замещения рис. 5.7, а:

$$u_{вх} = \frac{h_{11}R_6}{h_{11} + R_6} i_{вх}, \quad (5.5)$$

$$h_{21}i_6 + h_{22}u_{вых} + u_{вых}/R_K + u_{вых}/R_H = 0. \quad (5.6)$$

Считая  $R_6 \gg h_{11}$ ,  $i_{вх} \approx i_6$  и  $R_H \gg R_K$ , можно записать эти уравнения в виде

$$u_{вх} \approx h_{11}i_{вх}, \quad (5.5a)$$

$$h_{21}i_{вх} + h_{22}u_{вых} + u_{вых}/R_K = 0. \quad (5.6a)$$

Решая совместно эти уравнения, получим

$$u_{вых} = -\frac{u_{вх}}{h_{11}} \frac{h_{21}}{h_{22} + 1/R_K}. \quad (5.7)$$

Знак минус в выражении (5.7) означает, что выходное напряжение находится в противофазе с входным. Поэтому в дальнейшем направление  $u_{вых}$  на схемах рассматриваемого усилительного каскада изменено на противоположное. С помощью выражения (5.7) нетруд-

но получить формулу для коэффициента усиления по напряжению ненагруженного усилительного каскада с общим эмиттером ( $R_H \gg \gg R_K$ )

$$\underline{K}_{Ux} = \frac{\dot{U}_{ВМХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = -\frac{h_{21}R_K}{h_{11}(1+h_{22}R_K)} = -K_{Ux}. \quad (5.8)$$

Так как  $h_{22} = 10^{-5} \div 10^{-6}$  См, а  $R_K = 10^3 \div 10^4$  Ом, то  $h_{22}R_K \ll 1$ . Поэтому

$$K_{Ux} \approx h_{21}R_K/h_{11}. \quad (5.9)$$

Это выражение показывает, что коэффициент усиления по напряжению рассматриваемого усилительного каскада пропорционален

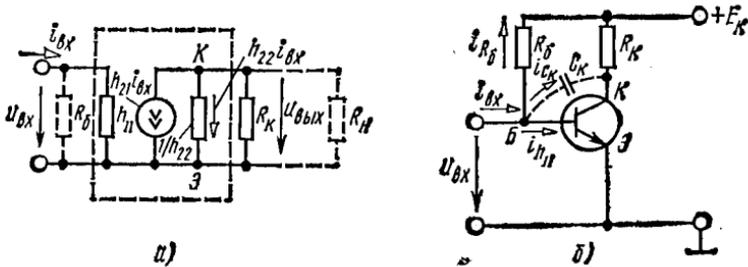


Рис. 5.7. Схема замещения усилительного каскада с общим эмиттером (а), схема этого каскада для определения входного сопротивления (б)

коэффициенту усиления по току  $h_{21}$  транзистора и отношению сопротивления коллекторного резистора  $R_K$  и входного сопротивления  $h_{11}$  транзистора. По схеме замещения рис. 5.7, а легко можно найти входное сопротивление усилительного каскада с общим эмиттером на низких частотах:

$$R_{вх} = \frac{R_6 h_{11}}{R_6 + h_{11}} \approx h_{11}. \quad (5.10)$$

При определении входного сопротивления на высоких частотах необходимо учитывать емкость  $C_K$  коллекторного  $p-n$ -перехода (рис. 5.7, б). Сопротивление емкостного элемента, включенного между коллектором и базой, на высоких частотах становится сравнительно небольшим. Ток через него, замыкающийся через резистор  $R_K$  и источник питания  $E_K$ , соизмерим с током  $i_{h11}$ , обусловленным входным сопротивлением транзистора. С учетом этого входной ток

$$i_{вх} = i_{R_6} + i_{h11} + i_{C_K}, \quad (5.11)$$

где  $i_{R_6} = \dot{U}_{вх}/R_6$ ,  $i_{h11} = \dot{U}_{вх}/h_{11}$ .

Ток, обусловленный емкостью  $C_K$  коллекторного  $p-n$ -перехода (рис. 5.7, б),

$$i_{C_K} = \frac{\dot{\varphi}_6 - \dot{\varphi}_K}{1/(j\omega C_K)} = [(\dot{\varphi}_6 - \dot{\varphi}_\delta) - (\dot{\varphi}_K - \dot{\varphi}_\delta)] j\omega C_K = (\dot{U}_{вх} - \dot{U}_{вМХ}) j\omega C_K. \quad (5.12)$$

Так как в соответствии с выражением (5.8) выходное напряжение  $\dot{U}_{\text{вых}} = -K_{Ux} \dot{U}_{\text{вх}}$ , то

$$\dot{I}_{C_k} = \dot{U}_{\text{вх}} (1 + K_{Ux}) j\omega C_k. \quad (5.12a)$$

Используя выражения для токов, можно получить формулу для входного сопротивления усилительного каскада с общим эмиттером:

$$\frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{I}_{\text{вх}}} = \frac{1}{1/R_6 + 1/h_{11} + (1 + K_{Ux}) j\omega C_k} = \frac{1}{R_6 + h_{11} + j\omega C_k R_6 h_{11}}, \quad (5.10a)$$

где  $C_{\text{вх}} = (1 + K_{Ux}) C_k$  — входная емкость усилительного каскада с общим эмиттером.

Как видно из схемы замещения (рис. 5.7, а), выходное сопротивление усилительного каскада с общим эмиттером определяется выражением

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_k (1/h_{22})}{R_k + 1/h_{22}} = \frac{R_k}{1 + h_{22} R_k} \approx R_k. \quad (5.13)$$

Входное сопротивление усилительного каскада с общим эмиттером обычно лежит в пределах от нескольких сотен ом до нескольких килоом. Выходное сопротивление обычно больше входного. Низкое входное и высокое выходное сопротивления создают значительные трудности при работе усилительного каскада с высокоомным источником усиливаемой э. д. с.  $e_{\text{вх}}$  (см. рис. 5.3) и низкоомным нагрузочным устройством. В этом случае входное напряжение усилительного каскада может быть значительно меньше э. д. с.  $e_{\text{вх}}$ , так как на входе усилительного каскада образуется делитель напряжения  $R_{\text{вн}} R_{\text{вх}}$  с небольшим значением  $R_{\text{вх}}$ :

$$u_{\text{вх}} = e_{\text{вх}} R_{\text{вх}} / (R_{\text{вн}} + R_{\text{вх}}). \quad (5.14)$$

Если сопротивление  $R_{\text{н}}$  нагрузочного устройства, включенного по переменной составляющей напряжения параллельно коллекторному резистору  $R_k$ , значительно меньше сопротивления  $R_k$ , то коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада существенно снижается:  $K_U \approx h_{21} R_{\text{н}} / h_{11}$ . Указанные обстоятельства необходимо учитывать при использовании усилительных каскадов с общим эмиттером. Следует отметить, что эти усилительные каскады усиливают не только напряжение, но также ток и мощность.

### § 5.3. Температурная стабилизация усилительного каскада с общим эмиттером

Существенным недостатком транзисторов является зависимость их параметров от температуры. При повышении температуры транзистора увеличивается коллекторный ток за счет возрастания числа неосновных носителей заряда в полупроводнике. Это приводит к изменению коллекторных характеристик транзистора (рис. 5.8). При увеличении коллекторного тока на  $\Delta I_k$  коллекторное напряжение уменьшается на  $\Delta U_k = R_k \Delta I_k$ . Это вызывает смещение рабочей точки на коллекторной (рис. 5.8) и переходной характеристиках. В некоторых случаях повышение

температуры может вывести рабочую точку за пределы линейного участка переходной характеристики и нормальная работа усилителя нарушится. Для уменьшения влияния температуры на характеристику усилительного каскада с общим эмиттером в цепь эмиттера включают резистор  $R_3$ , шунтированный конденсатором

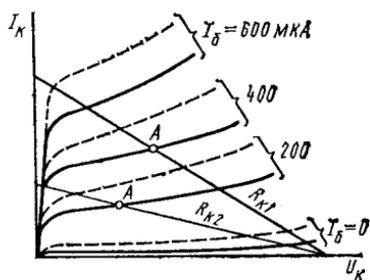


Рис. 5.8. К объяснению влияния температуры на коллекторные характеристики транзистора

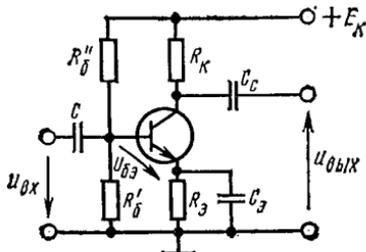


Рис. 5.9. Усилительный каскад с эмиттерной температурной стабилизацией

$C_3$  (рис. 5.9). В цепи базы для создания начального напряжения смещения  $U_{63}$  между базой и эмиттером применен делитель  $R_6'R_6''$ . Напряжение  $U_{63}$  зависит от сопротивления резисторов

$$U_{63} = \frac{E_K R_6'}{R_6' + R_6''} - R_3 I_3. \quad (5.15)$$

При наличии резистора  $R_3$  увеличение эмиттерного тока  $I_3 = I_6 + I_K$  из-за повышения температуры приводит к возрастанию падения напряжения на резисторе  $R_3$ . Это вызывает снижение потенциала базы по отношению к потенциалу эмиттера [см. формулу (5.15)], а следовательно, уменьшение токов  $I_3$  и  $I_K$ . Ясно, что уменьшение коллекторного тока за счет действия резистора  $R_3$  не может полностью скомпенсировать рост его за счет повышения температуры, но влияние температуры на ток  $I_K$  при этом во много раз снижается.

Введение резистора  $R_3$  в отсутствие конденсатора изменяет работу усилительного каскада не только в режиме покоя, но и при наличии входного напряжения. Переменная составляющая эмиттерного тока  $i_3$  создает на резисторе падение напряжения  $u_3 = R_3 i_3$ , которое уменьшает усиливаемое напряжение, подводимое к транзистору:

$$u_{63} = u_{вх} - R_3 i_3. \quad (5.16)$$

Коэффициент усиления усилительного каскада при этом будет уменьшаться. Явление уменьшения усиливаемого напряжения называется отрицательной обратной связью. Под обратной связью понимают передачу части выходного сигнала усилителя на его вход. Если эта передача снижает усиливаемое напряжение, то обратную связь называют отрицательной. Для ослабления отрицательной обратной связи параллельно резистору  $R_3$  включают конденсатор  $C_3$ . Емкость конденсатора  $C_3$  выбирают таким образом, чтобы для всех частот усиливаемого напряжения его сопротивление было много меньше  $R_3$ . При этом падение напряжения на

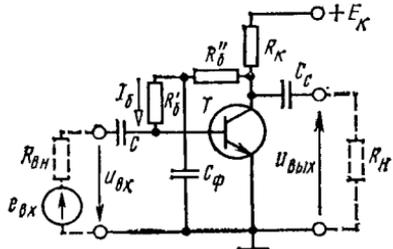


Рис. 5.10. Усилительный каскад с коллекторной температурной стабилизацией

участке  $R_3 - C_3$  от переменной составляющей  $i_3$  будет незначительным, поэтому усиливаемое напряжение практически равно входному напряжению:  $u_{63} \approx u_{вх}$ .

Рассмотренный способ температурной стабилизации называют эмиттерной стабилизацией. Недостатком его является необходимость повышения напряжения питания коллекторной цепи, так как при включении резистора  $R_3$  в эмиттерную цепь коллекторное напряжение уменьшается за счет падения напряжения на резисторе  $R_3$ .

В случае коллекторной температурной стабилизации напряжение обратной связи подается из коллекторной цепи в цепь базы с помощью резисторов с сопротивлениями  $R_6 = R_6''$  (рис. 5.10), включенных между коллектором и базой транзистора. При повышении температуры коллекторный ток увеличивается, а коллекторное напряжение уменьшается. Это приводит к снижению потенциала базы, а следовательно, к уменьшению тока базы  $I_6$  и коллекторного тока  $I_k$ , который стремится к своему первоначальному значению. В результате коллекторный ток и коллекторное напряжение изменяются незначительно. Таким образом, введение резисторов с сопротивлениями  $R_6'$  и  $R_6''$  приводит к существенному ослаблению влияния температуры на характеристики усилительного каскада.

Чтобы переменная составляющая коллекторного напряжения не попадала в цепь базы, в усилительном каскаде использован Т-образный фильтр. Между резисторами  $R_6'$  и  $R_6''$  включен конденсатор фильтра  $C_\Phi$ , сопротивление которого должно быть значительно меньше сопротивления  $R_6 = R_6' + R_6''$ . Емкость конденсатора фильтра можно определить по формуле

$$C_\Phi = \frac{10 \div 20}{2\pi f_H R_6}, \quad (5.17)$$

где  $f_H$  — наименьшая частота усиливаемого напряжения.

Усилитель с коллекторной стабилизацией обладает меньшей стабильностью, чем усилитель с эмиттерной стабилизацией, но он не требует повышения напряжения питания коллекторной цепи.

## § 5.4. Усилительные каскады с общим коллектором и с общей базой

Схема усилительного каскада с общим коллектором (каскад ОК) приведена на рис. 5.11. В этом каскаде основной резистор, с которого снимается выходное напряжение, включен в эмиттерную цепь, а коллектор по переменной составляющей тока и напряжения соединен непосредственно с общей точкой усилителя, так как падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника коллекторного напряжения от переменной составляющей тока незначительно. Таким образом, можно считать, что входное напряжение подается между базой и коллектором через конденсатор  $C$ , а выходное напряжение, равное падению напряжения на резисторе  $R_3$  от переменной составляющей эмиттерного тока, снимается между эмиттером и коллектором через конденсатор связи  $C_c$ .

В режиме покоя, т. е. при  $u_{вх} = 0$ , резистор  $R_6$  создает начальный ток смещения в цепи базы. Его значение выбирают таким, чтобы рабочая точка в режиме покоя находилась примерно посередине линейного участка входной характеристики. При наличии переменного входного напряжения  $u_{вх}$  появляется переменная составляющая эмиттерного тока  $i_3$ , которая создает на резисторе  $R_3$  выходное напряжение  $u_{вых} = R_3 i_3$ . Для определения основных

параметров усилительного каскада с общим коллектором рассмотрим его схему замещения, в которой использована схема замещения транзистора (на рис. 5.12 обведена пунктиром).

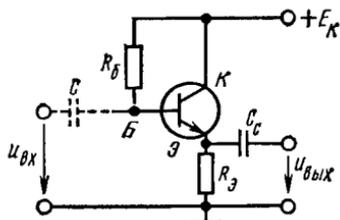


Рис. 5.11. Схема усилительного каскада с общим коллектором

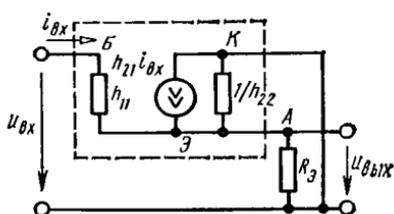


Рис. 5.12. Схема замещения усилительного каскада с общим коллектором

Для ненагруженного усилительного каскада с общим коллектором можно составить следующие уравнения: по первому закону Кирхгофа для узла Э

$$i_{вх} + h_{21}i_{вх} - h_{22}u_{вых} - u_{вых}/R_э = 0, \quad (5.18)$$

по второму закону Кирхгофа для контура, проходящего через входную и выходную цепи,

$$u_{вх} = h_{11}i_{вх} + u_{вых}. \quad (5.19)$$

Выражая ток  $i_{вх}$  из уравнения (5.19)

$$i_{вх} = (u_{вх} - u_{вых})/h_{11} \quad (5.20)$$

и подставляя это соотношение в (5.18), получим связь между выходным и входным напряжениями усилительного каскада с общим коллектором:

$$u_{вых} = \frac{u_{вх} (1/h_{11} + h_{21}/h_{11})}{\frac{1}{h_{11}} + \frac{h_{21}}{h_{11}} + \frac{1}{R_э} + h_{22}} = \frac{u_{вх}}{1 + h_{11} \frac{1 + h_{22}R_э}{1 + h_{21}} R_э}. \quad (5.21)$$

Из полученного выражения видно, что выходное напряжение всегда меньше входного, т. е. коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада с общим коллектором

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1}{1 + h_{11} \frac{1 + h_{22}R_э}{(1 + h_{21}) R_э}} \quad (5.22)$$

меньше единицы, поэтому его правильнее называть коэффициентом передачи напряжения. Учитывая, что  $h_{22} = 10^{-5} \div 10^{-6}$  См, а  $R_э = 10^2 \div 10^4$  Ом и, следовательно,  $h_{22}R_э \ll 1$ , формулу для коэффициента передачи напряжения приближенно можно записать в виде

$$K_U \approx \frac{1}{1 + h_{11}/(1 + h_{21}) R_э}. \quad (5.22a)$$

Поскольку значения  $h_{11}$  и  $R_3$  имеют одинаковый порядок, а  $h_{21} \gg 1$ , коэффициент  $K_U$  мало отличается от единицы. Действительно, в усилительных каскадах с общим коллектором  $K_U = 0,9 \div 0,99$ . Из схемы этого каскада видно, что выходное напряжение практически совпадает по фазе с входным. Поскольку выходное напряжение усилительных каскадов с общим коллектором мало отличается от входного численно и по фазе, их часто называют эмиттерными повторителями. Выражение для входного сопротивления эмиттерного повторителя можно получить, используя формулу (5.20):

$$R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{U_{вх} h_{11}}{U_{вх} - U_{вых}} = \frac{h_{11}}{1 - K_U}. \quad (5.23)$$

Так как значение  $K_U$  близко к единице, входное сопротивление эмиттерного повторителя много больше входного сопротивления  $h_{11}$  транзистора и достигает нескольких сотен килоом.

Можно показать, что выходное сопротивление эмиттерного повторителя (вывод не приводится ввиду его громоздкости) равно

$$R_{вых} \approx h_{11} / (1 + h_{21}) \quad (5.24)$$

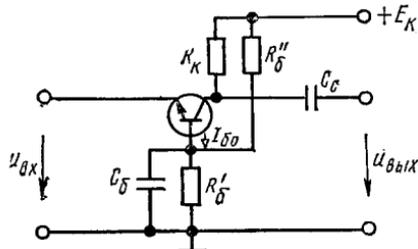


Рис. 5.13. Схема усилительного каскада с общей базой

и имеет значение порядка десятков ом. Таким образом, эмиттерный повторитель обладает большим входным и малым выходным сопротивлениями. Следовательно, его коэффициент усиления по току может быть очень высоким. Эмиттерный повторитель обычно применяют для согласования высокоомного источника усиливаемого напряжения с низкоомным нагрузочным устройством. В усилительных каскадах с общим коллектором температурная стабилизация обеспечивается основным резистором  $R_3$ , включенным в эмиттерную цепь.

Схема усилительного каскада с общей базой (каскад ОБ) приведена на рис. 5.13. В этом каскаде для создания оптимального тока базы в режиме покоя  $I_{б0}$ , обеспечивающего работу усилительного каскада на линейном участке входной характеристики, служат резисторы  $R'_B$  и  $R_B$ . Конденсатор  $C_B$  имеет на частоте усиливаемого сигнала сопротивление, много меньшее  $R'_B$ , и падение напряжения на нем от переменной составляющей тока база соединена с общей точкой усилительного каскада. Входное напряжение подается между эмиттером и базой, а выходное напряжение снимается между коллектором и базой через конденсатор связи  $C_c$ .

Усилительный каскад с общей базой имеет примерно такой же коэффициент усиления по напряжению, как и в каскаде с общим эмиттером, но коэффициент усиления по току у него меньше единицы, так как выходным является коллекторный ток, а входным — эмиттерный ток, который несколько больше коллекторного тока. Таким образом, коэффициент усиления по мощности  $K_p = K_U K_I$  каскадов с общей базой значительно меньше, чем каскадов с общим эмиттером. Другие недостатки усилительных каскадов с общей базой — малое входное и сравнительно большое выходное сопротивления. Вследствие этого усилительный каскад с общей базой применяют очень редко.

## § 5.5. 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 рис. 5.14. В этом каскаде резистор  $R_c$ , с помощью которого осуществляется усиление, включен в цепь стока. В цепь истока включен резистор  $R_n$ , создающий необходимое падение напряжения в режиме покоя  $U_{з0}$ , являющееся напряжением смещения между затвором и истоком.

Резистор в цепи затвора  $R_з$  обеспечивает в режиме покоя равенство потенциалов затвора и общей точки усилительного каскада. Следовательно, потенциал затвора ниже потенциала истока на величину падения напряжения на резисторе  $R_n$  от постоянной составляющей тока  $I_{н0}$ . 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  $i_n$  и тока стока  $i_c$ , причем  $i_n \approx i_c$ . За счет падения напряжения на резисторе  $R_n$  от переменной составляющей тока  $i_n$  переменная составляющая напряжения между затвором и истоком, усиливаемая полевым транзистором, может быть значительно меньше входного напряжения:

$$u_з = u_{вх} - R_n i_n. \quad (5.25)$$

Это явление, называемое отрицательной обратной связью, приводит к уменьшению коэффициента усиления усилительного каскада. Для его устранения параллельно резистору  $R_n$  включают конденсатор  $C_n$ , сопротивление которого на самой низкой частоте усиливаемого напряжения должно быть во много раз меньше сопротивления резистора  $R_n$ . При этом условии падение напряжения от тока истока  $i_n$  на цепочке  $R_n - C_n$ , называемой звеном автоматического смещения, очень небольшое, так что по переменной составляющей тока исток можно считать соединенным с общей точкой усилительного каскада.

Выходное напряжение снимается через конденсатор связи  $C_c$  между стоком и общей точкой каскада, т. е. оно равно переменной составляющей напряжения между стоком и истоком.

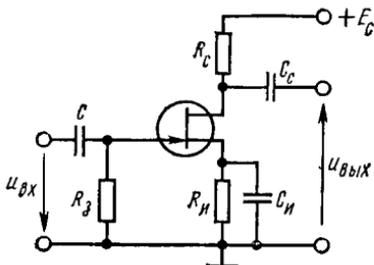


Рис. 5.14. Схема усилительного каскада с общим истоком

Анализ работы усилительного каскада на полевом транзисторе с общим истоком удобно провести графически с помощью вольт-амперных (стоковых) характеристик  $I_c = f(U_c)$  (рис. 5.15). Уравнение электрического состояния для цепи стока и истока в режиме покоя имеет вид

$$E_c = U_c + R_c I_c. \quad (5.26)$$

В соответствии с этим уравнением можно построить вольт-амперную характеристику резистора  $R_c$ , называемую линией нагрузки:

$$I_c = (E_c - U_c) / R_c. \quad (5.26a)$$

Эту линию обычно строят по двум точкам:  $U_c = 0$  при  $I_c = E_c / R_c$  и  $U_c = E_c$  при  $I_c = 0$  (рис. 5.15, б). Поскольку ток резистора  $R_c$ , определяемый линией нагрузки, равен току стока  $I_c$

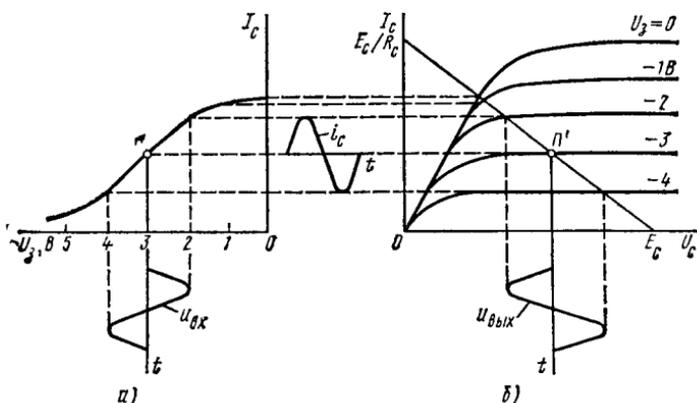


Рис. 5.15. Графический анализ работы усилительного каскада с общим истоком

полевого транзистора, определяемому стоковыми характеристиками, графическим решением уравнения для выходной цепи рассматриваемого усилительного каскада являются точки пересечения линии нагрузки со стоковыми характеристиками. Определяя по этим точкам значения тока  $I_c$  для различных значений напряжения  $U_3$  между затвором и стоком, можно легко построить динамическую переходную характеристику  $I_c = f(U_3)$  (рис. 5.15, а) для данного значения сопротивления резистора  $R_c$ . Рабочая точка  $\Pi$  в режиме покоя обычно соответствует середине линейного участка динамической переходной характеристики, так как при этом нелинейные искажения усиленного напряжения минимальны. Выбрав положение рабочей точки, находят сопротивление резистора звена автоматического смещения:

$$R_{II} = \frac{|U_{30}|}{I_{c0}}. \quad (5.27)$$

Емкость конденсатора звена автоматического смещения рассчитывают по формуле

$$C_{и} = \frac{10 \div 20}{2\pi f_{и} R_{и}}, \quad (5.28)$$

где  $f_{и}$  — наименьшая частота усиливаемого напряжения.

При подаче на вход усилительного каскада переменного напряжения  $u_{вх}$  появляется переменная составляющая тока стока  $i_c$  (рис. 5.15). Изменение этого тока приводит к изменению напряжения  $U_c$  между стоком и истоком; его переменная составляющая  $u_c$ , численно равная и противоположная по фазе падению напряжения на резисторе  $R_c$ , является выходным напряжением усилительного каскада:

$$u_{вых} = -R_c i_c. \quad (5.29)$$

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 и другие параметры усилительного каскада могут быть найдены с помощью схемы замещения для переменных составляющих тока и напряжения.

С целью получения схемы замещения рассмотрим выражение для приращения тока стока  $I_c$ , зависящего от напряжения  $U_3$  между затвором и истоком и напряжения  $U_c$  между стоком и истоком. Это выражение для функции двух переменных  $I_c = f(U_3, U_c)$  имеет вид

$$\Delta I_c = \frac{\partial I_c}{\partial U_3} \Delta U_3 + \frac{\partial I_c}{\partial U_c} \Delta U_c. \quad (5.30)$$

Используя выражения для основных параметров полевого транзистора  $S = \partial I_c / \partial U_3$  и  $R_i = \partial U_c / \partial I_c$ , перепишем (5.30) в виде

$$\Delta I_c = S \Delta U_3 + \frac{1}{R_i} \Delta U_c. \quad (5.30a)$$

Если под воздействием входного напряжения  $u_{вх}$  напряжение между затвором и истоком изменяется во времени  $\Delta U_3(t) = u_{вх}$ , то ток стока также будет изменяться во времени, т. е. появится переменная составляющая  $\Delta I_c(t) = i_c$ . Вследствие этого будет изменяться во времени напряжение между стоком и истоком:  $\Delta U_c(t) = u_c = -R_c i_c$ . Подставляя в (5.30a) вместо приращений  $\Delta I_c$ ,  $\Delta U_3$  и  $\Delta U_c$  переменные составляющие тока и напряжений  $i_c$ ,  $u_{вх}$  и  $u_c = -R_c i_c$ , получим

$$i_c = S u_{вх} - \frac{R_c}{R_i} i_c. \quad (5.30б)$$

Решая это уравнение относительно  $i_c$ , получим выражение

$$i_c = S u_{вх} \frac{R_i}{R_i + R_c}, \quad (5.30в)$$

которому соответствует схема замещения, приведенная на рис. 5.16. В этой схеме полевой транзистор замещен источником тока  $Su_{вх}$  и резистивным элементом с сопротивлением  $R_i$ . Схема получена без учета влияния звена автоматического смещения  $R_{и}-C_{и}$  и разделительных конденсаторов  $C$  и  $C_c$ .

Из анализа схемы замещения видно, что коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада с общим истоком

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{SU_{ВХ}}{U_{ВХ}} \frac{R_i R_c}{R_i + R_c} = S \frac{R_i R_c}{R_i + R_c}. \quad (5.31)$$

Входное сопротивление полевых транзисторов, т. е. сопротивление между затвором и истоком, имеет значение порядка  $10^8$  Ом,

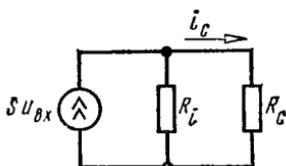


Рис. 5.16. Схема замещения усилительного каскада с общим истоком

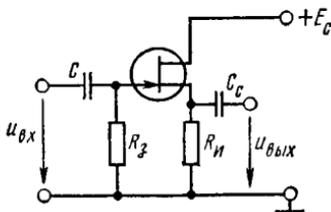


Рис. 5.17. Схема усилительного каскада с общим стоком

поэтому входное сопротивление рассматриваемого усилительного каскада определяется сопротивлением резистора  $R_3$ , который подключен параллельно входным зажимам полевого транзистора:

$$R_{вх} \approx R_3 = 10^5 \div 10^6 \text{ Ом.}$$

Выходное сопротивление современных полевых транзисторов, т. е. сопротивление между стоком и истоком, имеет значение порядка  $10^4$ — $10^5$  Ом, поэтому выходное сопротивление усилительного каскада на полевом транзисторе определяется сопротивлением резистора  $R_c$ :  $R_{вых} \approx R_c = 10^3 \div 10^{-4}$  Ом, т. е.  $R_{вых} \ll R_{вх}$ , 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 (рис. 5.17). 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  $C_c$ . Усилительный каскад на полевом транзисторе с общим стоком аналогичен по своим свойствам эмиттерному повторителю. Он обладает большим входным сопротивлением и коэффициентом усиления по току, малым выходным сопротивлением, его коэффициент передачи



где  $U_{км}$ ,  $I_{км}$  — соответственно амплитуды коллекторных напряжения и тока.

Потребляемая усилителем мощность частично преобразуется в выходную мощность, а частично переходит в теплоту, выделяемую

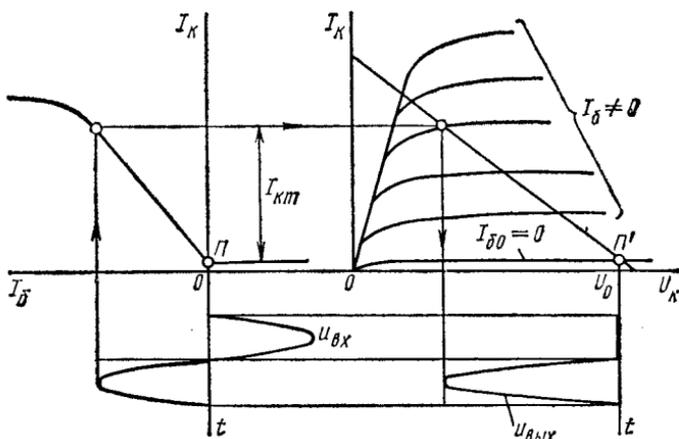


Рис. 5.19. Работа усилительного каскада в режиме В

в элементах усилительного каскада. Эта мощность равна произведению постоянных составляющих коллекторных напряжения и тока транзистора:

$$P_0 = U_0 I_0. \quad (5.32a)$$

Таким образом, к. п. д. усилительного каскада

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0} = 0,5 \frac{U_{км} I_{км}}{U_0 I_0}. \quad (5.33)$$

Как видно из рис. 5.18, амплитуды переменных составляющих коллекторных напряжения и тока в режиме А меньше соответствующих постоянных составляющих, т. е.  $U_{км} < U_0$  и  $I_{км} < I_0$ . Следовательно, к. п. д. усилительного каскада в режиме А всегда меньше 0,5, в действительности он редко превышает 0,35. Поэтому в усилителях мощности, для которых к. п. д. имеет существенное значение, режим А используют очень редко.

**Режим В.** Режим В характеризуется тем, что рабочую точку  $\Pi$  выбирают в начале переходной характеристики транзистора (рис. 5.19). Эта точка называется точкой отсечки. В режиме В 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. Поэтому режим В используют, как правило, только в двухтактных усилителях мощности.

Режим В характеризуется значительно более высоким к. п. д. усилителя по сравнению с режимом А, так как ток покоя в этом случае практически равен нулю, а постоянная составляющая тока при наличии входного напряжения имеет сравнительно небольшое значение. К. п. д. усилителя, работающего в режиме В, может достигать 80%.

Иногда используют режим работы усилительного каскада, промежуточный между режимами А и В. Его называют режимом АВ. Рабочая точка покоя при этом должна находиться в интервале

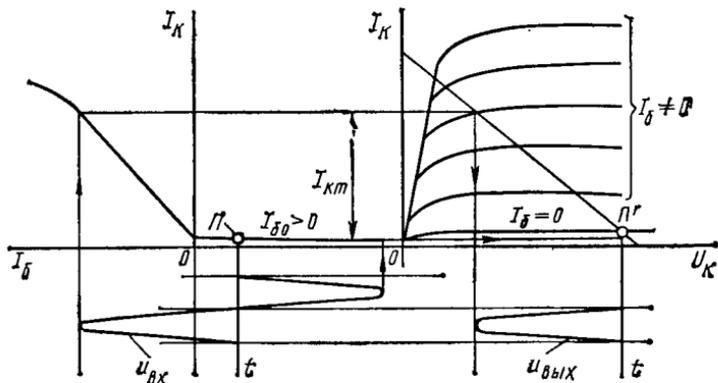
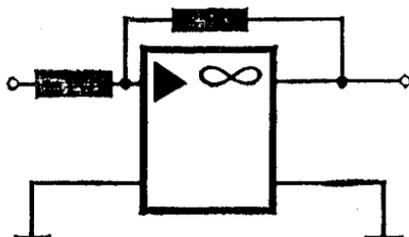


Рис. 5.20. Работа усилительного каскада в режиме С

между положениями рабочей точки в режимах А и В. В этом случае к. п. д. усилителя больше, чем в режиме А, а нелинейные искажения меньше, чем в режиме В.

**Режим С.** Режим С характеризуется тем, что рабочую точку  $P$  выбирают за точкой отсечки и ток в транзисторе возникает только в течение некоторой части положительного полупериода входного напряжения (рис. 5.20). Этот режим сопровождается большими искажениями усиливаемого напряжения, но к. п. д. устройства может быть очень высоким и приближаться к единице. Режим С применяют в избирательных усилителях и автогенераторах, которые благодаря наличию колебательных контуров или других частотно-зависимых устройств выделяют лишь основную гармонику из несинусоидального напряжения, возникающего вследствие больших нелинейных искажений.

# 6 глава



## УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ И МОЩНОСТИ

### § 6.1. Усилители напряжения с резистивно-емкостной связью

В гл. 5 были рассмотрены усилительные каскады с общим эмиттером и общим истоком, которые имеют коэффициент усиления по напряжению, как правило, равный нескольким десяткам. Однако для многих устройств промышленной электроники требуются усилители с более высокими коэффициентами усиления по напряжению. В этих случаях используют многокаскадные усилители, в том числе усилители с резистивно-емкостной связью. На рис. 6.1 приведена схема двухкаскадного усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью на биполярных транзисторах типа *n-p-n*. Усилитель состоит из двух усилительных каскадов с общим эмиттером, соединенных между собой через конденсатор связи  $C_{c1}$ , включенный между коллектором транзистора  $T_1$  и базой транзистора  $T_2$ . Конденсатор  $C_{c1}$  не пропускает постоянную составляющую коллекторного напряжения транзистора  $T_1$  в базовую цепь транзистора  $T_2$ . Конденсатор связи  $C_{c2}$  не пропускает постоянную составляющую коллек-

§ 6.1. Усилители напряжения с резистивно-емкостной связью

§ 6.2. Обратные связи в усилителях

§ 6.3. Усилители постоянного тока

§ 6.4. Операционные усилители

§ 6.5. Избирательные усилители

§ 6.6. Усилители мощности

торного напряжения транзистора  $T_2$  на нагрузочное устройство усилителя, которое подключают к этому конденсатору.

В каждом усилительном каскаде применена эмиттерная температурная стабилизация, обеспечиваемая элементами  $R_9$  и  $C_9$ . На рис. 6.2 приведена схема замещения транзисторного двухкаскадного усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью без нагрузочного устройства, поэтому на схеме не показан конденсатор связи  $C_{c2}$ . Емкостный элемент  $C_0$  учитывает входную емкость  $C_{вх}$  второго каскада (5.8а) и емкость монтажа  $C_m$ :

$$C_0 = C_{вх2} + C_m = (1 + K_{U2}) C_{к2} + C_m, \quad (6.1)$$

где  $K_{U2}$  — коэффициент усиления по напряжению второго каскада;  $C_{к2}$  — емкость коллекторного перехода второго транзистора.

Для определения коэффициента усиления усилителя заменим усилительный каскад эквивалентным генератором (рис. 6.3) с э. д. с., равной выходному напряжению ненагруженного усилительного каскада  $U_{вых, х} = K_{Ux} U_{вх}$ , и внутренним сопротивлением,

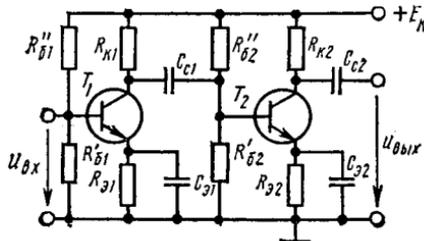


Рис. 6.1. Схема двухкаскадного усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью на биполярных транзисторах

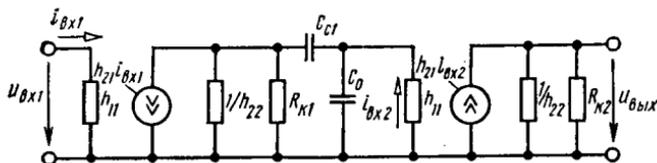


Рис. 6.2. Схема замещения транзисторного двухкаскадного усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью

равным выходному сопротивлению усилительного каскада с общим эмиттером, т. е.  $R_{вн} = R_{вых}$ .

Как было показано в § 5.2, коэффициент усиления по напряжению ненагруженного усилительного каскада с общим эмиттером

$$K_{Ux} = \frac{h_{21} R_k}{h_{11} (1 + h_{22} R_k)}$$

На эквивалентной схеме усилительного каскада (рис. 6.3)  $R_{вх}$  представляет собой входное сопротивление следующего каскада.

Как видно из рис. 6.3, выходное напряжение

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{K_{Ux} \dot{U}_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ВХ}} \cdot 1 / (j\omega C_0)}{R_{\text{ВХ}} + 1 / (j\omega C_0)}}{R_{\text{ВН}} + \frac{1}{j\omega C_c} + \frac{R_{\text{ВХ}} \cdot 1 / (j\omega C_0)}{R_{\text{ВХ}} + 1 / (j\omega C_0)}} = \frac{K_{Ux} \dot{U}_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ВХ}}}{1 + j\omega C_0 R_{\text{ВХ}}}}{R_{\text{ВН}} + \frac{1}{j\omega C_c} + \frac{R_{\text{ВХ}}}{1 + j\omega C_0 R_{\text{ВХ}}}} \quad (6.2)$$

или после несложных преобразований

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{K_{Ux} \dot{U}_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВН}} + j\omega C_0 R_{\text{ВХ}} R_{\text{ВН}} + 1 / (j\omega C_c) + C_0 R_{\text{ВХ}} / C_c + R_{\text{ВХ}}} \quad (6.2a)$$

Так как в усилителях емкость  $C_0$  во много раз меньше емкости  $C_c$ , то в формуле

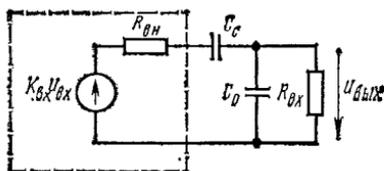


Рис. 6.3. Эквивалентная схема усилительного каскада с резистивно-емкостной связью

(6.2a) членом  $C_0 R_{\text{ВХ}} / C_c$  по сравнению с  $R_{\text{ВХ}}$  можно пренебречь. С учетом этого выходное напряжение

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{K_{Ux} \dot{U}_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВН}}}}{1 + j\omega C_0 \frac{R_{\text{ВХ}} R_{\text{ВН}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВН}}} + \frac{1}{j\omega C_c (R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВН}})}} \quad (6.2б)$$

Учитывая, что  $R_{\text{ВН}} = R_{\text{ВЫХ}}$ , выражение для коэффициента усиления по напряжению каскада усилителя с резистивно-емкостной связью можно записать в виде

$$K_U = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{Ux} \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}}}{1 + j \left( \omega \tau_{\text{В}} - \frac{1}{\omega \tau_{\text{Н}}} \right)}, \quad (6.3)$$

где  $\tau_{\text{В}} = C_0 \frac{R_{\text{ВХ}} R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}}$ ,  $\tau_{\text{Н}} = C_c (R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}})$  — соответственно постоянные времена усилительного каскада на верхних и нижних частотах.

Из выражения (6.3) нетрудно получить модуль коэффициента усиления по напряжению усилительного каскада

$$K_U = \frac{K_{Ux} \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{ВЫХ}}}}{\sqrt{1 + \left( \omega \tau_{\text{В}} - \frac{1}{\omega \tau_{\text{Н}}} \right)^2}} \quad (6.4)$$

и аргумент, представляющий собой угол сдвига фаз между выходным и входным напряжениями:

$$\varphi = \text{arctg} \left( \frac{1}{\omega \tau_{\text{Н}}} - \omega \tau_{\text{В}} \right). \quad (6.5)$$

Из полученных выражений видно, что коэффициент усиления каскада зависит от частоты. Наибольшие значения коэффициент усиления имеет в области средних частот, для которой  $[\omega\tau_B - 1/(\omega\tau_H)] \ll 1$ . В этой области частот емкости  $C_0$  и  $C_c$ , входящие в выражения для постоянных времени  $\tau_B$  и  $\tau_H$ , не оказывают влияния на коэффициент усиления. Максимальное значение  $K_0 = K_{U \times} \frac{R_{B \times}}{R_{B \times} + R_{В \times}}$  коэффициент усиления имеет на частоте

$$\omega_0 = 1/\sqrt{\tau_B \tau_H}, \quad (6.6)$$

которая называется *квазирезонансной частотой* усилителя.

В области нижних частот  $1/(\omega_H \tau_H) \gg \omega_H \tau_B$ , поэтому для определения коэффициента усиления  $K_H$  можно воспользоваться формулой

$$K_H \approx \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_H \tau_H}\right)^2}}. \quad (6.4a)$$

Из этой формулы видно, что на коэффициент усиления сильное влияние оказывает емкость конденсатора связи  $C_c$ , входящая в выражение для постоянной времени  $\tau_H$ . С уменьшением частоты сопротивление конденсатора связи  $X_{C_c} = 1/(\omega C_c)$  возрастает, падение напряжения на нем увеличивается, выходное напряжение уменьшается, что приводит к снижению коэффициента усиления  $K_H$ .

В области верхних частот  $\omega_B \tau_B \gg 1/(\omega_B \tau_H)$  и коэффициент усиления

$$K_B \approx \frac{K_0}{\sqrt{1 + (\omega_B \tau_B)^2}}. \quad (6.4б)$$

Это означает, что на коэффициент усиления оказывает влияние емкость  $C_0$ , входящая в выражение для постоянной времени  $\tau_B$ . Сопротивление  $X_{C_0} = 1/(\omega C_0)$  емкостного элемента  $C_0$  на нижних частотах много больше  $R_{B \times}$ , поэтому оно не влияет на значение выходного напряжения. На верхних частотах сопротивление  $X_{C_0}$  становится соизмеримым с  $R_{B \times}$ . С ростом частоты сопротивление  $X_{C_0}$  уменьшается, шунтирует сопротивление  $R_{B \times}$ , поэтому выходное напряжение, а следовательно, и коэффициент усиления  $K_B$  снижаются. Конденсатор связи  $C_c$  на верхних частотах не оказывает влияния на коэффициент усиления, так как его сопротивление  $X_{C_c}$  мало.

Для оценки свойств усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью на разных частотах пользуются амплитудно-частотными  $K_U = f(\omega)$  и фазочастотными  $\varphi = f(\omega)$  характеристиками. Эти характеристики для усилителя с резистивно-емкостной связью приведены на рис. 6.4, а, б.

При очень низких частотах ( $\omega_n \rightarrow 0$ ) коэффициент усиления усилителя  $K_n \rightarrow 0$ , так как сопротивление конденсатора связи  $X_{C_c} = 1/(\omega_n C_c) \rightarrow \infty$ .

При очень высоких частотах ( $\omega_b \rightarrow \infty$ ) коэффициент усиления  $K_b \rightarrow 0$ , так как сопротивление емкостного элемента  $X_{C_0} = 1/(\omega_b C_0) \rightarrow 0$ .

Снижение коэффициента усиления в области нижних и верхних частот (рис. 6.4, а) называют *частотными искажениями*. Это название обусловлено тем, что при усилении несинусоидального напряжения отдельные составляющие его усиливаются по-разному из-за неравномерной частотной характеристики, вследствие чего форма кривой усиливаемого напряжения искажается.

Частотные искажения оценивают коэффициентами частотных искажений, которые равны:

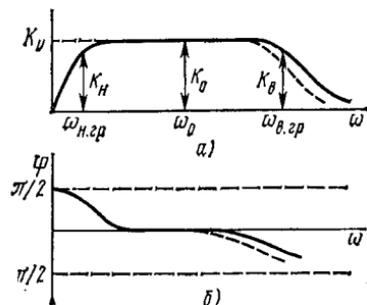
на нижних частотах

$$M_n = \frac{K_0}{K_n} = \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega_n \tau_n)^2}}, \quad (6.7)$$

на верхних частотах

$$M_b = \frac{K_0}{K_b} = \sqrt{1 + (\omega_b \tau_b)^2}. \quad (6.8)$$

Рис. 6.4. Амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью



Обычно для усилителей напряжения с резистивно-емкостной связью допустимый коэффициент частотных искажений лежит в пределах 1,05—1,4. Очень часто допустимое значение частотных искажений принимают равным  $\sqrt{2}$ . Это соответствует частотам, при которых  $1/(\omega_n \tau_n)$  и  $\omega_b \tau_b$  становятся равными единице. Частоты  $\omega_{н. гр}$  и  $\omega_{в. гр}$ , соответствующие допустимым значениям коэффициента частотных искажений, называют *нижней и верхней граничными частотами*, а диапазон частот, в котором коэффициенты частотных искажений не превышают допустимых значений, т. е.  $\Delta f = f_{в. гр} - f_{н. гр}$ , — *полосой пропускания* усилителя.

Фазочастотная характеристика усилителя (рис. 6.4, б) показывает, что в области нижних частот выходное напряжение опережает по фазе входное, а в области верхних частот отстает от него. В предельных случаях  $\omega \rightarrow 0$  и  $\omega \rightarrow \infty$  угол сдвига фаз стремится соответственно к  $\pi/2$  и  $-\pi/2$ .

Рассмотренные выражения справедливы при неизменных параметрах транзистора.

Однако коэффициент передачи тока  $\beta = h_{21}$  на высоких частотах уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз на некоторой предельной частоте  $f_\beta$ . Это не сказывается на частотных характеристиках усилителя, если в пределах полосы пропускания значение  $h_{21}$  остается постоян-

ным, т. е. если предельная частота  $f_{\beta}$  значительно больше верхней граничной частоты усилителя  $f_{в.гр}$ .

При соизмеримых значениях  $f_{\beta}$  и  $f_{в.гр}$  на высоких частотах увеличиваются спад коэффициента усиления и угол сдвига фаз между выходным и входным напряжениями (пунктирные кривые на рис. 6.4). Это необходимо учитывать при выборе типа транзистора и определении полосы пропускания. При  $f_{\beta} \ll f_{в.гр}$  полоса пропускания на высоких частотах ограничена предельной частотой  $f_{\beta}$  транзистора и не зависит от параметров элементов усилителя.

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$\underline{K} = \underline{K}_1 \underline{K}_2 \underline{K}_3 \dots = K_1 e^{j\varphi_1} K_2 e^{j\varphi_2} K_3 e^{j\varphi_3} \dots \quad (6.9)$$

Отсюда следует, что коэффициенты частотных искажений и углы сдвига фаз между выходным и входным напряжениями многокаскадного усилителя возрастают с увеличением числа каскадов:

$$M = M_1 M_2 M_3 \dots, \quad (6.10)$$

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \dots \quad (6.11)$$

Следовательно, полоса пропускания усилителя с увеличением количества каскадов уменьшается.

В последнее время многокаскадные усилители переменного напряжения с резистивно-емкостной связью часто выполняют на интегральных микросхемах. Для получения таких усилителей используют интегральные микросхемы серий К123, К140, К175, К224, К237, К272 и др. Так, например, интегральные микросхемы серии К123 позволяют создавать многокаскадные усилители низкой частоты с полосой пропускания 200 Гц — 100 кГц и коэффициентом усиления 30—500.

Следует иметь в виду, что в интегральных микросхемах отсутствуют конденсаторы связи, входные и выходные разделительные конденсаторы, так как конденсаторы большой емкости трудно выполнять в интегральном исполнении, поэтому помимо входных и выходных выводов, выводов для подключения источников питания микросхемы снабжают выводами для подключения конденсаторов связи. На рис. 6.5 показана схема усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью на интегральной микросхеме К224УП1. Усилитель содержит три транзистора и девять резисторов и представляет собой трехкаскадный усилитель на транзисторах типа  $n-p-n$ . Второй транзистор включен в усилительный каскад по схеме с общим коллектором, третий — с общим эмиттером, а первый

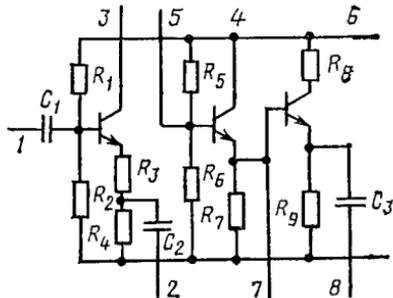


Рис. 6.5. Схема усилителя напряжения с резистивно-емкостной связью на интегральной микросхеме К224УП1

транзистор может быть включен по любой из этих схем. Рабочая точка в режиме покоя, т. е. токи  $I_{бп}$  и напряжения  $U_{бп}$ , обеспечиваются в первых двух каскадах делителями  $R_1R_2$  и  $R_5R_6$ , а в третьем каскаде — соотношением сопротивлений  $R_8$  и  $R_9$ .

Резисторы  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_7$  и  $R_9$  осуществляют температурную стабилизацию усилительных каскадов и создают отрицательную обратную связь, уменьшающую коэффициент усиления. Как видно из рис. 6.5, параллельно резисторам  $R_4$  и  $R_9$  могут быть включены конденсаторы, соответственно  $C_2$  и  $C_3$ , устраняющие отрицательную обратную связь.

Для связи первого и второго каскадов в рассматриваемом усилителе может быть использован разделительный конденсатор, включаемый между выводами 3 и 5 (рис. 6.5). При необходимости вместо трех можно применить два каскада, для чего предусмотрен вывод 7. Интегральная микросхема К224УП1 может обеспечивать значительное усиление напряжения в диапазоне частот 2—10 МГц.

## § 6.2. Обратные связи в усилителях

Обратной связью в усилителях называют подачу части (или всего) выходного сигнала усилителя на его вход.

На рис. 6.6 изображена структурная схема усилителя с обратной связью.

Обратные связи в усилителях обычно создают специально. Однако иногда они возникают самопроизвольно. Самопроизвольные обратные связи называют *паразитными*.

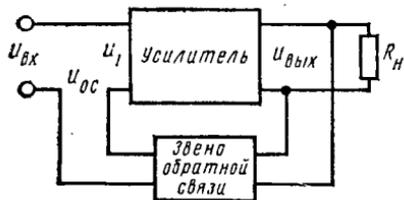


Рис. 6.6. Схема усилителя с обратной связью

Если при наличии обратной связи входное напряжение  $u_{вх}$  складывается с напряжением обратной связи  $u_{ос}$ , в результате чего на усилитель подается увеличенное напряжение  $u_1$ , то такую обратную связь называют *положительной*.

Если после введения обратной связи напряжения  $u_1$  на входе и  $u_{вых}$  на выходе усилителя уменьшаются, что вызывается вычитанием напряжения обратной связи из входного напряжения  $u_{вх}$ , то такую обратную связь называют *отрицательной*.

Все обратные связи делятся на обратные связи *по напряжению* и *по току*. В обратной связи по напряжению  $u_{ос} = \beta u_{вых}$ , где  $\beta$  — коэффициент передачи четырехполюсника обратной связи. В обратной связи по току  $u_{ос} = R_{ос} i_{вых}$ , где  $R_{ос}$  — взаимное сопротивление выходной цепи и цепи обратной связи. Кроме того, все обратные связи подразделяют на последовательные, при которых цепи обратной связи включают последовательно с входными цепями уси-

лителя, и параллельные, когда цепи обратной связи включают параллельно входным цепям усилителя.

Рассмотрим влияние отрицательной обратной связи по напряжению на коэффициент усиления усилителя. При отрицательной обратной связи по напряжению для входной цепи усилителя (рис. 6.6) можно составить уравнение

$$u_1 = u_{вх} - u_{ос}. \quad (6.12)$$

С учетом равенства  $u_{ос} = \beta u_{вых}$  выражение (6.12) можно переписать в виде

$$u_{вх} = u_{ос} + u_1 = u_1 + \beta u_{вых}. \quad (6.13)$$

Очевидно, для усилителя без обратной связи  $u_{вх} = u_1$ , поэтому коэффициент усиления усилителя без обратной связи

$$K = u_{вых}/u_1. \quad (6.14)$$

Учитывая (6.14), запишем выражение для коэффициента усиления усилителя с обратной связью:

$$K_{ос} = u_{вых}/u_{вх} = u_{вых}/(u_1 + \beta u_{вых}). \quad (6.15)$$

Разделив в последнем выражении числитель и знаменатель на  $u_1$ , получим

$$K_{ос} = K/(1 + \beta K). \quad (6.16)$$

Из этой формулы следует, что введение отрицательной обратной связи уменьшает коэффициент усиления усилителя в  $1 + \beta K$  раз.

Аналогично можно показать, что коэффициент усиления усилителя с положительной обратной связью

$$K_{ос} = K/(1 - \beta K). \quad (6.17)$$

Как видно из выражения (6.17), введение положительной обратной связи повышает коэффициент усиления усилителя. Однако положительная обратная связь в электронных усилителях практически не применяется, так как при этом, как будет показано далее, стабильность коэффициента усиления значительно ухудшается.

Несмотря на снижение коэффициента усиления, отрицательную обратную связь в усилителях применяют очень часто. В результате введения отрицательной обратной связи существенно улучшаются свойства усилителя:

- а) повышается стабильность коэффициента усиления усилителя при изменениях параметров транзисторов;
- б) снижается уровень нелинейных искажений;
- в) увеличивается входное и уменьшается выходное сопротивление усилителя, и т. д.

Для оценки стабильности коэффициента усиления усилителя с обратной связью следует определить его относительное изменение:

$$\delta K_{ос} = \Delta K_{ос}/K_{ос}.$$

Приращение  $\Delta K_{ос}$  для усилителя с отрицательной обратной связью

$$\Delta K_{ос} = \frac{dK_{ос}}{dK} \Delta K = \frac{d\left(\frac{K}{1 + \beta K}\right)}{dK} \Delta K = \frac{\Delta K}{(1 + \beta K)^2}. \quad (6.18)$$

Относительное изменение коэффициента усиления усилителя с отрицательной обратной связью

$$\delta K_{ос} = \frac{\Delta K_{ос}}{K_{ос}} = \frac{\Delta K/K}{1 + \beta K}. \quad (6.19)$$

Отсюда видно, что всякое изменение коэффициента усиления ослабляется действием отрицательной обратной связи в  $1-\beta K$  раз.

Отрицательная обратная связь ослабляет влияние всех изменений коэффициента усиления  $K$ , в том числе связанных с неравномерностью частотной характеристики. Поэтому в таком усилителе с обратной связью расширяют полосу пропускания как в сторону низких, так и в сторону высоких частот, уменьшают частотные искажения.

Если значение  $\beta K$  много больше единицы, что представляет собой глубокую отрицательную обратную связь, то

$$K_{oc} = K/(1 + \beta K) \approx 1/\beta. \quad (6.20)$$

Это выражение свидетельствует о том, что при глубокой отрицательной обратной связи коэффициент усиления усилителя  $K_{oc}$  не зависит от коэффициента усиления  $K$ , т. е. не зависит от причин, вызывающих изменение коэффициента усиления.

Аналогично можно показать, что в случае положительной обратной связи стабильность коэффициента усиления ухудшается:

$$\delta K_{oc} = \frac{\Delta K/K}{1 - \beta K}. \quad (6.21)$$

Отрицательная обратная связь уменьшает возникающие в усилителе нелинейные искажения. Это можно объяснить следующим образом. В усилителе без обратной связи при большом входном напряжении за счет нелинейных искажений в выходном напряжении помимо основной гармоники появляются высшие гармонические составляющие, наличие которых искажает форму выходного напряжения. При введении отрицательной обратной связи высшие гармонические составляющие через звено обратной связи подаются на вход усилителя и усиленными появляются на его выходе. Усиленные высшие гармоники вычитаются из выходного напряжения усилителя, так как благодаря действию отрицательной обратной связи они будут поступать в противофазе с высшими гармоническими составляющими, появляющимися вследствие нелинейных искажений усилителя. Таким образом, содержание гармоник при том же значении выходного напряжения уменьшится, а следовательно, искажения усиленного напряжения в усилителе с отрицательной обратной связью будут меньше.

Введение последовательной обратной связи по напряжению увеличивает входное сопротивление. Входное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью можно определить, если составить уравнение, исходя из выражения (6.13) и учитывая, что  $u_1 = R_{вх} i_{вх}$ , а  $u_{вх} = R_{вх. oc} i_{вх}$ . Принимая также во внимание, что  $u_{вых} = K u_1$ , уравнение (6.13) можно записать в виде

$$R_{вх. oc} i_{вх} = R_{вх} (1 + \beta K) i_{вх}, \quad (6.22)$$

где  $R_{вх. oc}$  — входное сопротивление усилителя с обратной связью;  $R_{вх}$  — входное сопротивление усилителя без обратной связи;  $i_{вх}$  — входной ток усилителя.

Таким образом, входное сопротивление усилителя за счет введения отрицательной обратной связи увеличивается в  $1 + \beta K$  раз:

$$R_{вх. oc} = R_{вх} (1 + \beta K). \quad (6.23)$$

Нетрудно получить выражение для выходного сопротивления усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению

$$R_{\text{вых. ос}} = R_{\text{вых}} / (1 + \beta K), \quad (6.24)$$

из которого видно, что введение отрицательной обратной связи уменьшает выходное сопротивление усилителя в  $1 + \beta K$  раз.

На рис. 6.7, а показана схема усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по току. Как видно,  $u_{\text{ос}} = R_{\text{ос}} i_{\text{вых}}$ . Такая обратная связь возникает только при наличии выходного тока, т. е. при работе усилителя на нагрузочное устройство.

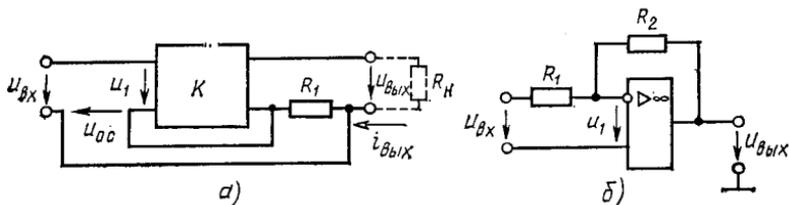


Рис. 6.7. Схема усилителя с отрицательной обратной связью: а — последовательной по току; б — параллельной по напряжению

Последовательная отрицательная связь по току увеличивает и входное и выходное сопротивления усилителя и не изменяет его коэффициента усиления по напряжению в режиме холостого хода  $K_{U_{\text{х}}}$ , но за счет увеличения выходного сопротивления уменьшает выходной ток.

На рис. 6.7, б приведена схема усилителя с параллельной обратной связью по напряжению. Для такого усилителя коэффициент передачи цепи обратной связи

$$\beta \approx R_1 / R_2, \quad (6.25)$$

входное сопротивление

$$R_{\text{вх. ос}} = (U_{\text{вх}} - U_1) / I_{\text{вх}} \approx u_{\text{вх}} / I_{\text{вх}} = R_1, \quad (6.26)$$

выходное сопротивление

$$R_{\text{вых. ос}} = R_{\text{вых}} / (1 + \beta K) \quad (6.27)$$

и при глубокой отрицательной обратной связи, когда

$$K_{\text{ос}} = \frac{R_2}{R_2 / K + R_1} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (6.28)$$

Вывод выражений (6.25) — (6.27) проводят так же, как для усилителя с последовательной обратной связью по напряжению.

До сих пор рассматривались обратные связи, создаваемые в усилителях специально. Ниже будут рассмотрены паразитные обратные связи, которые возникают в усилителе самопроизвольно и очень часто существенно ухудшают его работу.

Существует несколько видов паразитных обратных связей:

1) паразитная связь между каскадами через цепи питания;  
2) емкостная (электростатическая) связь, обусловленная паразитными емкостями между выходом и входом усилителя;

3) магнитная связь, появляющаяся при близком расположении входных и выходных трансформаторов усилителя.

Если в усилителе имеется слабая положительная обратная связь, то ухудшение его работы проявляется в увеличении частотных и нелинейных искажений. Когда же в усилителе появляется сильная паразитная положительная обратная связь ( $\beta K \approx 1$ ), он может самовозбудиться, так как в соответствии с (6.17) при  $\beta K = 1$   $1 - \beta K \rightarrow 0$  и  $K_{oc} \rightarrow \infty$ , т. е. в отсутствие входного напряжения, на выходе усилителя может появиться переменное выходное напряжение.

Наиболее серьезной паразитной обратной связью является связь между каскадами через цепи питания. Такая связь обычно имеется в многокаскадном усилителе, питающемся от одного источника питания. В этом случае токи всех каскадов усилителя замыкаются через источник питания. Мощные оконечные каскады создают на внутреннем сопротивлении источника питания заметное падение напряжения от переменной составляющей тока. Это переменное напряжение попадает в цепи питания первых каскадов усилителя, образуя нежелательные паразитные обратные связи. Для устранения такого вида обратных связей применяют развязывающие Г-образные RC-фильтры, как при сглаживании пульсаций напряжения в выпрямителе. Иногда первые каскады даже питают от отдельного выпрямителя.

Емкостные и индуктивные (магнитные) обратные связи возникают из-за нерационального монтажа, когда в многокаскадном усилителе выходные цепи усилителя расположены вблизи от его входных цепей, что приводит к возникновению заметной емкости и взаимной индуктивности между элементами входной и выходной цепей. Такие виды обратной связи устраняют в основном рациональным монтажом и экранированием первых каскадов усилителя. Для этого индуктивные катушки, трансформаторы, соединительные провода и входные цепи помещают в специальные экраны.

В заключение отметим, что устранять паразитные обратные связи довольно сложно, это требует большого практического опыта.

### § 6.3. Усилители постоянного тока

Часто при проведении измерений в электронных устройствах автоматики необходимо усиливать сигналы очень низких частот — порядка долей герц. Для этого требуются усилители, имеющие равномерную амплитудно-частотную характеристику до самых низких частот. Такие усилители называют усилителями постоянного тока (УПТ). В многокаскадных УПТ для связи между каскадами не могут быть использованы реактивные элементы связи (конденсаторы, трансформаторы), поэтому для этой цепи, как правило,

служат резисторы. На рис. 6.8 приведены для сравнения частотные характеристики УПТ (кривая 1) и усилителя с резистивно-емкостной связью (кривая 2). В области низких и средних частот амплитудно-частотная характеристика УПТ равномерна. В области высоких частот в УПТ фазовые сдвиги и частотные искажения появляются на частотах, на которых начинают сказываться паразитные емкости усилительных каскадов, так же как и в усилителях с резистивно-емкостной связью.

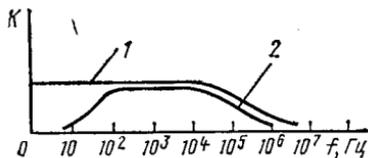


Рис. 6.8. Частотные характеристики УПТ

В усилителях постоянного тока возникают специфические трудности, связанные с отделением полезного сигнала от постоянных составляющих напряжения и тока, необходимых для работы транзисторов, используемых в усилителях.

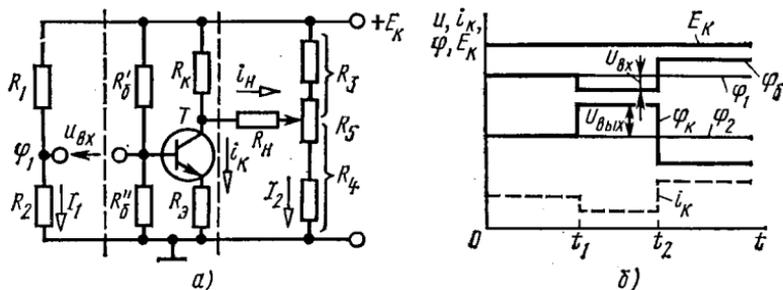


Рис. 6.9. Схема (а) и потенциальные диаграммы (б) УПТ с одним источником питания

Как и в усилителях с резистивно-емкостной связью между каскадами, характеристики усилителей постоянного тока должны отвечать ряду требований:

- 1) в отсутствие входного сигнала должен отсутствовать выходной сигнал;
- 2) при изменении знака входного сигнала должен изменять знак и выходной сигнал;
- 3) напряжение на нагрузочном устройстве должно быть пропорционально входному напряжению.

Второе и третье требования в УПТ, так же как и в других усилителях, выполняются при работе усилителя в режиме А. Для выполнения первого условия необходимо отделить полезный выходной сигнал от постоянных составляющих тока и напряжения транзистора.

В усилителях постоянного тока отделение постоянных составляющих напряжения, как правило, производится компенсационным методом. Такие усилители можно условно подразделять на усилители с одним и с двумя источниками питания.

**УПТ с одним источником питания.** Простейшие схемы УПТ с одним источником питания приведены на рис. 6.9, а, 6.10, а и 6.11, а. На рис. 6.9, б, 6.10, б и 6.11, б показаны временные диаграммы их работы. Простейший УПТ с одним источником питания (рис. 6.9, а) состоит из обычного усилительного каскада на

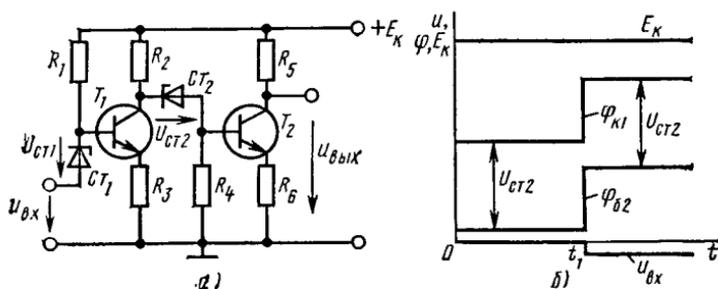


Рис. 6.10. Схема (а) и потенциальные диаграммы (б) УПТ с компенсирующим стабилизатором

биполярном транзисторе по схеме ОЭ с температурной стабилизацией (на рисунке он выделен штриховыми линиями). У этого усилительного каскада отсутствует конденсатор в цепи эмиттера, что приводит к снижению коэффициента усиления из-за возникновения отрицательной обратной связи, но обеспечивает большую полосу пропускания.

В отличие от усилителей с резистивно-емкостной связью в рассматриваемом УПТ (рис. 6.9, а) нагрузочный резистор включен между коллектором транзистора

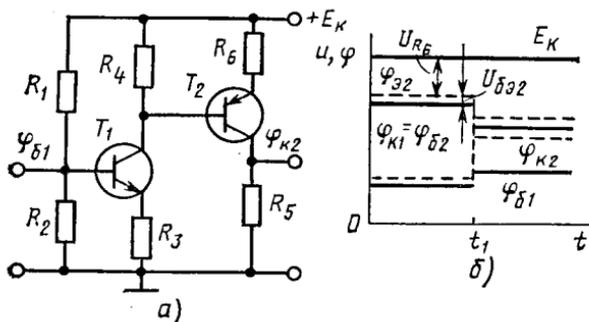


Рис. 6.11. Схема (а) и потенциальные диаграммы (б) УПТ на комплементарных транзисторах

и средней точкой делителя  $R_3R_4$ , а входное напряжение приложено между базой транзистора и средней точкой делителя  $R_1R_2$ . Потенциалы средних точек делителей таковы, что в отсутствие входного напряжения ( $u_{вх}=0$ )  $\varphi_6=\varphi_1$  и  $\varphi_к=\varphi_2$ , вследствие чего отсутствует как ток во входной цепи, так и ток в нагрузочном резисторе ( $i_n=0$ ). Для точной подстройки режима в выходной цепи имеется переменный резистор  $R_5$ .

При подаче входного сигнала появляется ток во входной цепи, изменяются базовый и коллекторный токи транзистора, что приводит к изменению напряжения на коллекторе транзистора и появлению тока  $i_n$ . Потенциальная диаграмма усилителя (рис. 6.9, б) показывает, что в отсутствие входного напряжения ( $0 \leq t < t_1$ ) выходное напряжение  $u_{вых}=0$ ; в интервале  $t_1 < t < t_2$  при  $u_{вх} < 0$  выходное напряжение  $u_{вых} > 0$ , а в интервале  $t > t_2$   $u_{вх} > 0$  и  $u_{вых} < 0$ .

В УПТ с одним источником питания и в усилителях, рассматриваемых ниже, вместо усилительного каскада с коллекторной нагрузкой может применяться эмиттерный повторитель или усилительный каскад на полевом транзисторе. Способ включения нагрузочного резистора и подачи входного напряжения при этом не изменится.

На рис. 6.10 приведены схема и потенциальная диаграмма УПТ, у которого во входной цепи и в цепи связи включены стабилитроны, на которых выделяется напряжение компенсации. Стабилитроны выбраны таким образом, что их напряжения стабилизации  $U_{ст}$  компенсируют постоянные напряжения в цепи базы и коллектора транзистора  $T_1$ .

Как видно из потенциальной диаграммы рис. 6.10, б, в отсутствие входного напряжения  $\varphi_{б1} \approx \varphi_{б2} \approx E_k/3$  и  $\varphi_{к1} \approx 2/3 E_k$ . Такой режим соответствует жесткой температурной стабилизации и выбору рабочих точек транзисторов в середине линейных участков характеристик.

При подаче отрицательного входного напряжения в момент времени  $t_1$  потенциал  $\varphi_{б1}$  транзистора  $T_1$  понижается, потенциал коллектора транзистора  $T_1$  повышается и на столько же повышается потенциал базы  $\varphi_{б2}$  транзистора  $T_2$ .

Соединение коллектора транзистора  $T_2$  с нагрузочным устройством на схеме не показано, оно может осуществляться так же, как в схеме рис. 6.9, а.

На рис. 6.11, а приведена схема двухкаскадного УПТ на транзисторах различных типов (транзистор типа  $n-p-n$  и транзистор типа  $p-n-n$ ). Входная цепь и схема соединения с нагрузочным устройством не показаны, они могут быть осуществлены по схеме рис. 6.9, а. Как видно из рис. 6.11, а, здесь произведено непосредственное соединение коллектора транзистора  $T_1$  типа  $n-p-n$  и базы транзистора  $T_2$  типа  $p-n-p$ . Это оказалось возможным благодаря применению во втором каскаде транзистора типа  $p-n-p$ , у которого эмиттер через резистор  $R_6$  подключен к источнику питания  $E_k$ . При этом падение напряжения на резисторе  $R_6$ , необходимое для жесткой температурной стабилизации, приблизительно равно  $E_k/3$ , что согласуется с падением напряжения на резисторе  $R_4$ , которое при выборе рабочей точки транзистора  $T_1$  в середине линейного участка переходной характеристики тоже приблизительно равно  $E_k/3$ .

Такую схему можно применять также для создания усилителей на полевых транзисторах с каналами  $n$ - и  $p$ -типов.

Распространенные схемы усилителей с одним источником питания обладают рядом недостатков. Во-первых, в них нагрузочные резисторы включаются между электродом транзистора и средней точкой делителя и не могут быть соединены с общей точкой усилителя (корпусом), имеющей нулевой потенциал. Такое соединение с общей точкой необходимо в сложных электронных устройствах со многими усилительными каскадами. Во-вторых, источник входного напряжения (рис. 6.9, а) тоже не соединен с общей точкой усилителя. Применение же стабилитронов (рис. 6.10, а) требует их подбора по напряжению и индивидуальной подстройки усилителей.

**УПТ с двумя источниками питания.** От указанных недостатков свободны усилители с двумя источниками питания. На рис. 6.12, а приведена схема такого однокаскадного усилителя. В нем применены два источника питания  $+E_1$  и  $-E_2$ , которые создают положительное и отрицательное напряжения относительно общей точки, имеющей нулевой потенциал (на схеме обозначена  $\perp$ ).

Усилитель рассчитывают таким образом, что в отсутствие входного сигнала ( $u_{вх}=0$ ) потенциал базы транзистора  $\varphi_б=0$  и потенциал эмиттера  $\varphi_э \approx -0,5$  В. Потенциалы других точек схемы (относительно общей точки) зависят от напряжений источников питания и показаны для  $E_1=20$  В и  $E_2=10$  В. К делителю  $R_3R_4$  в отсутствие входного сигнала приложено напряжение  $U_{R_3}+U_{R_4}=\varphi_к - (-E_2)=\varphi_к+E_2$ ; при этом потенциал средней точки делителя должен быть равен нулю, так как в этом режиме выходное

напряжение должно отсутствовать. Тогда падения напряжения на плечах делителя соответственно равны  $U_{R_3} = \varphi_K$  и  $U_{R_4} = E_2$ . Чтобы ток делителя не нарушал режима работы транзистора, его обычно выбирают значительно меньше тока коллектора:

$$I = (0,02 \div 0,1) I_K. \quad (6.29)$$

Сопротивления резисторов делителя могут быть определены из соотношений

$$R_3 = U_{R_3}/I, \quad (6.30)$$

$$R_4 = U_{R_4}/I. \quad (6.31)$$

При подаче входного напряжения  $u_{вх}$  (на диаграмме положительное) возрастает ток базы транзистора, что приводит к увеличению его коллекторного тока. При этом увеличивается падение напряжения на резисторе  $R_1$  и снижается потенциал коллектора

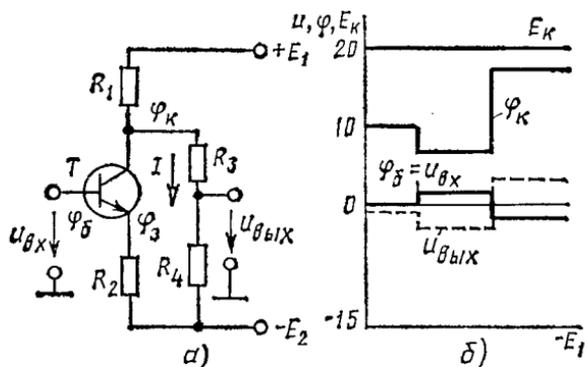


Рис. 6.12. Схема (а) и потенциальные диаграммы (б) УПТ с двумя источниками питания

$\varphi_K$ . Снижение потенциала «верхнего» вывода делителя  $R_3R_4$  приводит к снижению потенциала средней точки и появлению отрицательного выходного напряжения. Таким образом, делитель, включенный на выходе усилительного каскада, компенсирует постоянную составляющую коллекторного напряжения и передает с некоторым уменьшением усиленное напряжение с коллектора транзистора на выход усилителя.

Коэффициент усиления такого усилительного каскада при  $R_3 \gg R_1$  и  $R_4 \gg R_1$ , когда шунтирующее действие делителя можно не учитывать, определяется выражением

$$K = K_0 \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \quad (6.32)$$

где  $K_0$  — коэффициент усиления усилителя с коллекторной нагрузкой без делителя, а  $R_4/(R_3 + R_4)$  — множитель, учитывающий снижение коэффициента усиления за счет включения делителя.

Снижение коэффициента усиления незначительно лишь при  $R_4 \gg R_3$ , что обеспечивается при высоком напряжении источника питания  $E_2$ . На практике обычно  $E_2 = (0,5 \div 1)E_1$  и применение делителя снижает коэффициент усиления усилителя в 1,5—2 раза.

Рассмотренная схема допускает непосредственное соединение каскадов усилителей. При этом, так как входное и выходное напряжения имеют общую точку с нулевым потенциалом, выход первого



Рис. 6.13. Схема измерения дрейфа УПТ

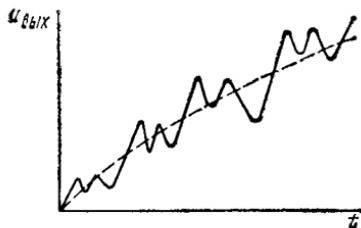


Рис. 6.14. Дрейф УПТ

каскада подключается непосредственно ко входу второго, выход второго каскада к третьему и т. д. до получения необходимого коэффициента усиления.

**Дрейф в УПТ.** Усилители постоянного тока имеют специфический недостаток, затрудняющий усиление очень малых постоянных напряжений и токов. В УПТ существует так называемый дрейф нуля, который определяет нижний предел усиливаемых напряжений. Дрейф нуля заключается в том, что с течением времени изменяются токи транзисторов и напряжения на их электродах. При этом нарушается компенсация постоянной составляющей напряжения и на выходе усилителя появляется напряжение в отсутствие входного сигнала. Поскольку УПТ должен усиливать напряжения вплоть до самых низких частот, всякое изменение постоянных составляющих напряжения  $U_{к0}$ ,  $U_{б0}$  из-за нестабильности источников питания, старения транзисторов, изменения температуры окружающей среды и т. д. принципиально не отличается от полезного сигнала.

Дрейф нуля УПТ легко можно наблюдать в следующем опыте. Вход усилителя постоянного тока замыкают накоротко (рис. 6.13), а на выходе включают милливольтметр. С течением времени в отсутствие входного напряжения из-за нестабильности величин  $U_{к0}$ ,  $U_{б0}$  и неточной их компенсации появляется выходное напряжение, примерная временная зависимость которого показана на рис. 6.14. Это напряжение, деленное на коэффициент усиления усилителя, называют дрейфом нуля, приведенным ко входу усилителя:

$$u_{др} = u_{вых} / K \quad (\text{при } u_{вх} = 0). \quad (6.33)$$

В дальнейшем под напряжением дрейфа будем понимать напряжение дрейфа, приведенное ко входу усилителя.

Усилитель постоянного тока может правильно воспроизводить на выходе только те сигналы, которые значительно превышают

напряжение дрейфа, т. е. при  $u_{вх} \gg u_{др}$ . Поэтому при проектировании чувствительного усилителя приходится принимать специальные меры к снижению дрейфа нуля.

Как видно из рис. 6.14, выходное напряжение состоит как бы из двух составляющих: монотонно изменяющегося напряжения (показано штриховой линией) и переменной составляющей. Первое называется медленным дрейфом и обусловлено в основном изменением характеристик транзисторов, второе называется быстрым дрейфом и определяется колебаниями напряжений источников питания, температуры окружающей среды и другими внешними факторами.

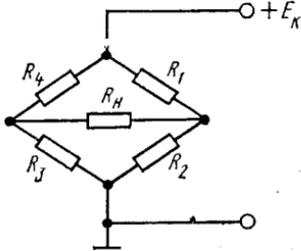


Рис. 6.15. Схема четырехплечего моста как элемента, не обладающего дрейфом

В транзисторных усилителях главной причиной дрейфа является температурная нестабильность транзисторов.

Для борьбы с дрейфом нуля принимают целый ряд мер:

- 1) стабилизацию напряжения источников питания, стабилизацию температурного режима и тренировку транзисторов;
- 2) использование дифференциальных (балансных) схем УПТ;
- 3) преобразование усиляемого напряжения.

Рассмотрим, как осуществляется и насколько позволяет снизить дрейф каждая из указанных мер.

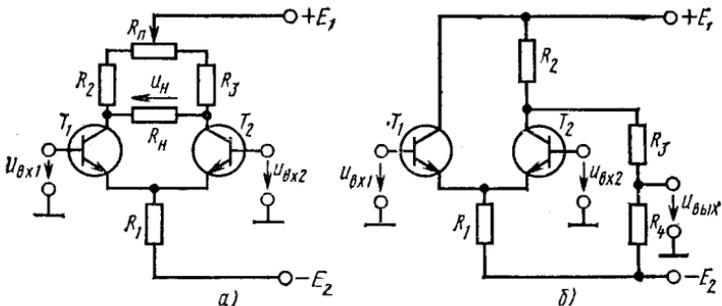


Рис. 6.16. Схемы симметричного (а) и несимметричного (б) дифференциальных усилительных каскадов

При стабилизации напряжения источников питания с точностью  $\pm 0,01\%$ , температурной стабилизации с точностью  $\pm 1^\circ\text{C}$  удается снизить дрейф усилителя до  $u_{др} = 5 \div 20$  мВ при работе в температурном диапазоне от  $-50$  до  $+50^\circ\text{C}$ .

**Дифференциальная УПТ.** Кроме стабилизации питающих напряжений для борьбы с дрейфом УПТ принимают специальные схемы усилителей, так называемые дифференциальные (балансные) УПТ. Они построены по принципу четырехплечего моста (рис. 6.15).

Действительно, если мост сбалансирован, т. е.

$$R_1/R_2 = R_4/R_3, \quad (6.34)$$

то при изменении  $E_K$  баланс не нарушается и в нагрузочном резисторе  $R_H$  ток равен нулю. С другой стороны, при пропорциональном изменении сопротивлений резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  или  $R_3$ ,  $R_4$  баланс моста тоже не нарушается. Если заменить резисторы  $R_2$ ,  $R_3$  транзисторами, то получим дифференциальную схему, очень часто применяемую в УПТ.

В дифференциальном усилителе (рис. 6.16, а) сопротивления резисторов  $R_2$ ,  $R_3$  в коллекторных цепях транзисторов выбирают равными, режимы обоих транзисторов устанавливают одинаковыми. В таких усилителях подбирают пары транзисторов со строго идентичными характеристиками.

На стабильность электрических режимов существенное влияние оказывает сопротивление резистора  $R_1$ , который стабилизирует ток транзисторов (рис. 6.16, а). Чтобы можно было использовать резистор с большим сопротивлением  $R_1$ , увеличивают напряжение источника питания  $E_K$  до значения  $E_2 \approx E_1$ , а в интегральных микросхемах часто вместо резистора  $R_1$  применяют стабилизатор постоянного тока, который выполняют на 2—4 транзисторах.

Переменный резистор  $R_H$  (рис. 6.16, а) служит для балансировки каскада или, как говорят, для установки нуля. Это необходимо в связи с тем, что не удастся подобрать два абсолютно идентичных транзистора и резисторы с равными сопротивлениями  $R_2$ ,  $R_3$ . При изменении положения движка потенциометра  $R_H$  изменяются сопротивления резисторов, включенных в коллекторные цепи транзисторов, и, следовательно, потенциалы на коллекторах. Перемещением движка потенциометра  $R_H$  добиваются нулевого тока в нагрузочном резисторе  $R_H$  в отсутствие входного сигнала.

При изменении э. д. с. источника коллекторного питания  $E_1$  или смещения  $E_2$  изменяются токи обоих транзисторов и потенциалы их коллекторов. Если транзисторы идентичны и сопротивления резисторов  $R_2$ ,  $R_3$  в точности равны, то тока в резисторе  $R_H$  за счет изменения э. д. с.  $E_1$ ,  $E_2$  не будет. Если транзисторы не совсем идентичны, то появится ток в нагрузочном резисторе, однако он будет значительно меньше, чем в обычном, небалансном УПТ.

Аналогично изменения характеристик транзисторов вследствие изменения температуры окружающей среды практически не будут вызывать тока в нагрузочном резисторе.

В то же время при подаче входного напряжения на базу транзистора  $T_1$  изменяется его коллекторный ток и напряжение на его коллекторе, что вызовет появление напряжения на нагрузочном резисторе  $R_H$ .

При тщательном подборе транзисторов и резисторов, при стабилизации напряжений источников питания дрейф удастся снизить до 1—20 мкВ/°С или при работе в температурном диапазоне от

—50 до +50°C составит 0,1—2 мВ, т. е. в сравнении с небалансным УПТ он может быть уменьшен в 20—100 раз.

Выражение для коэффициента усиления дифференциального каскада аналогично выражению для коэффициента усиления обычного однокаскадного усилителя с коллекторной нагрузкой

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_K}{1 + h_{22}R_K}, \quad (6.35)$$

так как напряжением обратной связи, возникающим на резисторе  $R_1$ , можно пренебречь. Это напряжение одновременно воздействует на эмиттеры транзисторов  $T_1, T_2$ , вызывая одинаковые изменения

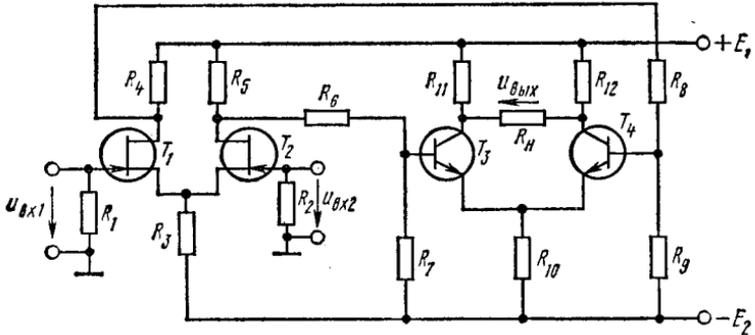


Рис. 6.17. Схема двухкаскадного УПТ с двумя дифференциальными каскадами

потенциалов их коллекторов. Таким образом, результирующее напряжение на выходе усилителя остается неизменным. Нетрудно видеть, что выходное напряжение в усилителе (рис. 6.16, а) совпадает по фазе с входным напряжением  $u_{\text{ВХ1}}$  (неинвертирующий вход) и противофазно напряжению  $u_{\text{ВХ2}}$  (инвертирующий вход). Тогда можно записать

$$u_{\text{ВЫХ}} = K (u_{\text{ВХ1}} - u_{\text{ВХ2}}). \quad (6.36)$$

Входное сопротивление усилителя по каждому из входов

$$R_{\text{ВХ}} = 2h_{11}, \quad (6.37)$$

выходное сопротивление

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{2R_K}{1 + h_{22}R_K}. \quad (6.38)$$

На рис. 6.16, б приведена схема несимметричного дифференциального усилителя, в котором коллекторный резистор включен только в коллекторную цепь транзистора  $T_2$ . Такой усилительный каскад обладает несколько большим дрейфом и применяется только в тех случаях, когда необходимо получить выходное напряжение относительно общего зажима. Для компенсации постоянной состав-

ляющей коллекторного напряжения в усилителе применен делитель  $R_3R_4$ .

По таким же схемам можно выполнять усилители на полевых транзисторах. Аналогичные балансные схемы могут быть построены на основе эмиттерных и истоковых повторителей.

На рис. 6.17 приведена схема двухкаскадного УПТ с двумя дифференциальными каскадами. Первый каскад выполнен на полевых транзисторах  $T_1, T_2$  по схеме со стоковой нагрузкой, второй — на биполярных транзисторах  $T_3, T_4$ . Соединение между каскадами осуществлено с помощью делителей  $R_6R_7$  и  $R_8R_9$ .

В многокаскадных усилителях для повышения коэффициента усиления первого каскада часто применяют составные транзисторы и специальные транзисторы, обладающие большим коэффициентом усиления  $h_{21} \approx 1000 \div 2000$  и работающие в режиме микротоков.

### § 6.4. Операционные усилители

На рис. 6.18 приведены схема (а) и условное обозначение (б) усилителя интегральной микросхемы К140УД8, который представляет собой так называемый операционный усилитель (ОУ).

Операционным усилителем называют дифференциальный усилитель постоянного тока с большим коэффициентом усиления, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схемах с отрицательной обратной связью.

Здесь первый каскад на полевых транзисторах  $T_1, T_{11}$  и  $T_2, T_9$  с каналом  $p$ -типа является симметричным дифференциальным каскадом с нагрузочными транзисторами  $T_3, T_{10}$ . Транзисторы  $T_4, T_8$  образуют стабилизатор тока в истоковой цепи первого каскада.

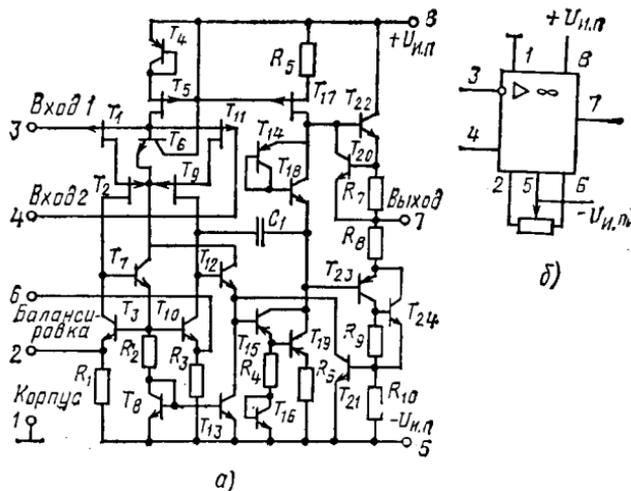


Рис. 6.18 Схема (а) и условное графическое обозначение (б) интегральной микросхемы К140УД8

Второй каскад — несимметричный дифференциальный каскад на двух эмиттерных повторителях — выполнен на транзисторах  $T_7$ ,  $T_{12}$ . Связь между первым и вторым каскадами непосредственная.

На составном транзисторе  $T_{15}$ ,  $T_{19}$  выполнен усилитель напряжения, нагрузкой которого служит полевой транзистор  $T_{17}$ . На выходе микросхем применен бестрансформаторный усилитель мощности на составных транзисторах  $T_{20}$ ,  $T_{22}$  и  $T_{23}$ ,  $T_{24}$ .

Микросхема К140УД8 имеет два входа (4 — неинвертирующий, 3 — инвертирующий) и один выход (вывод 7), общий вывод 1 и выводы подсоединения питающих напряжений: 8 — для  $+E_1$  и 5 — для  $-E_2$ . Выводы 2 и 6 используют для балансировки микросхемы с помощью переменного резистора сопротивлением 10 кОм.

Выходное напряжение микросхемы находится в фазе с напряжением на неинвертирующем входе 4 и в противофазе с напряжением на инвертирующем входе 3. Основные параметры микросхем К140УД8 приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1  
ПАРАМЕТРЫ МИКРОСХЕМ К140УД8

Наименование параметра	Значение параметра	
	К140УД8А	К140УД8В
Э. д. с. источников питания, В:		
$+E_1$	+15	+15
$-E_2$	-15	-15
Потребляемый ток $I_{пит}$ , мА	5	5
Коэффициент усиления в режиме холостого хода $KU_x$	50 000	20 000
Напряжение смещения $U_{вх. см}$ , мВ	$\pm 50$	$\pm 100$
Выходное сопротивление $R_{вых}$ , Ом	200	200
Входное сопротивление $R_{вх}$ , кОм	1000	100

Микросхемы серии К140 имеют круглый металлический корпус диаметром 8,5 мм, массу около 1,5 г.

**ПРЕДЕЛЬНЫЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ПАРАМЕТРЫ МИКРОСХЕМ К140УД8**

Диапазон рабочих температур, °С . . . . .	от -10 до +70
Относительная влажность при температуре 20°C, % . . . . .	до 98
Давление окружающего воздуха, Па . . . . .	$2,7 \cdot 10^4$ — $3 \cdot 10^5$
Вибрация в диапазоне частот 5—600 Гц с ускорением $g$ . . . . .	до 5
Многочастотные удары с ускорением $g$ . . . . .	до 15
Линейные ускорения $g$ . . . . .	до 25
Максимальное входное напряжение, В . . . . .	12
Максимальный выходной ток, мА . . . . .	10
Максимальный входной ток, мА . . . . .	10
Максимальное напряжение источника питания . . . . .	18
$E_{1,2max}$ , В . . . . .	18
Минимальное напряжение источника питания . . . . .	6
$E_{1,2min}$ , В . . . . .	6

Амплитудная характеристика операционного усилителя на микросхеме К140УД8 по неинвертирующему входу приведена на рис. 6.19, на котором видно смещение нуля  $U_{см} \approx 1$  мВ. Такое смещение характерно для УПТ на интегральных микросхемах и его следует принимать во внимание при их применении. Так, для микросхем К140УД8 напряжение смещения обычно не превышает 100 мВ, что при большом коэффициенте усиления микросхем может привести к появлению большого выходного напряжения.

Если ограничить выходное напряжение, вызванное смещением  $U_{вых} = \pm 1$  В, то коэффициент усиления усилителя на микросхеме должен быть снижен до 10, что легко может быть осуществлено применением отрицательной обратной связи по постоянному току. При больших значениях коэффициента усиления микросхемы необходимо балансировать вручную  $U_{см}$  с помощью балансировочного резистора.

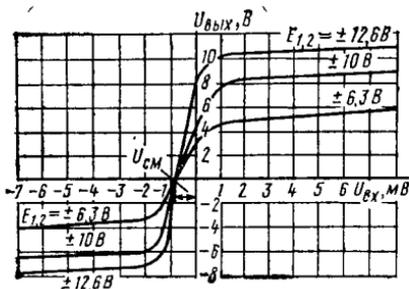


Рис. 6.19. Амплитудная характеристика ОУ на интегральной микросхеме К140УД8 по неинвертирующему входу

**УПТ с преобразованием напряжения.** Третий способ снижения дрейфа основан на двойном преобразовании усиливаемого напряжения. Структурная схема такого усилителя приведена на рис. 6.20.

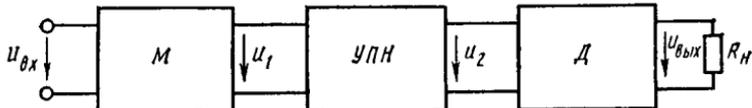


Рис. 6.20. Структурная схема УПТ с преобразованием спектра сигнала

В модуляторе  $M$  медленно изменяющееся входное напряжение  $u_{вх}$  преобразуется в переменное напряжение  $u_1$  обычно с частотой от 50 Гц до 20 МГц. Переменное напряжение  $u_1$  усиливается обычным усилителем переменного напряжения (УПН).

Напряжение  $u_2$  с выхода усилителя подается на демодулятор  $D$ , который преобразует его в напряжение  $u_{вых}$ , совпадающее по форме с напряжением  $u_{вх}$ . Так как усилитель переменного напряжения не имеет дрейфа, его дрейф определяется только дрейфом модулятора. Дрейф демодулятора можно не принимать во внимание, поскольку на его вход подается сравнительно большое напряжение, порядка нескольких вольт.

Из временных диаграмм напряжений  $u_{вх}$ ,  $u_1$ ,  $u_2$  и  $u_{вых}$  (рис. 6.21) ясно назначение модулятора и демодулятора.

Модулятор предназначен для преобразования медленно изменяющегося входного напряжения в переменное напряжение, амплитуда

которого пропорциональна входному напряжению, причем при изменении знака входного напряжения изменяется фаза переменного напряжения.

Существует много различных схем модуляторов. Наиболее распространенными из них являются:

- 1) модулятор с вибропреобразователем;
- 2) модулятор на транзисторах.

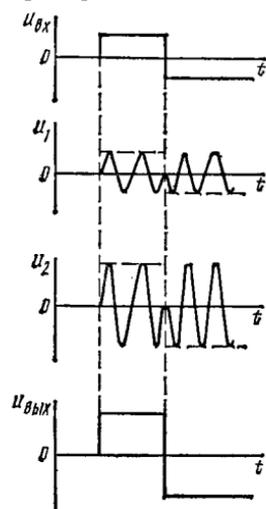


Рис. 6.21. Временные диаграммы УПТ с преобразованием спектра сигнала

Модулятор с вибропреобразователем представляет собой маломощный электромагнитный контактор, периодически (с частотой тока, питающего катушку электромагнита) подключающий входное напряжение то к верхней, то к нижней (по схеме) половине первичной обмотки трансформатора (рис. 6.22). При этом ток в первичной обмотке изменяет направление. Во вторичной обмотке трансформатора возникает переменное напряжение. Обычно применяется повышающий трансформатор с коэффициентом трансформации до 10, поэтому амплитуда напряжения  $u_1$  в несколько раз больше входного напряжения.

Достоинство вибропреобразователя — небольшой дрейф, который определяется в основном термо-Э. Д. С. контактной пары и может быть снижен до 0,01—0,1 мкВ/ч (0,1—0,5 мкВ/сут). Входное сопротивление равно 1—10 кОм.

Рассмотренный модулятор часто используют в усилителях автоматических мостов и потенциометров.

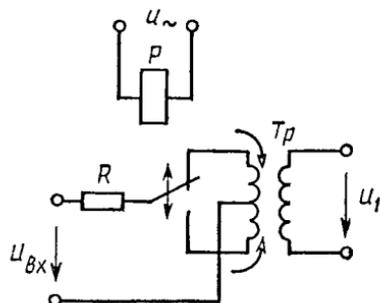


Рис. 6.22. Схема модулятора с вибропреобразователем

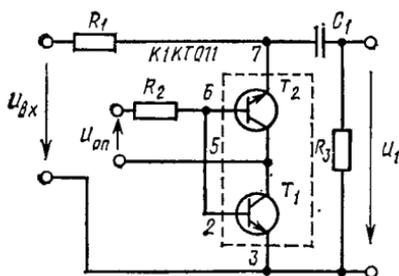


Рис. 6.23. Схема модулятора на микросхеме К1КТ011А

Схема модулятора на микросхеме К1КТ011А приведена на рис. 6.23.

Полупроводниковая интегральная микросхема К1КТ011А представляет собой транзисторный прерыватель, предназначенный для коммутации слабых электрических сигналов переменного и посто-

## ПАРАМЕТРЫ МИКРОСХЕМЫ К1КТ011А

Наименование параметра	Значение
Ток утечки между эмиттерами (выводы 3, 7) закрытого ключа $I_{ут}$ , нА, не более	40
Динамическое сопротивление открытого ключа $R_{откр}$ , Ом, не более	120
Остаточное напряжение между эмиттерами $U_{ост}$ , мкВ, не более	100
Максимально допустимый ток коллектора $I_{к макс}$ , мА	10
Максимально допустимое напряжение на коллекторных переходах $U_{кб макс}$ , В	3,5
Максимально допустимое напряжение на эмиттерных переходах $U_{эб макс}$ , В	6,5

янного токов. Она состоит из двух кремниевых транзисторов типа *n-p-n*, используемых в инверсном включении (эмиттер в качестве коллектора). Микросхема К1КТ011А включается в коммутируемую цепь параллельно выводами 3 и 7. Выводы 2 и 6 являются управляющими, вывод 5 общий. Электрические параметры микросхемы К1КТ011А приведены в табл. 6.2.

Управляющее опорное напряжение  $u_{оп}$  обычно в виде импульсов прямоугольной формы подается между общим выводом 5 и управляющими выводами 2 и 6. Когда на коллекторные переходы транзисторов подается прямое (открывающее переход) напряжение, ключ открыт и сопротивление между выводами 3 и 7 мало, когда же на коллекторные переходы подается обратное напряжение, ключ закрыт и сопротивление между выводами 3, 7 велико.

Временные диаграммы модулятора на микросхеме К1КТ011А приведены на рис. 6.24. На вход модулятора подается напряжение  $u_{вх}$  (рис. 6.24, а). При положительной полярности напряжения  $u_{оп}$  (рис. 6.24, б) микросхема закрыта (ее сопротивление велико) и напряжение  $u' = u_{вх}$ , при отрицательной полярности опорного напряжения — открыта (ее сопротивление мало) и  $u' = 0$ . Таким образом, на выводах 3, 7 микросхемы образуется последовательность модулированных импульсов напряжения (рис. 6.24, в) с огибающей, соответствующей входному напряжению. Конденсатор связи  $C_1$  не пропускает постоянную (и низкочастотную) составляющую

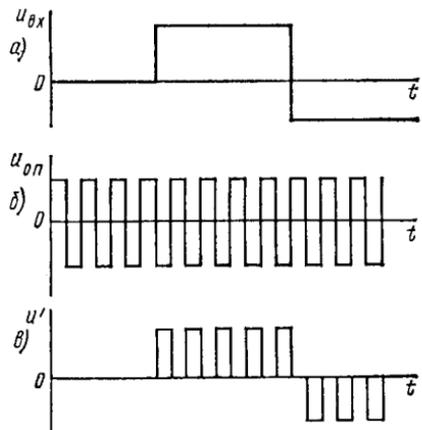


Рис. 6.24. Временные диаграммы модулятора на микросхеме К1КТ011

напряжения, и напряжение на выходе модулятора имеет симметричную форму.

Дрейф модулятора на микросхеме К1КТ011 не превышает 20—50 мкВ в диапазоне температур от  $-10$  до  $+70^{\circ}\text{C}$ .

В качестве демодуляторов обычно используют демодуляторы с вибропреобразователями или демодуляторы на транзисторах.

На рис. 6.25 приведена схема демодулятора на микросхеме К1КТ011. На вход демодулятора поступают переменное модулированное напряжение  $u_2$  (рис. 6.26, а) и опорное напряжение  $u_{оп}$  (рис. 6.26, б). На резисторе  $R_2$  напряжение состоит из однополярных импульсов (рис. 6.26, в), проходящих через открытую микросхему К1КТ011. Выходное напряжение после резистивно-емкостного фильтра  $R_{\phi}C_{\phi}$  соответствует по форме входному (рис. 6.26, з).

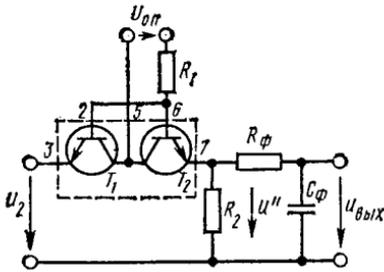


Рис. 6.25. Схема демодулятора на микросхеме К1КТ011

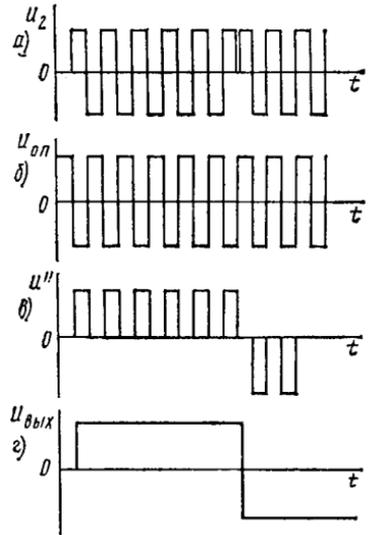


Рис. 6.26. Временные диаграммы демодулятора

Как отмечалось, дрейф усилителя с преобразованием напряжения целиком определяется дрейфом модулятора, который может быть значительно снижен. Это основное преимущество такого усилителя постоянного тока. Недостатком является плохая амплитудно-частотная характеристика в области высоких частот.

Модулятор, стоящий на входе усилителя, хорошо преобразует постоянные и медленно изменяющиеся напряжения. При увеличении частоты входного напряжения работа модулятора ухудшается. В то же время на выходе демодулятора, как указывалось ранее, применяется сглаживающий фильтр. При частоте сигнала, приближающейся к частоте опорного напряжения  $u_{оп}$ , фильтр не может отделить сигнал от опорного напряжения.

При частоте опорного напряжения  $f_{оп}=50$  Гц УПТ усиливает напряжение частотой от нуля до 3—10 Гц (рис. 6.26).

Для расширения диапазона частот применяются высокочастотные преобразователи, которые позволяют повысить частоту  $f_{в}$  до 0,5—10 МГц, однако это существенно ниже, чем могут обеспечить усилители без преобразования спектра сигнала.

Для дальнейшего расширения полосы усиливаемых частот применяют комбинированные усилители. Структурная схема комбинированного усилителя постоянного тока приведена на рис. 6.27.

Входное напряжение  $u_{вх}$  подается на два усилителя. Один из них — УПТ с преобразованием спектра сигнала, другой — УПТ с применением дифференциальных схем. Напряжения с выходов усилителей  $u_{вых1}$  и  $u_{вых2}$  подаются на специальный суммирующий усилитель СУ, например несимметричный дифференциальный усилитель, для которого выходное напряжение  $u_{вых} = u_{вых1} + u_{вых2}$ .

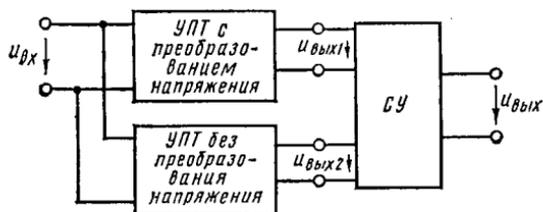


Рис. 6.27. Структурная схема комбинированного УПТ

Такой комбинированный усилитель имеет дрейф на уровне УПТ с преобразованием спектра сигнала, а амплитудно-частотную характеристику не хуже, чем усилитель без преобразования спектра сигнала. Некоторая неравномерность амплитудно-частотной характеристики в области средних частот легко выравнивается за счет отрицательной обратной связи. В настоящее время по такой схеме выпускается операционный усилитель К140УД13.

Операционные усилители являются основой большого класса усилителей со специальными частотными характеристиками. Это достигается применением различных цепей обратной связи.

В операционных усилителях обратная связь отрицательная, если она подается с выхода усилителя на инвертирующий вход. Действительно, при этом напряжение  $U_{ос}$ , находящееся в фазе с  $U_{вых}$ , будет в противофазе с входным напряжением на инвертирующем входе. И наоборот, обратная связь является положительной, если она подается на неинвертирующий вход. При последовательной обратной связи входной сигнал  $u_{вх}$  и сигнал обратной связи подаются на разные входы микросхемы, при параллельной — на один.

На рис. 6.28 приведены схемы реализации отрицательной обратной связи с использованием операционного усилителя. На рис. 6.28, а показана схема реализации последовательной отрицательной обратной связи по напряжению  $[\beta = R_2 / (R_1 + R_2)]$ . Отрицательный характер обратной связи достигается подачей напряжения  $u_{ос}$  на инвертирующий вход. Входное же напряжение  $u_{вх}$  подается на неинвертирующий вход, что обеспечивает последовательное включение этих напряжений.

На рис. 6.28, б приведена схема включения операционного усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по току, а на рис. 6.28, в — с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению. Усилитель с параллельной отрица-

тельной обратной связи по напряжению в зависимости от видов комплексных сопротивлений  $\underline{Z}_1$  и  $\underline{Z}_2$  может иметь различные частотные характеристики.

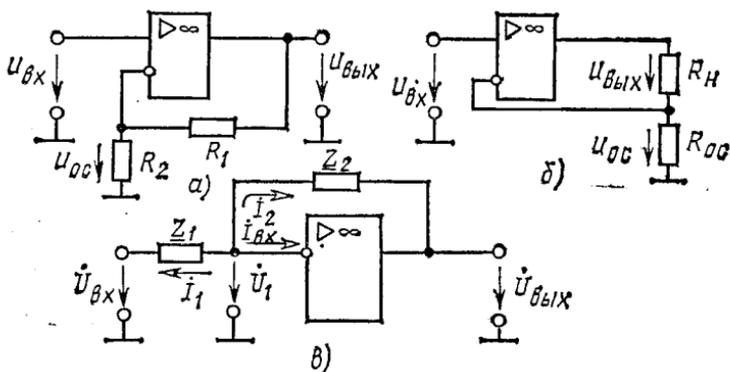


Рис. 6.28. Структурные схемы усилителей на операционном усилителе с отрицательной обратной связью: а — с последовательной обратной связью по напряжению; б — с последовательной обратной связью по току; в — с параллельной обратной связью по напряжению

Для рассматриваемого усилителя (рис. 6.28, в)

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = -K_U \dot{U}_1 \quad (6.39)$$

и для узла а можно записать уравнение на основании первого закона Кирхгофа:

$$\dot{i}_1 + \dot{i}_2 + \dot{i}_{\text{ВХ}} = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_{\text{ВХ}}}{\underline{Z}_1} + \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\underline{Z}_2} + \frac{\dot{U}_1}{\underline{Z}_{\text{ВХ}}} = 0. \quad (6.40)$$

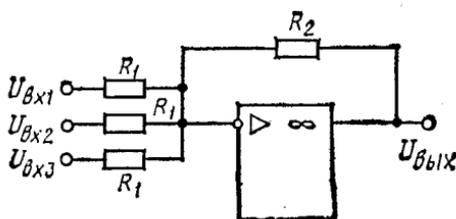


Рис. 6.29. Схема суммирующего усилителя

С учетом (6.39) его можно преобразовать к виду

$$\underline{K}_{\text{ос}} = -\frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{\underline{Z}_1 \left( \frac{1}{\underline{Z}_2} + \frac{2}{K_U \underline{Z}_1} + \frac{1}{K_U \underline{Z}_2} + \frac{1}{K_U \underline{Z}_{\text{ВХ}}} \right)}. \quad (6.41)$$

При выборе операционного усилителя с большим коэффициентом усиления ( $K \geq 10\,000$ ) все слагаемые вида  $1/(K_U \underline{Z}_i) \ll 1/\underline{Z}_2$

и тогда

$$\underline{K}_{oc} = \underline{Z}_2 / \underline{Z}_1. \quad (6.42)$$

При чисто активных сопротивлениях  $\underline{Z}_1 = R_1$  и  $\underline{Z}_2 = R_2$

$$\underline{K}_{oc} = K_{oc} = R_2 / R_1 = \text{const.} \quad (6.43)$$

Амплитудно-частотная характеристика такого усилителя равномерна во всем диапазоне частот, т. е.  $K_{oc}$  не зависит от частоты

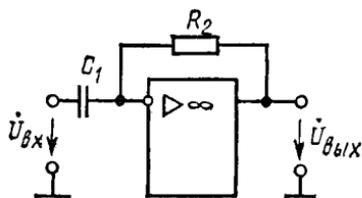


Рис. 6.30. Схема дифференцирующего усилителя

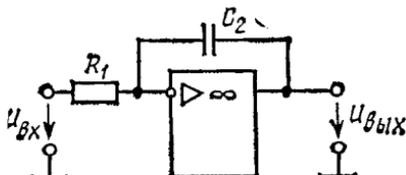


Рис. 6.31. Схема интегрирующего усилителя

и является строго постоянной величиной. Это так называемый масштабный усилитель.

Разновидностью масштабного усилителя является суммирующий усилитель (рис. 6.29), у которого

$$\dot{U}_{вых} = -(\dot{U}_{вх1} + \dot{U}_{вх2} + \dot{U}_{вх3}) R_2 / R_1. \quad (6.44)$$

При  $\underline{Z}_1 = 1/(j\omega C_1)$  и  $\underline{Z}_2 = R_2$  получаем дифференцирующий усилитель (рис. 6.30), у которого коэффициент усиления

$$\underline{K} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = \frac{R_2}{1/(j\omega C)} = j\omega R_2 C_1 = j\omega\tau. \quad (6.45)$$

При  $\underline{Z}_1 = R_1$  и  $\underline{Z}_2 = 1/(j\omega C_2)$  получаем интегрирующий усилитель, у которого коэффициент усиления

$$\underline{K} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = \frac{1/(j\omega C_2)}{R_1} = \frac{1}{j\omega R C_2} = \frac{1}{j\omega\tau}. \quad (6.46)$$

Схема интегрирующего усилителя приведена на рис. 6.31.

## § 6.5. Избирательные усилители

В рассмотренных усилителях обычно стремятся получить возможно более широкую полосу пропускания, так чтобы нижняя и верхняя граничные частоты находились в соотношении  $f_H \ll f_B$ .

Для усилителей с резистивно-емкостной связью отношение частот  $f_B/f_H = 10^5 \div 10^7$ , а для усилителей постоянного тока такое отношение вообще не имеет смысла, так как  $f_H = 0$ .

Эти усилители широко применяют в промышленной электронике, когда нужно усилить напряжения или токи, имеющие гармонические составляющие в широком диапазоне частот. Однако

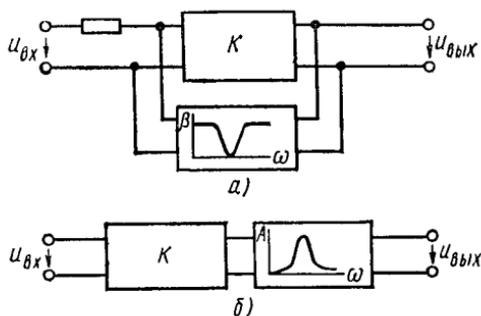


Рис. 6.32. Схемы избирательных усилителей с  $RC$ -фильтром в цепи обратной связи (а) и с каскадным  $LC$ -фильтром (б)

на практике часто необходимо осуществлять избирательное усиление, выделяя один «полезный» сигнал из целого ряда входных сигналов и одновременно ослабляя все остальные — «мешающие» сигналы. Выделение полезного сигнала происходит во всех многоканальных системах связи, в том числе при приеме радиотелевизионных программ, во многих системах автоматического контроля и управления. Подобное избирательное усиление осуществляется специальными избирательными, узкополосными усилителями, у которых отношение частот  $f_{в}/f_{н}=1,001 \div 1,1$ .

Резкая зависимость коэффициента усиления избирательного усилителя от частоты достигается, как правило, включением специальных фильтров в цепь усилителя или в цепь обратной связи.

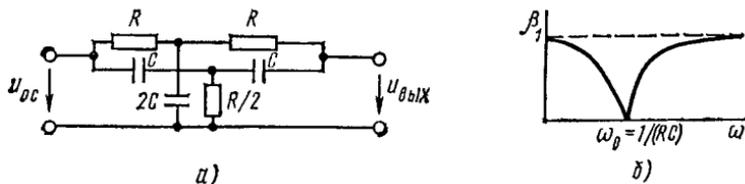


Рис. 6.33. Схема (а) и частотная характеристика (б) двойного Т-образного моста

Структурные схемы избирательных усилителей показаны на рис. 6.32. В качестве усилителя здесь используется любой широкополосный УПТ или усилитель с резистивно-емкостной связью. Частотно-зависимый четырехполюсник (полосовой фильтр) может включаться в цепь обратной связи (рис. 6.32, а). Такой фильтр обычно представляет собой цепь, состоящую только из резисторов и конденсаторов, т. е. так называемую  $RC$ -цепь.

При каскадном включении фильтра (рис. 6.32, б) обычно применяют фильтры, построенные на реактивных элементах: дросселях  $L$  и конденсаторах  $C$ . Данные фильтры называют  $LC$ -фильтрами. Простейшим из них является обычный резонансный контур.

**Избирательные усилители с  $RC$ -фильтрами в цепях обратной связи.** В качестве  $RC$ -фильтров в избирательных усилителях могут

использоваться различные  $RC$ -цепи, у которых коэффициент передачи  $\beta$  снижается до значения  $\beta \approx 0$  в интервале частот от  $f_H$  до  $f_B$ . Широкое применение в этих усилителях нашел двойной Т-образный мост, схема которого приведена на рис. 6.33, а.

Можно показать, что коэффициент передачи двойного Т-образного моста  $\beta = \dot{U}_{oc} / \dot{U}_{вых}$  резко зависит от частоты. При  $\omega \rightarrow 0$   $\beta \rightarrow 1$ , так как на очень низких частотах сопротивления конденсаторов становятся большими и все напряжение  $U_{вых}$  через «верхний» одинарный Т-образный мост ( $R, 2C, R$ ) передается на вход

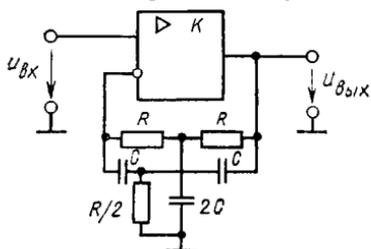


Рис. 6.34. Схема избирательно-го усилителя с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи

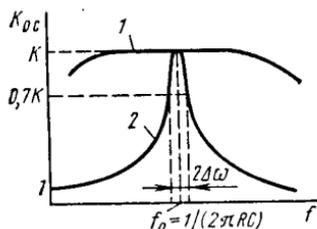


Рис. 6.35. Амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом в цепи обратной связи

усилителя в виде напряжения обратной связи  $\dot{U}_{oc}$ . На очень высоких частотах при  $\omega \rightarrow \infty$   $\beta \rightarrow 1$  вследствие того, что сопротивления конденсаторов становятся малыми и все напряжение через «нижний» одинарный Т-образный мост ( $C, R/2, C$ ) передается на вход усилителя.

На квазирезонансной частоте  $\omega_0 = 1/(RC)$  общий коэффициент передачи  $\beta = 0$ , поскольку на этой частоте каждый из одинарных Т-образных мостов, из которых состоит двойной Т-образный мост, имеет равные по модулю и противоположные по фазе коэффициенты передачи и их выходные токи взаимно компенсируются, так что  $U_{oc} = 0$ . Частотная зависимость коэффициента передачи двойного Т-образного моста приведена на рис. 6.33, б.

Коэффициент усиления избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи (рис. 6.34) выражается, как и в общем случае (см. § 6.2), через параметры усилителя и цепи обратной связи:

$$K_{oc} = \left| \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} \right| = \left| \frac{K}{1 + \underline{\beta} K} \right|, \quad (6.47)$$

где  $\underline{\beta}$  — комплексный коэффициент передачи цепи обратной связи.

Анализируя это выражение, можно установить, что на частотах  $\omega = 0$  и  $\omega = \infty$

$$K_{oc} = \left| \frac{K}{1 + \underline{\beta} K} \right| \approx 1,$$

а на квазирезонансной частоте при  $\beta=0$

$$K_{oc} = K \gg 1.$$

Амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом в цепи обратной связи показана на рис. 6.35 (1 — мост отключен, 2 — мост подключен). Она построена на основании уравнения (6.47) с учетом зависимости коэффициента передачи  $\beta$  от частоты.

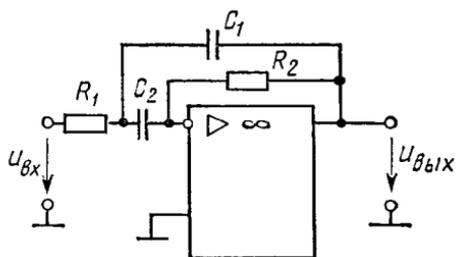


Рис. 6.36. Схема избирательного усилителя с интегродифференцирующей обратной связью

Избирательные усилители с двойным Т-образным мостом в цепи обратной связи хорошо работают на квазирезонансных частотах от единиц герц до нескольких мегагерц. Их избирательные свойства зависят от коэффициента усиления  $K$ : чем больше этот коэффициент, тем лучше усиливается полезный сигнал по сравнению с очень низкими и очень высокими частотами. Такие избирательные усилители легко могут быть выполнены с полосой пропускания

$$(f_{в} - f_{н})/f_0 = 2\Delta f/f_0 = 0,1 \div 0,005.$$

Для расширения полосы пропускания избирательного усилителя в случае применения интегральных микросхем с большим

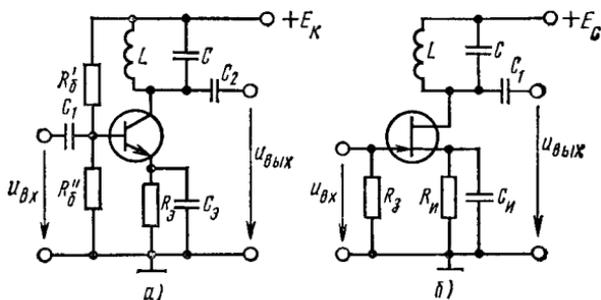


Рис. 6.37. Схемы однокаскадных избирательных усилителей с параллельным резонансным контуром:

а — на биполярном транзисторе; б — на полевом транзисторе

коэффициентом усиления  $K_U$  последний можно снизить до необходимого значения  $K$  с помощью частотно-независимой стабилизирующей обратной связи (на рис. 6.34 не показана).

На рис. 6.36 приведена схема избирательного усилителя с интегродифференцирующей обратной связью ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ). Такой усилитель имеет частоту квазирезонанса  $\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$ ,

на которой значение коэффициента усиления максимально:

$$K_{oc} = K_0 = R_2 C_1 / (R_1 C_2), \quad (6.48)$$

а полоса пропускания

$$\frac{f_{в} - f_{н}}{f_0} = \frac{2\Delta f}{f_0} = \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}}. \quad (6.49)$$

Как видно из выражений (6.48), (6.49), параметры избирательного усилителя не зависят в явном виде от коэффициента усиления  $K_U$  операционного усилителя на микросхеме. Важно только, что  $K_U \gg 1$ , обычно достаточно  $K_U > > 10\,000 \div 100\,000$ .

**Избирательные усилители с LC-фильтрами.** Для работы на высоких частотах  $f_0 > 1 \div 5$  МГц избирательные усилители с RC-цепями непригодны из-за необходимости применять резисторы и конденсаторы с низким сопротивлением и малой емкостью. При этом резисторы начинают заметно нагружать усилитель (потреблять значительные токи), а емкости конденсаторов становятся соизмеримыми с паразитными емкостями монтажа, входной и выходной емкости усилителя, что ухудшает характеристики избирательного усилителя и снижает стабильность его работы. Поэтому на частотах  $f_0 > 1 \div 5$  МГц и до самых высоких частот, достигающих десятков мегагерц, применяют избирательные усилители с LC-фильтрами (резонансными контурами).

Схемы однокаскадных избирательных усилителей с параллельным резонансным контуром показаны на рис. 6.37. В усилителе на биполярном транзисторе (рис. 6.37, а) параллельный резонансный контур включен в коллекторную цепь транзистора вместо резистора  $R_K$ . Назначение остальных элементов усилителя рассмотрено в гл. 5 при анализе работы однокаскадного усилителя с общим эмиттером. Аналогична схема избирательного усилителя на полевом транзисторе (рис. 6.37, б).

Схема замещения резонансного усилителя на биполярном транзисторе показана на рис. 6.38. В ней резистивный элемент учитывает активное сопротивление индуктивной катушки, которое хотя и может быть достаточно малым, но играет принципиальную роль при выводе основных уравнений.

Комплексный коэффициент усиления резонансного усилителя легко может быть определен с помощью схемы замещения:

$$\underline{K}_U = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{Z}{1 + h_{22}Z}, \quad (6.50)$$

где  $Z$  — комплексное сопротивление резонансного контура.

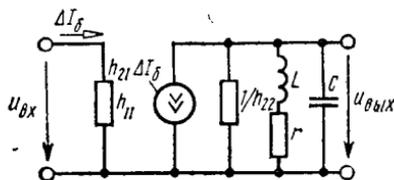


Рис. 6.38. Схема замещения резонансного усилителя на биполярном транзисторе

Для большинства транзисторов выходная проводимость мала:  $h_{22} = 10^{-6} \div 10^{-7}$  Ом, так что слагаемое  $|h_{22}Z| \ll 1$ , поэтому в формуле (6.50) им можно пренебречь. Тогда выражение для коэффициента усиления можно представить в виде

$$\underline{K}_U = \underline{Z}h_{21}/h_{11}, \quad (6.51)$$

или

$$K_U = |K_U| = Zh_{21}/h_{11}, \quad (6.52)$$

где  $Z$  — модуль комплексного сопротивления контура.

Из выражений (6.51), (6.52) видно, что зависимость коэффициента усиления резонансного усилителя от частоты совпадает с частотной зависимостью сопротивления резонансного контура, так как параметры  $h_{11}$  и  $h_{21}$ , применяемые в избирательных усилителях, всегда выбирают не зависящими от частоты вблизи резонансной частоты контура  $f_{рез} = \omega_{рез}/2\pi$ .

Рассмотрим зависимость сопротивления резонансного контура от частоты:

$$\underline{Z} = \frac{[1/(j\omega C)](j\omega L + r)}{1/(j\omega C) + j\omega L + r}. \quad (6.53)$$

Учитывая, что добротность используемых в резонансных усилителях катушек  $Q = \omega L/r \gg 1$ , т.е. их активное сопротивление много меньше индуктивного, величиной  $r$  в числителе можно пренебречь. Тогда выражение (6.53) примет вид

$$\underline{Z} = \frac{L/C}{r + j[\omega L - 1/(\omega C)]}. \quad (6.54)$$

Как видно из (6.54), сопротивление контура  $\underline{Z}$  зависит от частоты и достигает максимума на частоте резонанса

$$\omega_{рез} = 1/\sqrt{LC}, \quad (6.55)$$

на которой слагаемое  $\omega L - 1/(\omega C) = 0$ .

На резонансной частоте сопротивление контура становится чисто активным:

$$\underline{Z}_{рез} = R_{рез} = L/(Cr). \quad (6.56)$$

При анализе резонансных усилителей важную роль играет добротность контура

$$Q = \frac{\omega_{рез}L}{r} = \frac{1}{\omega_{рез}Cr}. \quad (6.57)$$

Резонансное сопротивление контура, выраженное через его добротность,

$$R_{рез} = \frac{L}{Cr} = \frac{\omega_{рез}L}{\omega_{рез}Cr} = \frac{Q}{\omega_{рез}C} = Q\omega_{рез}L = Q^2r. \quad (6.58)$$

Из равенств (6.52) и (6.54) легко может быть получено выражение для коэффициента усиления резонансного усилителя:

$$\underline{K} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{L/C}{r + j[\omega L - 1/(\omega C)]}. \quad (6.59)$$

Разделив числитель и знаменатель полученного выражения на  $r$ , получим соотношение

$$\underline{K} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{L/C}{1 + j\left(\frac{\omega L}{r} - \frac{1}{\omega Cr}\right)} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_{рез}}{1 + j\left(\frac{\omega L}{r} - \frac{1}{\omega Cr}\right)}, \quad (6.60)$$

которое с учетом (6.56) можно представить в виде

$$\underline{K} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_{рез}}{1 + jQ(\omega/\omega_{рез} - \omega_{рез}/\omega)} = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_{рез}}{1 + jQ(f/f_{рез} - f_{рез}/f)}. \quad (6.61)$$

Модуль коэффициента усиления

$$|K| = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_{рез}}{\sqrt{1 + Q^2 (f/f_{рез} - f_{рез}/f)^2}}. \quad (6.62)$$

Из полученных выражений видно, что максимум коэффициента усиления достигается на резонансной частоте, при этом коэффициент усиления становится чисто действительной величиной:

$$K = K_{рез} = R_{рез} h_{21}/h_{11}. \quad (6.63)$$

На рис. 6.39 приведены амплитудно-частотные характеристики резонансных усилителей при различной добротности резонансного контура

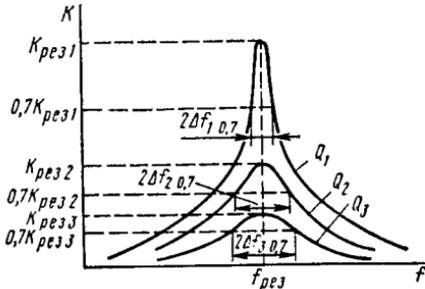


Рис. 6.39. Амплитудно-частотные характеристики резонансных усилителей при различной добротности резонансного контура

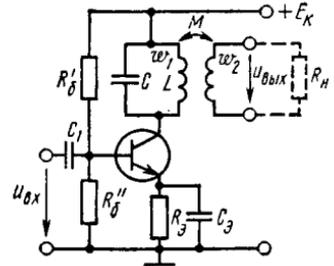


Рис. 6.40. Схема избирательного усилителя с трансформаторным подключением нагрузочного устройства.

контура. Как видно, при увеличении добротности контура возрастает коэффициент усиления усилителя на резонансной частоте и уменьшается его полоса пропускания. Действительно, при частоте сигнала  $f$ , близкой к резонансной частоте  $f_{рез}$ , так что  $\Delta f = |f - f_{рез}| \ll f_{рез}$ , отношение

$$\frac{f_{рез}}{f} = \frac{f_{рез}}{f_{рез} + \Delta f} \approx \frac{f_{рез} - \Delta f}{f_{рез}} = 1 - \frac{\Delta f}{f_{рез}}. \quad (6.64)$$

С учетом (6.64) выражение для коэффициента (6.62) приобретает вид

$$K = \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_{рез}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f Q}{f_{рез}}\right)^2}}. \quad (6.65)$$

Тогда граничные частоты, на которых коэффициент усиления снижается в  $\sqrt{2}$  раз (примерно до 0,7), определяются из условия

$$2\Delta f Q / f_{рез} = 1 \quad (6.66)$$

и полоса пропускания, соответствующая такому снижению коэффициента усиления,

$$2\Delta f = f_{рез} / Q. \quad (6.67)$$

Поэтому при проектировании усилителей с большой избирательностью необходимо применять контуры с высокой добротностью. На частотах от 50 кГц до 5 МГц легко могут быть выполнены контуры с добротностью  $Q=50\div 200$ , а в случае ферритовых сердечников — с добротностью до 500.

На частотах выше 5 МГц добротность резонансных контуров снижается вследствие значительного увеличения потерь в конденсаторах и потерь на вихревые токи в проводах катушек. На низких же частотах ( $f < 50$  кГц) не удается получить большое индуктивное сопротивление катушки при ее малом активном сопротивлении.

При работе на низкоомное нагрузочное устройство, для того чтобы не шунтировать резонансный контур, выходное напряжение можно снимать с дополнительной обмотки (рис. 6.40) или от части основной обмотки (так называемое трансформаторное и автотрансформаторное подключение нагрузочного устройства). Это позволяет получить приведенное к первичной обмотке сопротивление нагрузочного устройства  $R'_n = R_n(\omega_1/\omega_2)^2$ . Для получения большого приведенного сопротивления  $R'_n \gg R_n$  применяют понижающие трансформаторы с большим отношением  $\omega_1/\omega_2$ .

Для получения большого коэффициента усиления используют многокаскадные избирательные усилители, резонансные контуры в которых могут включаться в выходную цепь каскада (коллекторную, стоковую) или на входе каскада, или сразу на входе и выходе.

## § 6.6. Усилители мощности

Рассмотренные ранее усилители обеспечивают получение на выходе сигналов, мощность которых значительно превышает мощность входных сигналов. Однако для большинства из них основным показателем работы является коэффициент усиления по напряжению, а для эмиттерного и истокового повторителей — коэффициент усиления по току.

В промышленной электронике очень часто возникает необходимость получения в нагрузочном устройстве максимальной мощности усиленного сигнала. Усилительные каскады, обеспечивающие выполнение этого условия, называют *усилителями мощности*.

Нагрузочными устройствами усилителей мощности нередко являются обмотки электродвигателей, реле, громкоговорителей и другие элементы электрических цепей, имеющие сравнительно небольшие сопротивления (единицы и десятки ом). В этих устройствах требуется значительная мощность усиленного сигнала, достигающая в ряде случаев десятков и даже сотен ватт. Иногда выходная мощность может быть очень небольшой (десятки милливатт), но если усилитель должен обеспечить максимально возможное усиление мощности входного сигнала, то его также называют усилителем мощности. Таким образом, основным параметром, характеризующим работу усилителя мощности, является коэффициент усиления по мощности  $K_p$ .

Получение требуемой мощности в нагрузочном устройстве обеспечивается прежде всего выбором соответствующего транзистора. При выбранном транзисторе и заданном источнике усиливаемого сигнала получение максимальной мощности в нагрузочном устройстве возможно лишь тогда, когда его сопротивление равно выходному сопротивлению усилительного каскада, т. е. при равенстве сопротивлений генерирующего и приемного устройств.

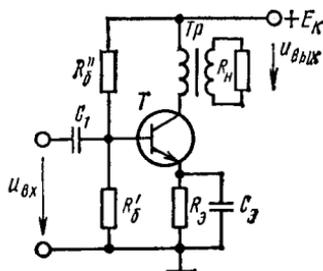


Рис. 6.41. Схема однотактного усилителя мощности

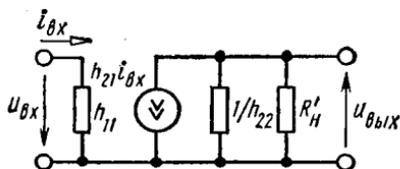


Рис. 6.42. Схема замещения однотактного усилителя мощности

Выходное сопротивление усилительных каскадов с общим эмиттером и общим истоком составляет обычно сотни ом и единицы килоом, а сопротивление нагрузочных устройств, как отмечалось, часто оказывается в несколько десятков раз меньше. Для согласования сопротивлений нагрузочного устройства с выходным сопротивлением усилителя мощности служат понижающие трансформаторы (рис. 6.41).

Схема замещения усилительного каскада с трансформатором, нагруженным на резистор  $R_n$ , изображена на рис. 6.42. На этой схеме трансформатор с нагрузочным резистором  $R_n$  представлен резистивным элементом с сопротивлением  $R'_n$ , равным приведенному к первичной обмотке трансформатора сопротивлению нагрузочного резистора:

$$R'_n = (\omega_1/\omega_2)^2 R_n, \quad (6.68)$$

где  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Таким образом, при определенном коэффициенте трансформации трансформатора  $n = \omega_1/\omega_2$  можно добиться равенства  $R_{\text{вых}} = R'_n$ , т. е. выполнения условия получения максимальной мощности в нагрузочном устройстве. Из (6.68) видно, что это условие будет выполняться при

$$n = \omega_1/\omega_2 = \sqrt{R_{\text{вых}}/R_n}. \quad (6.69)$$

Для усилителей мощности важное практическое значение имеет коэффициент полезного действия, который существенно зависит от



симально возможной мощности в нагрузочном устройстве (максимум площади треугольника  $MQN$ ).

Выбрав положение линии нагрузки, можно построить переходную характеристику  $M'N'$  (рис. 6.43), выбрать рабочую точку (например, точку  $\Pi$  при работе в режиме А, так чтобы  $M'\Pi' = \Pi'N'$ ), определить приведенное сопротивление нагрузочного резистора

$$R'_n = U_{км}/I_{км} \quad (6.70)$$

и затем оценить возможность включения его непосредственно в цепь транзистора или в соответствии с формулой (6.69) рассчитать коэффициент трансформации выходного трансформатора.

С учетом формул (6.68) — (6.70) и рис. 6.43 нетрудно получить величины, характеризующие работу усилителя мощности. Коэффициент усиления по току определяют непосредственно по переходной характеристике:

$$K_I = I_{км}/I_{6m} \quad (6.71)$$

Для определения коэффициента усиления по мощности находят мощность цепи базы:

$$P_6 = 0,5U_{6m}I_{6m}, \quad (6.72)$$

причем  $U_{6m}$  находят по входной характеристике транзистора.

Тогда коэффициент усиления по мощности

$$K_P = P_k/P_6, \quad (6.73)$$

где  $P_k = 0,5U_{км}I_{км}$ .

Если в результате расчета окажется, что получаемая в нагрузочном резисторе мощность меньше требуемой, то необходимо использовать более мощный транзистор.

Наибольшее распространение получили одноктактный и двухтактный усилители мощности, а также бестрансформаторный усилитель мощности. Усилители мощности, питаемые от источника переменного напряжения, собирают по аналогичным схемам, но они имеют некоторые особенности и поэтому будут рассмотрены отдельно.

**Одноктактные усилители мощности.** Одноктактный усилитель мощности (см. рис. 6.41) обычно работает в режиме А и используется для получения сравнительно небольших мощностей.

Рассмотрим назначение элементов этого усилителя. Трансформатор  $Tr$  согласует сопротивление резистора  $R_n$  с выходной цепью транзистора  $T$  для получения оптимального режима работы усилителя и формирует усиленный ток и напряжение.

Резисторы  $R'_6$ ,  $R''_6$  и  $R_3$  обеспечивают выбранный режим работы по постоянному току и заменяются иногда источником э. д. с. в мощных усилителях. Резисторы  $R'_6$  и  $R''_6$  фиксируют по постоянному току потенциал базы  $\varphi_6$ , а на резисторе  $R_3$  создается падение напряжения  $R_3I_0$ , определяющее напряжение смещения перехода эмиттер — база ( $U_{63} = \varphi_6 - R_3I_0$ ). Сочетание резисторов  $R'_6$ ,  $R''_6$  и

$R_3$  обеспечивает стабилизацию режима работы транзистора по постоянному току, что необходимо для стабилизации режима при изменении температуры и параметров источника питания. Основную роль при этом играет резистор  $R_3$ , на котором создается напряжение отрицательной обратной связи по постоянному току, стабилизирующее режим работы усилителя.

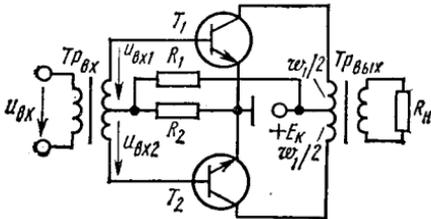


Рис. 6.44. Схема двухтактного усилителя мощности

Во избежание появления отрицательной обратной связи по переменному току, снижающей коэффициент усиления по мощности, параллельно резистору  $R_3$  включают конденсатор  $C_3$ , имеющий малое сопротивление по переменному току для минимальной частоты сигнала.

Конденсатор  $C_1$  отделяет по постоянному току источник сигнала и усилитель мощности. В отсутствие этого конденсатора режим работы транзистора может изменяться, так как часть тока базы будет попадать в цепь источника сигнала. По этой причине источник сигнала может быть перегружен постоянным током цепи базы. Емкость конденсатора должна быть такой, чтобы его сопротивление на самой низкой частоте сигнала было мало по сравнению с сопротивлением входной цепи и внутренним сопротивлением источника сигнала:

$$X_{C_1} = 1/(2\pi f_c) \ll R_6, \quad X_{C_1} \ll Z_{ист}, \quad (6.74)$$

где  $f_c$  — частота сигнала;  $Z_{ист}$  — полное сопротивление источника сигнала;  $R_6$  — сопротивление цепи базы:

$$R_6 = U_{6m}/I_{6m}. \quad (6.75)$$

**Двухтактные усилители мощности.** Двухтактный усилитель мощности (рис. 6.44) состоит из двух симметричных плеч. Транзисторы  $T_1$  и  $T_2$ , которые подбирают с максимально близкими характеристиками, работают в одинаковом режиме. Единственным отличием в работе плеч усилителя является противофазность токов и напряжений в цепях баз транзисторов и обусловленная этим противофазность переменных токов и напряжений в коллекторных цепях.

Назначение элементов двухтактного усилителя аналогично назначению соответствующих элементов одноконтного усилителя с учетом того, что они обслуживают два транзистора. Входной трансформатор  $Tr_{вх}$  обеспечивает получение двух одинаковых по модулю, но противофазных напряжений  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$ . Выходной трансформатор  $Tr_{вых}$  суммирует переменные выходные токи и напряжения транзисторов. Ко вторичной обмотке трансформатора  $Tr_{вых}$  подключен нагрузочный резистор  $R_н$ .

Рассмотрим работу двухтактного усилителя мощности в режиме А. В режиме покоя, т. е. при  $u_{вх} = 0$ , токи транзисторов одинаковые:  $I_{б1П} = I_{б2П}$ ,  $I_{к1П} = I_{к2П}$ ; они определяются заданным положением рабочей точки (ее обеспечивают сопротивления резисторов  $R_1$ ,  $R_2$ ).

Для простоты предположим, что на вход подано гармоническое напряжение. Тогда на базы транзисторов будут действовать напряжения (рис. 6.44)

$$\begin{aligned} u_{бэ1} &= U_{б1П} + U_{вх1м} \sin \omega t, \\ u_{бэ2} &= U_{б2П} - U_{вх2м} \sin \omega t, \end{aligned} \quad (6.76)$$

причем  $U_{вх1м} = U_{вх2м}$ .

В результате воздействия входных напряжений изменяются базовые и соответственно коллекторные токи транзисторов (рис. 6.44):

$$\begin{aligned} i_{к1} &= I_{к1П} + I_{к1м} \sin \omega t, \\ i_{к2} &= I_{к2П} - I_{к2м} \sin \omega t, \end{aligned} \quad (6.77)$$

причем  $I_{к1м} = I_{к2м}$ .

Коллекторные токи будут создавать суммарный магнитный поток, определяемый магнитодвижущей силой

$$F = 0,5\omega_1 i_{к1} - 0,5\omega_1 i_{к2}. \quad (6.78)$$

Подставив значения токов и учитывая, что их постоянные и переменные составляющие одинаковы, окончательно получим

$$F = \omega_1 I_{к1м} \sin \omega t. \quad (6.79)$$

Таким образом, как следует из последнего выражения, постоянное подмагничивание трансформатора отсутствует.

Особенно ощутимы преимущества двухтактных усилителей при использовании режима В. Работа этих усилителей в режиме В в целом подобна работе в режиме А, но каждый из транзисторов открыт и участвует в формировании выходного напряжения только в течение одного полупериода. Транзисторы работают как бы поочередно, образуя гармоническое выходное напряжение из двух полусинусоид.

Напряжение на нагрузочном резисторе  $R_{н}$  пропорционально магнитному потоку, определяемому магнитодвижущей силой  $F$ , поэтому напряжение на выходе усилителя также будет гармоническим.

Преимущества двухтактных усилителей мощности — меньшие нелинейные искажения, поскольку высшие гармонические составляющие компенсируются; возможность получения высокого к. п. д. при использовании режима В; меньшая чувствительность к пульсациям напряжения питания.

Вместе с тем двухтактным усилителям мощности присущи недостатки, обусловленные усложнением их схемы и конструкции.

К ним следует отнести необходимость в двух идентичных транзисторах и выходном трансформаторе с выводом средней точки первичной обмотки, наличие двух противофазных входных напряжений, для чего также требуется трансформатор с выводом средней точки или специальное устройство.

**Бестрансформаторные усилители мощности.** Бестрансформаторный усилитель мощности (рис. 6.45), являющийся двухтактным

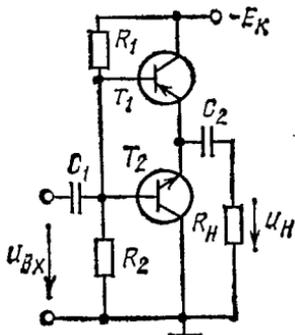


Рис. 6.45. Схема бестрансформаторного усилителя мощности

усилителем, собирают из транзисторов разных типов:  $T_1$ — типа  $p-n-p$  и  $T_2$ — типа  $n-p-n$ . Транзисторы обычно включают по схеме с общим коллектором, так как это обеспечивает минимальное выходное сопротивление, что особенно важно при работе усилителя на низкоомное нагрузочное устройство. Независимо от схемы включения транзисторы должны быть подобраны одинаковыми.

Конденсатор  $C_1$  разделяет по постоянному току источник сигнала и входную цепь усилителя мощности, а конденсатор  $C_2$ — нагрузочный резистор и эмиттерные цепи транзисторов. Емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  следует выбирать из условия, аналогичного соотношению (6.74).

На базы транзисторов воздействует одно и то же переменное напряжение  $u_{вх}$ . Однако в силу различной структуры транзисторов токи в их цепях противофазны. Нагрузочный резистор  $R_H$  подклю-

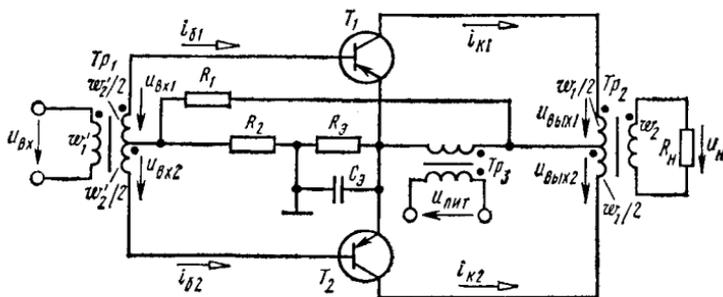


Рис. 6.46. Схема усилителя мощности с синфазным питанием от источника переменного напряжения.

чен к общей точке транзисторов, поэтому переменные токи в нем имеют одно и то же направление, а результирующий ток в два раза превышает переменный ток одного транзистора.

Бестрансформаторный усилитель мощности может работать как в режиме А, так и в режиме В.

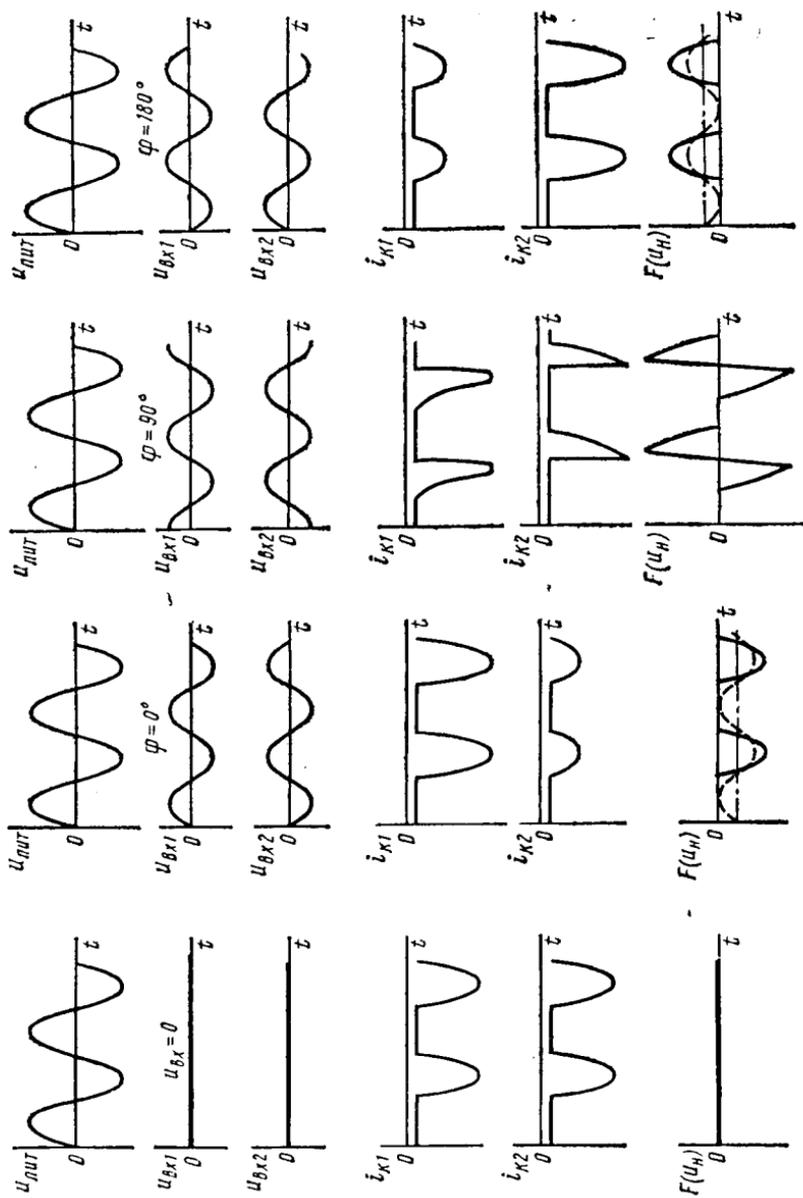


Рис. 6.47. Временные диаграммы усилителя мощности с синфазным питанием

Основное преимущество бестрансформаторного усилителя мощности — отсутствие выходного и входного трансформаторов, что особенно важно для портативной аппаратуры.

Недостаток бестрансформаторных усилителей — трудность подбора одинаковых транзисторов разных типов: *p-n-p* и *n-p-n*.

**Усилители мощности, питаемые от источника переменного напряжения.** Эти усилители используют в двух случаях: 1) когда желательно упростить аппаратуру и осуществлять питание непосредственно от сети переменного тока; 2) когда нагрузочное устройство работает от источника напряжения с частотой питающей сети, полезный сигнал имеет ту же частоту и необходимо получить выходное напряжение с учетом фазы входного напряжения (фазочувствительный усилитель).

Усилители мощности, питаемые от источника переменного напряжения, обычно выполняют по двухтактным схемам двух видов: с синфазным и противофазным питанием транзисторов.

*Синфазное питание* транзисторов (рис. 6.46) можно осуществлять как от трансформатора, так и непосредственно от сети переменного тока, если при этом транзисторы работают в допустимых режимах. Переменные напряжения во входных цепях транзисторов должны быть обязательно противофазны. Усилитель с синфазным питанием аналогичен по принципу действия двухтактному усилителю мощности с питанием от источника постоянного напряжения, но оба транзистора открыты одновременно только в течение одного полупериода. В течение другого полупериода оба транзистора закрыты. В зависимости от фазы входного сигнала ток в коллекторной цепи будет больше или меньше. Временные диаграммы усилителя мощности с синфазным питанием при различных углах сдвига фаз  $\varphi$  приведены на рис. 6.47.

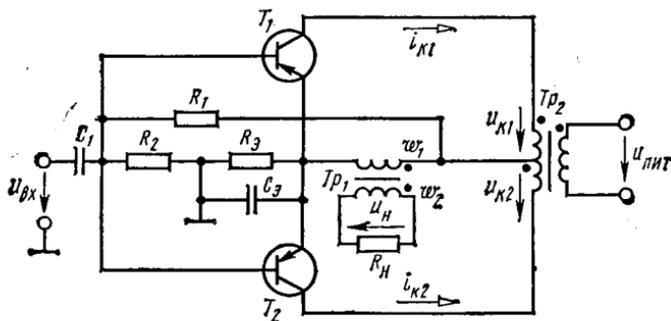


Рис. 6.48. Схема усилителя мощности с противофазным питанием от источника переменного напряжения

Анализ временных диаграмм показывает, что выходное напряжение  $u_H$  содержит переменную составляющую с частотой питающей сети (штриховые линии), амплитуда которой зависит от фазы входного напряжения (максимумы при  $\varphi=0$  или  $180^\circ$  и нуль при  $\varphi=90^\circ$ ),

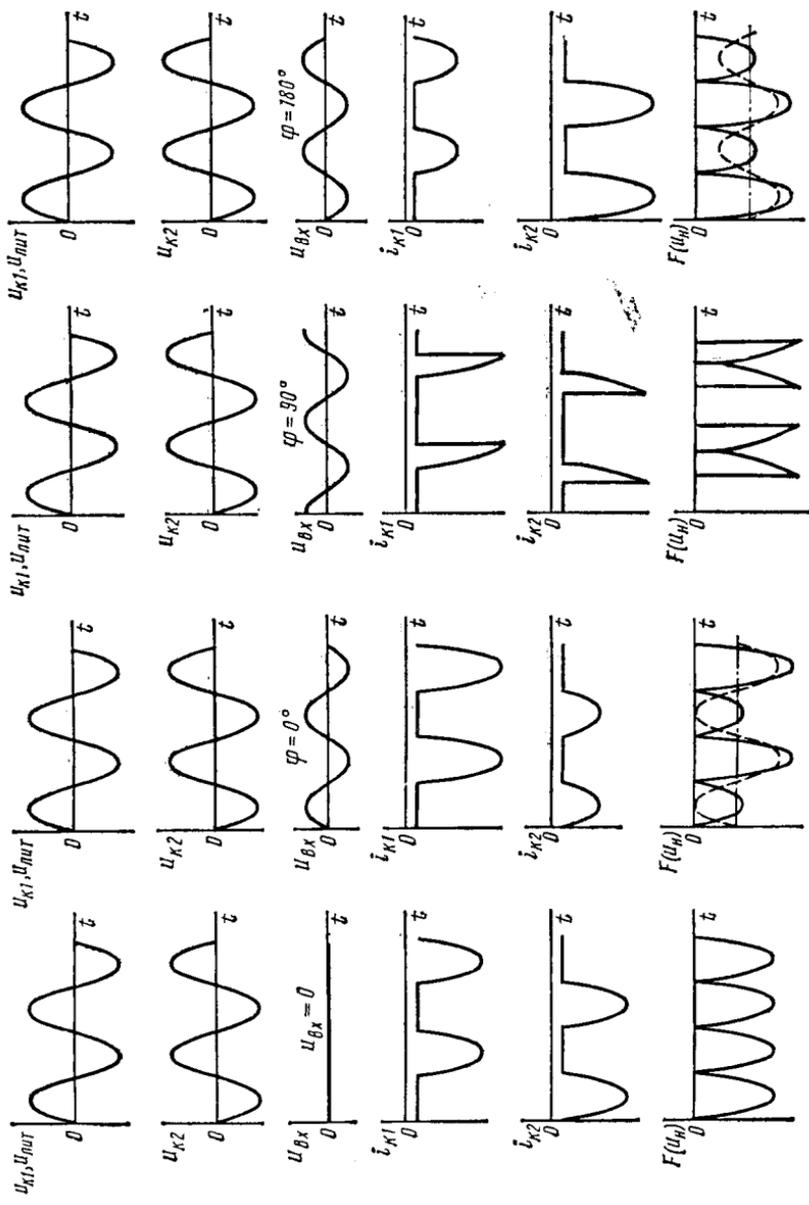


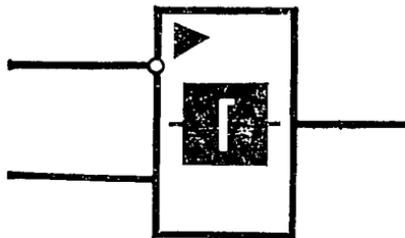
Рис. 6.49. Временные диаграммы усилителя мощности с противозащным питанием

а фаза совпадает с фазой напряжения питания при  $-90^\circ < \varphi < 90^\circ$  и отличается на  $180^\circ$  вне этого интервала фаз. Кроме того, постоянные составляющие коллекторных токов транзисторов (штрихпунктирные линии) также зависят от разности фаз. Таким образом, если в качестве нагрузочного устройства использовать двигатель, направление вращения которого зависит от фазы управляющего напряжения, то усилитель мощности с синфазным питанием позволит производить бесконтактное управление направлением и частотой вращения двигателя.

*Противофазное питание* транзисторов (рис. 6.48) следует осуществлять через трансформатор. Транзисторы при противофазном питании открыты поочередно в течение одного полупериода. На оба транзистора подается одно и то же входное напряжение. Нагрузочное устройство можно включать через трансформатор или непосредственно в общую цепь транзисторов, если мощность в нагрузочном устройстве при непосредственном включении оказывается достаточной и оно допускает наличие постоянного тока. На рис. 6.49 приведены временные диаграммы усилителя мощности с противофазным питанием, показывающие зависимость выходного напряжения  $u_n$  от угла сдвига фаз  $\varphi$  между входным напряжением и напряжением питания.

Сопоставление временных диаграмм рис. 6.47 и 6.49 показывает, что в случае противофазного питания изменение фазы входного напряжения приводит к такому же изменению переменной составляющей выходного напряжения с частотой питающей сети, как и при синфазном питании, т. е. фаза выходного напряжения основной частоты нулевая в области  $\varphi \sim 0^\circ$  и сдвинута на  $180^\circ$  в области  $\varphi \sim 180^\circ$ . Постоянная составляющая тока в общей цепи транзисторов (в первичной обмотке трансформатора  $Tr_1$  или в нагрузочном устройстве) не зависит от амплитуды и фазы входного напряжения. Постоянные составляющие коллекторных токов каждого из транзисторов зависят от амплитуды и фазы входного напряжения, что позволяет использовать такой усилитель в качестве фазового детектора.

# 7 глава



## ЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

### § 7.1. Общие сведения

Электронным генератором гармонических колебаний называют устройство, преобразующее энергию источника постоянного тока в энергию электромагнитных колебаний синусоидальной формы требуемой частоты и мощности.

Электронные генераторы гармонических колебаний нашли широкое применение в промышленной электронике. Их используют в приборах для контроля состава и качества различных веществ, установках для высокочастотного нагрева металлов, сушки и сварки диэлектриков, химической обработки изделий и т. д. Эти функциональные устройства являются одной из составных частей измерительных приборов и автоматических систем.

Электронные генераторы гармонических колебаний классифицируют по ряду признаков, основными из которых являются частота и способ возбуждения.

В зависимости от частоты генераторы подразделяют на *низкочастотные* (0,01—100 кГц), *высокочастотные* (0,1—100 МГц) и *сверхвысокочастотные* (свыше

§ 7.1. Общие сведения

§ 7.2. Условия самовозбуждения автогенераторов

§ 7.3. LC-автогенераторы

§ 7.4. RC-автогенераторы

§ 7.5. Автогенераторы гармонических колебаний на элементах с отрицательным сопротивлением

§ 7.6. Стабилизация частоты в автогенераторах

100 МГц). По способу возбуждения различают генераторы с независимым внешним возбуждением и с самовозбуждением. Последний вид генераторов называют *автогенераторами*. Генераторы с *независимым внешним возбуждением* являются, по существу, усилителями мощности с соответствующим частотным диапазоном, на вход которых подаются электрические сигналы от автогенераторов. Такие усилители были рассмотрены ранее, и в этой главе они не изучаются.

Электронные генераторы могут работать в любом из режимов А, В или С, но обычно в них используется режим С ввиду возможности получения наибольшего к. п. д.

## § 7.2. Условия самовозбуждения автогенераторов

На рис. 7.1 приведена структурная схема автогенератора, которая состоит из усилителя с коэффициентом усиления  $K$  и звена положительной обратной связи с коэффициентом обратной связи  $\beta$ . Коэффициенты усиления усилителя и обратной связи являются

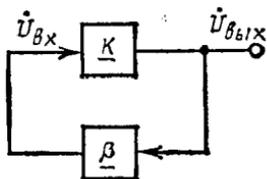


Рис. 7.1. Структурная схема автогенератора

при котором амплитуды  $U_{вх\ m}$  и  $U_{вых\ m}$  имеют неизменные значения, будет возможен только при выполнении условия, называемого условием самовозбуждения:

$$\underline{K}\underline{\beta} = 1; \quad (7.1)$$

это равенство следует из соотношений  $\dot{U}_{вх} = \underline{\beta}\dot{U}_{вых}$ ,  $\dot{U}_{вых} = \underline{K}\dot{U}_{вх}$ ; следовательно,

$$\dot{U}_{вых} = \underline{\beta}\underline{K}\dot{U}_{вых}. \quad (7.2)$$

Выражение (7.1) можно представить в виде

$$|\underline{K}| e^{i\varphi} |\underline{\beta}| e^{i\psi} = 1, \quad (7.3)$$

где  $|\underline{K}|$  и  $|\underline{\beta}|$  — модули коэффициентов усиления и передачи соответственно усилителя и звена обратной связи, а  $\varphi$  и  $\psi$  — аргументы этих коэффициентов.

Равенство (7.3) выполняется при следующих условиях:

$$|\underline{K}| |\underline{\beta}| = 1, \quad (7.4)$$

ИЛИ

$$\begin{aligned} \varphi + \psi &= 0, 2\pi, \dots, \\ \varphi &= -\psi + 2\pi. \end{aligned} \quad (7.5)$$

Равенство (7.4) называется *условием баланса амплитуд*, а равенство (7.5) — *условием баланса фаз*. Условие баланса фаз означает, что в стационарном режиме сумма фазовых сдвигов выходных напряжений усилителя и звена обратной связи в автогенераторе равна нулю или целому числу  $2\pi$ , что свидетельствует о наличии в рассматриваемом устройстве положительной обратной связи.

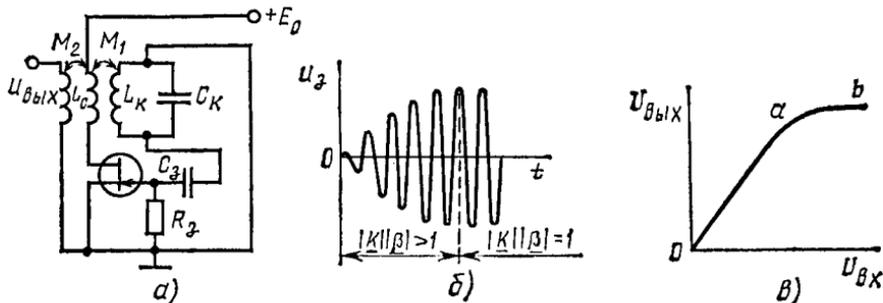


Рис. 7.2. LC-автогенератор:

*a* — схема; *б* — возникновение колебаний в автогенераторе; *в* — амплитудная характеристика усилителя

Условие баланса амплитуд соответствует тому, что потери энергии в автогенераторе восполняются звеном положительной обратной связи от источника питания автогенератора. Для получения стационарных устойчивых колебаний в автогенераторе условие (7.4) должно удовлетворять соотношению

$$|K||\beta| \geq 1. \quad (7.6)$$

Процесс возникновения колебаний в автогенераторе рассмотрим на примере устройства, схема которого изображена на рис. 7.2, *a*. В этом автогенераторе усилитель собран на полевом транзисторе и включен по схеме с общим истоком. Звеном обратной связи является катушка  $L_c$ , включенная в стоковую цепь транзистора и индуктивно связанная с катушкой  $L_k$  резонансного контура  $L_k C_k$ . Первоначально колебания в автогенераторе возникают или из-за флуктуаций тока в транзисторе, колебательном контуре, или при подаче напряжения питания. По этим причинам при условии  $R_{эк} < \sqrt{L_k/C_k}$  ( $R_{эк}$  — эквивалентное активное сопротивление контура, определяющее активные потери) появляются слабые колебания с частотой  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_k C_k}$ , которые в отсутствие положительной обратной связи должны были бы прекратиться из-за потерь энергии в контуре. Но при наличии положительной обратной связи этого не происходит. Действительно, появившееся на контуре напряжение  $u_k$  усиливается транзистором. Эти колебания через катушку  $L_c$ , индуктивно

связанную с катушкой  $L_k$ , вновь возвращаются в колебательный контур. Размах колебаний постепенно нарастает (рис. 7.2, б), что соответствует условию  $|K| |\beta| > 1$ . По мере роста амплитуды напряжения в цепи затвора усилителя из-за нелинейности его амплитудной характеристики (участок  $ab$  на рис. 7.2, в) коэффициент усиления начинает уменьшаться и произведение  $|K| |\beta|$  становится равным единице. При этом появляются колебания с постоянной и автоматически поддерживаемой на требуемом уровне амплитудой, что соответствует установившемуся стационарному режиму автоколебаний.

Условие баланса амплитуд в автогенераторе сводится к тому, что на резонансной частоте  $\omega_0$  потери энергии в контуре компенсируются энергией, вносимой в колебательный контур источником питания  $E_c$  через катушку  $L_c$ . Отметим, что баланс амплитуд обуславливает неизменную амплитуду стационарных колебаний.

Условие баланса фаз в рассматриваемом автогенераторе осуществляется при сдвиге фаз выходного напряжения усилителя и звена обратной связи на  $180^\circ$ , что видно из (7.5):  $\varphi = -\varphi$ . Практически это условие выполняется соответствующей намоткой индуктивных катушек  $L_c$  и  $L_k$  (направления намотки витков катушек резонансного контура и стоковой цепи должны быть противоположными). Так же как и баланс амплитуд, баланс фаз поддерживается в автогенераторе автоматически. Каждый из сдвигов фаз в условии (7.5) зависит от частоты по-разному, но для появления автоколебаний существует только одна частота, на которой выполняется условие баланса фаз, равная резонансной частоте контура. Таким образом, условие баланса фаз определяет частоту генерируемых колебаний.

В автогенераторах широко применяется автоматическое смещение рабочей точки на характеристиках, позволяющее выбрать необходимый режим усиления усилителя. В рассматриваемом автогенераторе в цепь затвора включено звено  $R_3 C_3$  для создания на затворе отрицательного смещения  $U_{30}$  относительно истока. При появлении положительной полуволны напряжения контура  $u_k$  через затвор проходит ток  $i_3$ , который заряжает конденсатор  $C_3$ . В результате на затворе появляется отрицательный потенциал относительно истока. В отрицательный полупериод напряжения  $u_k$  ток  $i_3$  равен нулю и конденсатор  $C_3$  разряжается через резистор  $R_3$ , поддерживая на затворе отрицательный потенциал. Если выполнить условие  $R_3 C_3 \gg T$ , где  $T$  — период автоколебаний, то конденсатор не будет успевать заметно разряжаться и, следовательно, напряжение смещения  $U_{30}$  будет практически постоянным. Соответствующий выбор значений сопротивления  $R_3$  и емкости  $C_3$  обеспечивает работу автогенератора в требуемом режиме усиления. Для данной схемы резистор  $R_3$  имеет сопротивление в несколько мегаом, а конденсатор — емкость около 100 пФ.

Если условия самовозбуждения выполняются не только для одной частоты, а для нескольких частот или какой-то полосы час-

тот, то появляются колебания сложной формы (в том числе прямоугольной), состоящей из нескольких гармонических составляющих или большого числа гармоник.

Автогенераторы по виду элементов, входящих в звенья обратной связи, подразделяются на *LC*-автогенераторы (высокочастотные) и *RC*-автогенераторы (низкочастотные).

### § 7.3. *LC*-автогенераторы

*LC*-автогенераторы выполняют обычно на однокаскадном усилителе, в котором *LC*-контур включают как звено положительной обратной связи последовательно с транзистором или параллельно ему. Первый вид включения *LC*-звена был рассмотрен (рис. 7.2, а).

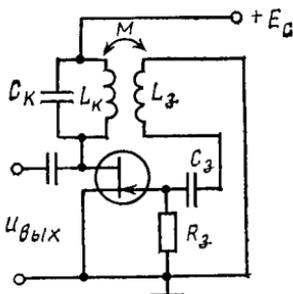


Рис. 7.3. Схема *LC*-автогенератора с колебательным контуром в стоковой цепи

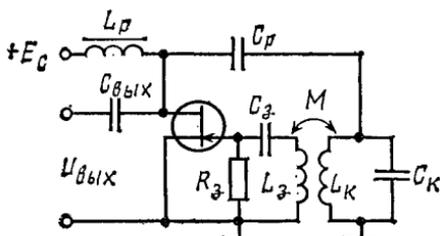


Рис. 7.4. Схема *LC*-автогенератора с параллельным питанием

Этот тип автогенератора имеет существенное преимущество, заключающееся в том, что элементы колебательного *LC*-контра находятся под низким напряжением. Такой автогенератор довольно часто применяется в устройствах промышленной электроники. Однако большим к. п. д. и большей мощностью генерируемых колебаний обладает автогенератор, схема которого изображена на рис. 7.3, где *LC*-контур включен последовательно с транзистором по отношению к источнику питания. Элементы *LC*-контра находятся под более высоким напряжением, чем в рассмотренном автогенераторе. Это приводит к тому, что конденсатор той же емкости надо выбрать большего размера. Чтобы избавиться от этого недостатка и сохранить достоинства, которые отмечались, *LC*-контур включают через разделительный конденсатор  $C_p$  параллельно (рис. 7.4). Конденсатор  $C_p$  не пропускает постоянную составляющую тока в индуктивную катушку  $L_k$ . Дроссель  $L_p$  предотвращает короткое замыкание контура по переменной составляющей через источник питания  $E_c$ . Такой генератор называют *генератором с параллельным питанием* в отличие от *генератора с последовательным питанием*. Разновидностью последнего типа автогенератора является

трехточечный автогенератор, в котором LC-контур включается не двумя точками, как обычно, а тремя.

Различают два типа трехточечных автогенераторов: *индуктивный трехточечный автогенератор* («индуктивная трехточка») и *емкостный трехточечный автогенератор* («емкостная трехточка»). Включение LC-контура тремя точками позволяет снимать сигнал обратной связи непосредственно с резонансного контура.

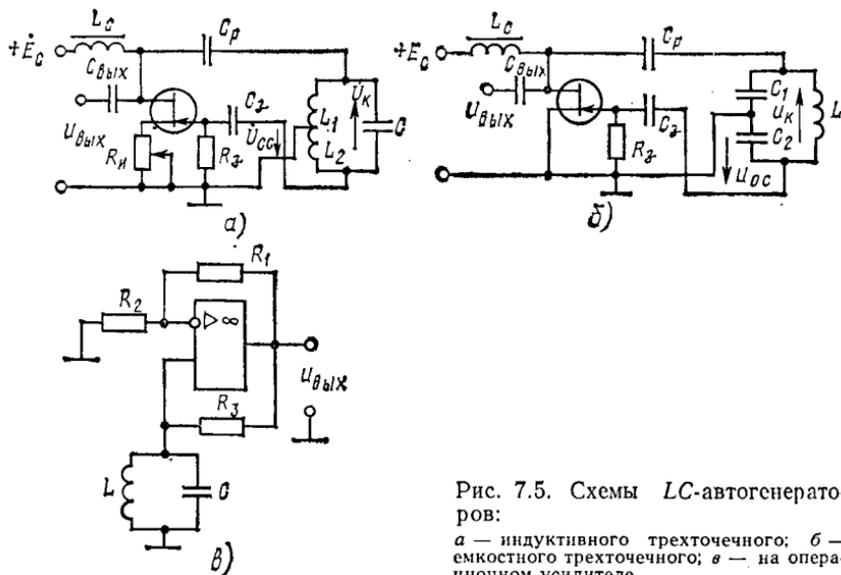


Рис. 7.5. Схемы LC-автогенераторов:  
а — индуктивного трехточечного; б — емкостного трехточечного; в — на операционном усилителе

На рис. 7.5, а изображена схема индуктивного, а на рис. 7.5, б — емкостного трехточечного автогенератора. Анализ обеих схем показывает, что для создания колебательного контура, настроенного в резонанс, необходимо, чтобы реактивные проводимости противоположных ветвей контура при идеальных конденсаторах и индуктивных катушках были равны:

для индуктивной трехточки

$$b_{L_{1,2}} = b_C,$$

где

$$b_{L_{1,2}} = \frac{1}{\omega_0 (L_1 + L_2)}, \quad b_C = \omega_0 C;$$

для емкостной трехточки

$$b_{C_{1,2}} = b_L,$$

где

$$b_{C_{1,2}} = \frac{\omega_0 C_1 C_2}{C_1 + C_2}, \quad b_L = \frac{1}{\omega_0 L}.$$

Условие баланса фаз в трехточечных автогенераторах выполняется благодаря тому, что напряжение обратной связи  $\dot{U}_{oc}$  (рис. 7.5) и напряжение на усилителе  $\dot{U}_k$  по отношению к шине —  $E_c$  (знак  $\perp$ ) находятся в противофазе. Условие баланса амплитуд на заданной частоте создается регулированием значений индуктивностей  $L_1, L_2$  или емкостей  $C_1, C_2$ .

В автогенераторах могут наблюдаться искажения синусоидальной формы колебаний, что означает соблюдение условий самовозбуждения для гармонических составляющих, близких к основной гармонике с частотой  $\omega_0$ . Подобное явление обычно наблюдается в устройствах, у которых добротность контуров мала. Чтобы исключить указанное явление, необходимо применять контуры с добротностью не менее 100. Кроме того, искажение формы генерируемых колебаний может происходить при большом коэффициенте обратной связи  $\beta$ : чем больше  $\beta$ , тем больше будет искажена форма генерируемых колебаний. Действительно, несмотря на ослабление контуром других гармонических составляющих, близких к резонансной, для них все же будет выполняться условие баланса амплитуд. Регулировать величину  $\beta$  довольно затруднительно, поэтому обычно вводят отрицательную обратную связь. Например, в схеме рис. 7.5, а в истоковую цепь включают переменный резистор  $R_n$ . Изменением сопротивления этого резистора можно добиться оптимального значения коэффициента передачи звена отрицательной обратной связи, а следовательно, хорошей синусоидальной формы генерируемых колебаний.

Изменение частоты автоколебаний осуществляется изменением емкости конденсатора  $C$  колебательного контура в схеме рис. 7.5, а, а в схеме рис. 7.5, б — изменением индуктивности катушки колебательного контура  $L$ , что не всегда удобно, так как при этом нужно перемещать сердечник катушки или изменять число ее витков. Поэтому чаще применяют автогенератор с индуктивной трехточкой. Изменение емкости конденсатора обычно осуществляют механическим перемещением одной из обкладок воздушного конденсатора. В последнее время в качестве конденсатора колебательного контура используют варикап, емкость которого изменяется путем изменения постоянного напряжения, подаваемого на варикап, что значительно упрощает перестройку частоты автоколебаний.

Отметим, что  $LC$ -автогенераторы выполняются и на операционных усилителях, но на частотах не свыше 15 МГц. Это объясняется тем, что выпускаемые в настоящее время операционные усилители на частотах свыше 15 МГц имеют, как правило, коэффициент усиления, равный единице. Принципиальная схема такого автогенератора изображена на рис. 7.5, в. Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  образуют цепь отрицательной обратной связи. Резонансный  $LC$ -контур включен как звено положительной ОС.

## § 7.4. RC-автогенераторы

Для получения гармонических колебаний низкой и инфранизкой частот (от нескольких сотен килогерц до долей герц) применяют автогенераторы, у которых в качестве звеньев обратной связи используются  $RC$ -четырёхполюсники. Такие автогенераторы получили название  $RC$ -автогенераторов. Применение  $RC$ -четырёхполюсников вызвано тем, что  $LC$ -контурные на таких частотах становятся громоздкими, а такой электрический параметр, как добротность,

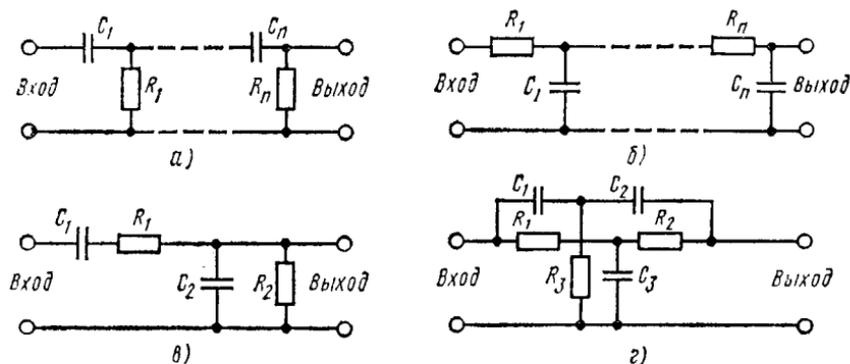


Рис. 7.6. Частотно-зависимые цепи:

а, б. — Г-образные  $RC$ -цепи; в — мост Вина; г — двойной Т-образный мост

ниже необходимых требований. С помощью  $RC$ -автогенераторов можно получать колебания и высокой частоты вплоть до 10 МГц. Однако преимущества  $RC$ -автогенераторов проявляются именно на низких и инфранизких частотах. В этом частотном диапазоне за счет применения резисторов и конденсаторов  $RC$ -автогенераторы обладают более высокой стабильностью, имеют меньшие габариты, массу и стоимость, чем  $LC$ -автогенераторы. Для создания  $RC$ -автогенераторов широко используют биполярные транзисторы, а в последнее время полевые транзисторы и операционные усилители в интегральном исполнении.

В соответствии со структурной схемой автогенератора, изображенной на рис. 7.1,  $RC$ -автогенератор также содержит усилитель (обычно однокаскадный или двухкаскадный) и звено обратной связи, являющееся частотно-зависимой  $RC$ -цепью. Как правило, такими частотно-зависимыми цепями являются Г-образные  $RC$ -цепи (рис. 7.6, а, б), мост Вина (рис. 7.6, в) и двойной Т-образный мост (рис. 7.6, г).

$RC$ -автогенератор с Г-образным  $RC$ -звеном обратной связи представляет собой однокаскадный усилитель, охваченный положительной обратной связью (рис. 7.7, а). Как известно, в однокаскадном усилителе без обратной связи входное и выходное напряжения сдвинуты по фазе на  $180^\circ$ . Если выходное напряжение этого

усилителя подать на его вход, то получится 100%-ная отрицательная обратная связь. Для соблюдения баланса фаз, т. е. для введения положительной обратной связи в усилителе, выходное напряжение, прежде чем подать его на вход усилителя, необходимо сдвинуть по фазе на  $180^\circ$ . Если считать, что входное сопротивление усилителя очень большое, а выходное очень малое, а этим условиям отвечают в наибольшей степени усилители на полевых транзисторах, то фазовый сдвиг на  $180^\circ$  можно осуществить с помощью трех одинаковых  $RC$ -звеньев, каждое из которых изменяет фазу на  $60^\circ$ . Расчеты показывают, что баланс фаз в звене происходит на частоте  $f_0 = 1/(15,4 RC)$ , а баланс амплитуд — при коэффициенте усиления усилителя  $K \geq 29$ .

Если в автогенераторе, схема которого представлена на рис. 7.7, а, поменять местами резисторы и конденсаторы (рис. 7.7, б),

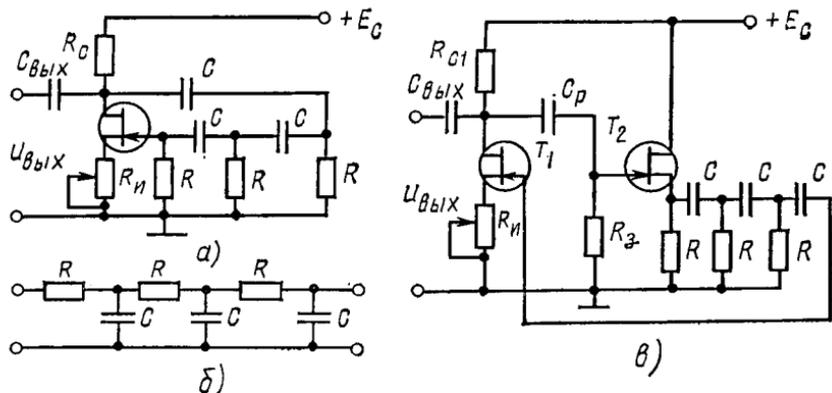


Рис. 7.7. Схемы  $RC$ -автогенераторов с фазосдвигающей  $\Gamma$ -образной  $RC$ -цепью: а — однокаскадного; б — с  $\Gamma$ -образным  $RC$ -звеном обратной связи, в котором  $R$  и  $C$  поменяли местами; в — двухкаскадного

то генерация автоколебаний будет на частоте  $f_0 = 1/(7,5 RC)$  при коэффициенте усиления усилителя  $K \geq 18,4$ .

Отметим, что  $\Gamma$ -образные  $RC$ -цепи иногда выполняют с количеством звеньев больше трех (чаще всего четырехзвенные). Увеличением количества звеньев в автогенераторе рис. 7.7, а можно повысить частоту генерации; еще большего увеличения частоты генерации можно добиться при смене мест резисторов и конденсаторов в  $RC$ -цепи того же генератора.

Для изменения частоты генерации в рассматриваемом генераторе необходимо изменять одновременно либо все сопротивления  $R$ , либо все емкости  $C$ . Заметим, что автогенераторы с  $\Gamma$ -образными  $RC$ -цепями работают обычно на фиксированной частоте или в крайнем случае в узком перестраиваемом диапазоне.

Рассмотренный  $RC$ -автогенератор имеет ряд недостатков: 1) цепь обратной связи сильно шунтирует каскад усилителя, вследствие

чего снижается коэффициент усиления и нарушается условие баланса амплитуд, т. е. возникающие колебания могут быть неустойчивыми; 2) генерируемые колебания имеют значительное искажение формы, вызванное тем, что условия самовозбуждения выполняются для гармоник с частотой, близкой к  $f_0$ ; это объясняется отсутствием строгой избирательности к основной частоте  $\Gamma$ -образных  $RC$ -цепей.

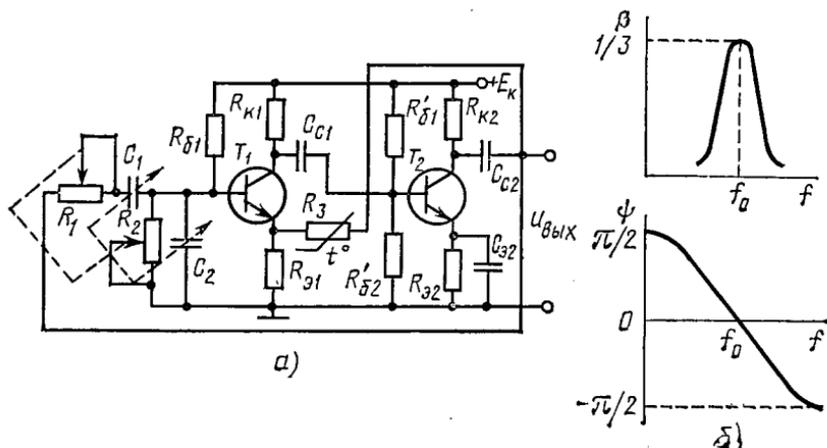


Рис. 7.8.  $RC$ -автогенератор с мостом Вина:

а — схема автогенератора; б — амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики моста Вина

Для уменьшения шунтирующего влияния  $RC$ -цепей обратной связи вводят дополнительный каскад — истоковый повторитель. Включение истокового повторителя (рис. 7.7, в) позволяет выполнить условие баланса фаз и в то же время практически исключить влияние цепи обратной связи на коэффициент усиления усилителя. Для улучшения формы генерируемых колебаний в автогенераторы, схемы которых изображены на рис. 7.7, а, в, вводят отрицательную обратную связь, которая осуществляется с помощью резистора  $R_n$ .

$RC$ -автогенератор с мостом Вина состоит из двух каскадов  $RC$ -усилителя и цепи обратной связи, являющейся мостом Вина (рис. 7.8, а). Этот генератор собран на биполярных транзисторах. Мост Вина состоит из резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$ . На частоте  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ , где  $R = R_1 = R_2$ , а  $C = C_1 = C_2$ , мост Вина имеет коэффициент передачи  $\beta = 1/3$  и нулевой угол сдвига фаз (рис. 7.8, б). Двухкаскадный усилитель в широком диапазоне частот, как известно, определяемом частотной и фазовой характеристиками, имеет постоянный коэффициент усиления много больше единицы и угол сдвига фаз между входным и выходным напряжениями, равный нулю. Это позволяет в полосе пропускания усилителя поддерживать условия самовозбуждения автогенератора при регулировании частоты колебаний. При таком регулировании надо изменять либо сопротивления обоих резисторов, либо емкости обоих

конденсаторов моста Вина. Следует отметить, что по сравнению даже с  $LC$ -автогенераторами, выполненными по схеме индуктивной трехточки, рассматриваемый автогенератор обеспечивает более простую перестройку частот в более широком диапазоне их изменения. По этой причине  $RC$ -автогенератор с мостом Вина чаще других автогенераторов применяют для получения синусоидальных колебаний в диапазоне частот  $1-10^7$  Гц.

В автогенераторе с мостом Вина усилитель должен иметь коэффициент усиления  $K \geq 3$ . В двухкаскадном усилителе, применяемом в данном случае, коэффициент усиления обычно значительно больше трех; следовательно, форма синусоидальных колебаний может быть сильно искажена. Во избежание этого вводят дополнительно отрицательную обратную связь, которая существенно повышает стабильность работы автогенератора. Отрицательная обратная связь подается с помощью терморезистора  $R_3$  и резистора  $R_{31}$ . В случае увеличения амплитуды выходного напряжения автогенератора за счет изменений параметров транзисторов, напряжения питания или других причин ток через терморезистор  $R_3$  возрастает, а его сопротивление уменьшается. В результате возрастает падение напряжения на резисторе  $R_{31}$  и коэффициент усиления первого каскада снижается, что приводит к уменьшению амплитуды выходного напряжения автогенератора.

На рис. 7.9 изображена принципиальная схема  $RC$ -автогенератора с мостом Вина, в которой вместо двухкаскадного усилителя включен операционный усилитель (ОУ). Работа его ничем не отличается от работы автогенератора, выполненного по схеме рис. 7.8, а. В таком генераторе мост Вина включают между выходным выводом ОУ и его неинвертирующим входом, чем достигается введение положительной обратной связи. Резисторы  $R_3$ ,  $R_4$  и  $R_5$ , соединяющие выход с инвертирующим входом ОУ, являются звеном отрицательной обратной связи. Если резисторы  $R_4$  и  $R_5$  определяют требуемый коэффициент усиления усилителя, то терморезистор  $R_3$  стабилизирует амплитуду и снижает нелинейные искажения выходного напряжения (если взять ОУ типа 140УД7, сопротивления переменных резисторов  $R_1=R_2=50$  кОм, емкости конденсаторов  $C_1=C_2=3300$  пФ, сопротивления  $R_4=8,2$  кОм и  $R_5=10$  кОм, то автогенератор сможет давать синусоидальные колебания в диапазоне от 1 до 10 кГц).

*RC-автогенератор с симметричным двойным Т-образным мостом*, схема которого приведена на рис. 7.10, а, содержит два каскада усилителя (на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$ ), эмиттерный повторитель (на транзисторе  $T_1$ ), цепь положительной частотно-независимой обратной связи (на резисторе  $R_{noc}$ ) и цепь отрицательной обратной

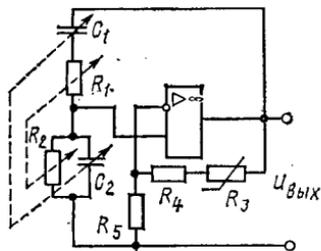


Рис. 7.9. Схема  $RC$ -автогенератора с мостом Вина на операционном усилителе

связи, являющуюся симметричным двойным Т-образным мостом. Цепь положительной обратной связи включают между коллектором усилителя на транзисторе  $T_3$  и базой эмиттерного повторителя, что обеспечивает выполнение условия баланса фаз. Такое включение создает угол сдвига фаз, равный  $180^\circ$ , что является условием возникновения отрицательной обратной связи.

При отключении цепи отрицательной обратной связи в генераторе будет выполняться условие баланса амплитуд (условие самовозбуждения) для широкого частотного диапазона, определяемого частотной характеристикой усилителя, и возникнут автоколебания,

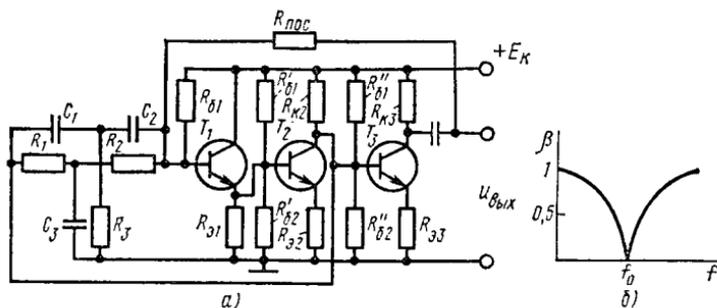


Рис. 7.10. RC-автогенератор с симметричным двойным Т-образным мостом:

а — схема автогенератора; б — амплитудно-частотная характеристика двойного Т-образного моста

форма которых будет резко отличаться от синусоидальной. При включении двойного Т-образного моста в качестве цепи отрицательной обратной связи условие баланса амплитуд будет выполняться только для одной частоты. Это объясняется тем, что двойной Т-образный мост не пропускает гармоническую составляющую с частотой  $f_0$  (рис. 7.10, б), вследствие чего условие баланса амплитуд будет выполняться только для частоты  $f_0$ , а для всех остальных частот коэффициент усиления усилителя снизится и произведение  $|K| |\beta|$  будет меньше единицы. Регулировку частоты колебаний автогенератора осуществляют изменением либо сопротивлений всех резисторов, либо емкостей всех конденсаторов двойного Т-образного моста. В противном случае нарушатся избирательные свойства моста. В данной схеме частота генерации  $f_0 = 1/(2\pi RC)$ . Если включить двойной Т-образный мост в схему автогенератора без эмиттерного повторителя, то мост будет сильно шунтироваться усилителем и условия самовозбуждения нарушатся.

С помощью несимметричного двойного Т-образного моста можно создать автогенератор на одном каскаде (или на нечетном количестве каскадов) с коэффициентом усиления  $K \geq 11$  (рис. 7.11). В таком автогенераторе двойной Т-образный мост включают как цепь отрицательной обратной связи. При выполнении условий  $C_1 = C_2 =$

$=C$ ,  $C_3=C/0,207$ ,  $R_1=R_2=R$ ,  $R_3=0,207R$  угол сдвига фаз между входным и выходным напряжениями моста составит  $180^\circ$  при коэффициенте передачи  $\beta=1/11$ . Частота колебаний в автогенераторе

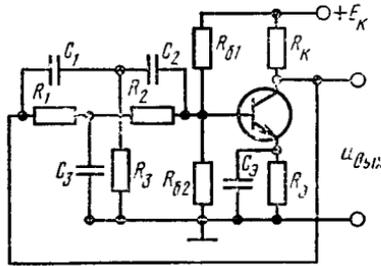


Рис. 7.11. Схема RC-автогенератора с несимметричным двойным Т-образным мостом

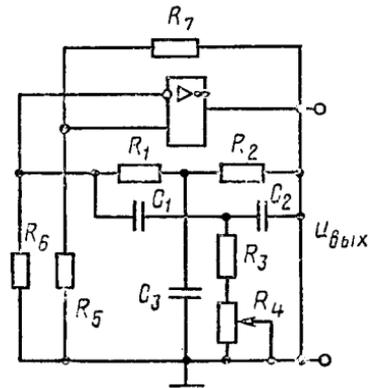


Рис. 7.12. Схема RC-автогенератора на операционном усилителе с двойным Т-образным мостом

рис. 7.11  $f_0=1/(2\pi RC)$ . Схема RC-автогенератора на операционном усилителе с двойным Т-образным мостом изображена на рис. 7.12.

### § 7.5. Автогенераторы гармонических колебаний на элементах с отрицательным сопротивлением

Можно показать, что в рассмотренных автогенераторах положительная обратная связь превращает транзистор в прибор с отрицательным сопротивлением, который компенсирует положительное сопротивление контура  $R_{эк}$ , обусловленное потерями энергии. Как известно, отрицательное сопротивление возникает тогда, когда увеличение напряжения на элементе вызывает уменьшение тока в нем. Возникновение в колебательном контуре незатухающих колебаний возможно также в том случае, если вместо положительной обратной связи параллельно контуру включить прибор, обладающий отрицательным сопротивлением (рис. 7.13, а); при этом должно соблюдаться условие  $|R_d| \leq R_{эк}$ , где  $R_d$  — отрицательное динамическое сопротивление прибора, подключаемого к колебательному контуру.

К приборам, имеющим отрицательное сопротивление, относят туннельные и обращенные диоды; терморезисторы, тиристоры, стабилитроны и другие приборы, у которых вольт-амперная характеристика имеет падающий участок (рис. 7.13, б). Рабочую точку А обычно выбирают посередине падающего участка.

Наибольшее применение в автогенераторах гармонических колебаний получили туннельные диоды. Схема автогенератора на туннельном диоде изображена на рис. 7.14.

В таком автогенераторе частота генерируемых колебаний

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_K C_K} - \frac{R_{\text{эк}}}{L_K^2}}, \quad (7.7)$$

где  $L_K$  и  $C_K$  — индуктивность катушки и емкость конденсатора колебательного контура;  $R_{\text{эк}}$  — эквивалентные активные потери в контуре.

Туннельные диоды в автогенераторах позволяют получить колебания с частотой до 100 ГГц, т. е. колебания диапазона СВЧ. Широкое применение туннельных диодов объясняется их малыми га-

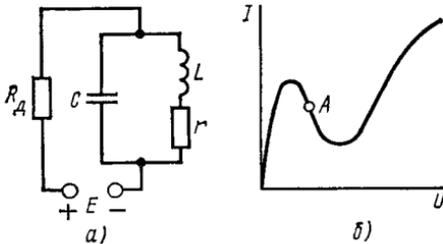


Рис. 7.13. Обобщенная схема LC-автогенератора на элементе с отрицательным сопротивлением (а), положение рабочей точки на вольт-амперной характеристике элемента для получения отрицательного сопротивления (б)

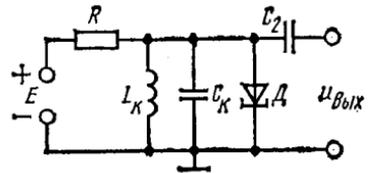


Рис. 7.14. Схема автогенератора на туннельном диоде

баритами, массой и высокой экономичностью. Отметим, что наиболее целесообразно использовать туннельные диоды для получения колебаний в диапазоне СВЧ, где их преимущества проявляются в наибольшей степени.

## § 7.6. Стабилизация частоты в автогенераторах

Стабильность частоты автогенераторов является одним из важнейших параметров, в значительной степени определяющих надежность и точность работы устройств промышленной электроники. Нестабильность частоты генерируемых колебаний зависит от изменений температуры, влажности, давления, от механических воздействий, колебаний напряжения питания, внешних электромагнитных полей и других дестабилизирующих факторов. Воздействие дестабилизирующих факторов на стабильность частоты проявляется в изменении емкостей конденсаторов, индуктивностей дросселей и сопротивлений резисторов, входящих в состав колебательных контуров и RC-цепей обратных связей. Стабильность частоты автогенераторов зависит также от паразитных емкостей и индуктивностей и их изменений, которые так или иначе влияют на чистоту  $f_0$  и которые необходимо учитывать при расчетах и настройке автогенераторов.

Влияние температуры сказывается на изменениях линейных размеров индуктивных катушек и конденсаторов. Так, с повышением температуры линейные размеры указанных элементов изменяются, что влечет за собой изменение емкости и индуктивности колебательного контура соответственно на  $\Delta C$  и  $\Delta L$ .

Относительное изменение емкости конденсатора  $\Delta C/C$  при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$  называют *температурным коэффициентом емкости* (ТКС). Он может быть как положительным, так и отрицательным. Например, керамические конденсаторы выпускают с положительным ТКС порядка  $(30 \div 50) \cdot 10^{-6} 1^\circ\text{C}$  и с отрицательным ТКС  $(30 \div 50) \cdot 10^{-6} 1^\circ\text{C}$ . Относительное изменение индуктивности катушки  $\Delta L/L$  при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$  называют *температурным коэффициентом индуктивности* (ТКЛ). У лучших по термостабильности катушек ТКЛ имеет значение  $(50 \div 100) \cdot 10^{-6} 1^\circ\text{C}$ . При изменении температуры изменяется и сопротивление резисторов. Относительное изменение сопротивления резистора  $\Delta R/R$  при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$  называют *температурным коэффициентом сопротивления* (ТКР). Оно также может быть положительным и отрицательным. У линейных углеродистых резисторов широкого применения типов ВС и УЛИ ТКР отрицательный и имеет значение  $10^{-3} \text{—} 10^{-5} 1^\circ\text{C}$ . Металлизированные резисторы широкого применения, например типа МЛТ, имеют положительный ТКР порядка  $10^{-4} 1^\circ\text{C}$ .

Следует отметить также, что на нестабильность генерируемой частоты, вызванную изменением температуры, сильно влияют изменения параметров транзисторов. Нестабильность частоты автогенераторов оценивают *коэффициентом относительной нестабильности*  $\Delta f/f_0$ , где  $f_0$  — рабочая (номинальная) частота автогенератора;  $\Delta f$  — отклонение частоты от рабочей.

Коэффициенты относительной нестабильности определяют по формулам:

для LC-автогенераторов

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} \left( \frac{\Delta L}{L_k} + \frac{\Delta C}{C_k} \right), \quad (7.8)$$

для RC-автогенераторов

$$\frac{\Delta f}{f_0} = -\left( \frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta R}{R} \right), \quad (7.9)$$

где  $\Delta L$ ,  $\Delta C$  и  $\Delta R$  — приращения соответственно индуктивностей катушек, емкостей конденсаторов и сопротивлений резисторов, вызванные воздействием дестабилизирующих факторов.

Для уменьшения нестабильности частоты используют различные способы стабилизации частоты. Различают параметрическую и кварцевую стабилизацию частоты.

*Параметрическая стабилизация частоты* сводится к ослаблению влияния внешних факторов на частоту генерируемых колебаний, а также к подбору элементов генератора, обеспечивающих мини-

мальные изменения частоты. Для уменьшения влияния температуры на изменение емкости конденсаторов и сопротивления резисторов в автогенератор включают конденсаторы и резисторы с отрицательными и положительными ТКС и ТКР. Снижение воздействия температуры на индуктивность катушек достигается за счет применения специальных материалов для каркасов катушек. Для исключения влияния температуры на параметры транзисторов в отдельных случаях автогенераторы помещают в термостат.

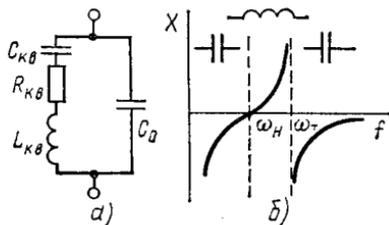
Уменьшение влияния механических ударов и вибрации достигается применением массивных корпусов (шасси), на которых крепят детали автогенератора, амортизационных прокладок из губчатой резины, специальных подвесок и т. д. Печатный монтаж и использование проводов индуктивных катушек, вжигаемых в керамику, практически полностью устраняют влияние механических воздействий. Параметрическая стабилизация частоты позволяет снизить неустойчивость до  $10^{-5}$ .

Для уменьшения воздействия внешних электромагнитных полей автогенераторы обычно полностью экранируют. Применение стабилизаторов напряжения исключает влияние на частоту колебаний питающего напряжения.

Кварцевая стабилизация частоты заключается в применении кварцевых резонаторов, что дает очень низкую неустойчивость частоты, обычно порядка  $10^{-8}$ .

Кварцевый резонатор представляет собой тонкую пластину минерала (кварца или турмалина) прямоугольной либо круглой формы, установленную в кварцержателе. Как известно, кварц обладает пьезоэффектом. При сжатии кварцевой пластины на противоположных ее гранях появляются разноименные электрические заряды, при растяжении пластины знаки зарядов на тех же гранях изменяются на обратные (прямой пьезоэффект). При воздействии на кварцевую пластину у переменного электрического поля в ней возникают механические упругие колебания (обратный пьезоэффект), приводящие, в свою очередь, к появлению электрических зарядов на ее гранях. Таким образом, кристалл кварца (пластина) представляет собой электромеханическую систему, обладающую резонансными свойствами. В зависимости от геометрических размеров и ориентации среза резонансные свойства (резонансная частота  $f_0$ ) каждой пластины строго фиксированы и лежат в пределах от нескольких единиц килогерц до 1000 МГц.

Рис. 7.15. Эквивалентная схема кварцевого резонатора (а), характер изменения сопротивления кварцевого резонатора в зависимости от частоты (б)



Кварцевый резонатор эквивалентен электрическому колебательному контуру. Эквивалентная схема кварцевого резонатора изображена на рис. 7.15, а. Как видно, кварц эквивалентен последова-

тельно включенным элементам  $L_{кв}$ ,  $R_{кв}$  и  $C_{кв}$ , а в такой цепи может быть резонанс напряжения с частотой  $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_{кв}C_{кв}}}$ . Индуктив-

ность кварца  $L_{кв}$  может быть значительной — от десятков микрогенри до нескольких миллигенри. Емкость кварца  $C_{кв}$  мала (сотые доли пикофарад). Кварцевый резонатор обладает острым резонансом, что свидетельствует о небольшом сопротивлении  $R_{кв}$ , порядка единиц ом. Поэтому добротность кварца достигает  $10^3$ — $10^6$ , т. е. она на два-три порядка больше добротности контуров, выполненных на дискретных элементах — индуктивной катушке и конденсаторе.

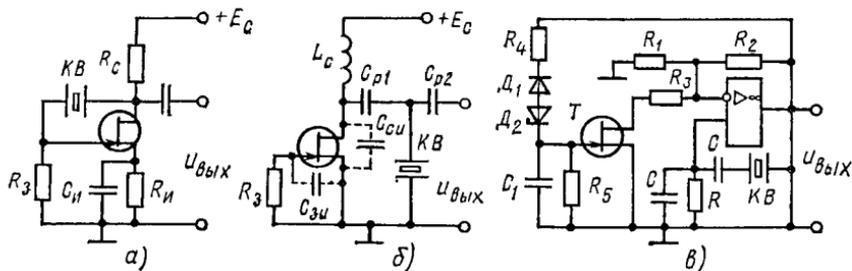


Рис. 7.16. Автогенератор с кварцевой стабилизацией:  
 а — включение кварцевого резонатора как последовательного колебательного контура; б — включение кварцевого резонатора как индуктивного элемента; в — включение кварцевого резонатора в мост Вина в режиме резонанса напряжений

Так как кристалл кварца помещают в кварцедержатель, который обладает емкостью  $C_0$ , равной нескольким десяткам пикофарад, то в кварцевом резонаторе возможен и резонанс токов с частотой  $\omega_r = 1/\sqrt{C_{эк}L_{эк}}$ , где  $C_{эк} = C_0C_{кв}/(C_0 + C_{кв})$ . При этом  $\omega_r > \omega_n$ . Частоты  $\omega_n$  и  $\omega_r$  мало отличаются друг от друга, так как  $C_0 \gg C_{кв}$ , поэтому  $C_{эк} \approx C_{кв}$ .

На частотах ниже  $\omega_n$  и выше  $\omega_r$  эквивалентное сопротивление кварцевого резонатора носит емкостный характер (рис. 7.15, б), а на частотах выше  $\omega_n$  и ниже  $\omega_r$  — индуктивный характер. Частотные свойства кварцевого резонатора обуславливают его различное включение в автогенератор. Кварцевый резонатор можно включать в цепь положительной обратной связи как последовательный (колебательный) контур (рис. 7.16, а) или в трехточечный автогенератор как индуктивный элемент ветви колебательного контура (рис. 7.16, б).

Температурная нестабильность кварцевого резонатора очень мала — у некоторых кристаллов она имеет значение  $10^{-8}$ .

В схеме рис. 7.16, б кварц включен как индуктивный элемент. Вместе с межэлектродными емкостями  $C_{сн}$  и  $C_{зн}$  рассматриваемый автогенератор представляет собой емкостную трехточку, что видно из его схемы.

На рис. 7.16, в изображена схема автогенератора RC-типа на ОУ с мостом Вина, в котором вместо одного из резисторов включен

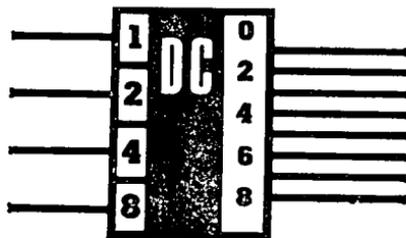
кварцевый резонатор, работающий в режиме резонанса напряжений. Такой автогенератор является эталонным генератором и применяется в прецизионных измерительных системах.

Для равенства резонансной частоты кристалла кварца и квазирезонансной частоты моста Вина сопротивление  $R$  резистора моста Вина подбирают равным резонансному активному сопротивлению кварцевого резонатора. Цепь отрицательной обратной связи, включенная между выходом и инвертирующим входом ОУ, компенсирует изменения резонансного активного сопротивления кварца в зависимости от температуры и тем самым поддерживает постоянными амплитуду и частоту выходного сигнала.

Кварцевую стабилизацию частоты обычно применяют в автогенераторах, работающих на фиксированных частотах (низкой и высокой), что является ее недостатком. Для получения стабильных колебаний звуковой и инфранизкой частот служат камертонные и магнитострикционные вибраторы, выполненные из специальных сплавов. В СВЧ-генераторах в качестве стабилизирующих контуров применяют устройства, называемые полыми резонаторами, с добротностью  $10^4$ — $10^5$ .

Рассмотренные кварцевые автогенераторы являются простейшими. Современный кварцевый автогенератор с высокой стабильностью частоты представляет собой довольно сложное устройство, содержащее стабилизаторы напряжения питания, а также такие элементы параметрической стабилизации, как амортизаторы и влагозащитные устройства.

# 8 глава



## ИМПУЛЬСНЫЕ И ЦИФРОВЫЕ УСТРОЙСТВА

### § 8.1. Общая характеристика импульсных устройств. Параметры импульсных сигналов

В предыдущих главах рассматривался в основном непрерывный режим работы электронных устройств, предполагающий длительное воздействие сигналов. Однако наряду с непрерывным в электронных устройствах часто используется *импульсный режим* работы, при котором кратковременное воздействие сигнала чередуется с паузой.

Импульсный режим работы имеет ряд преимуществ перед непрерывным.

1. В импульсном режиме может быть достигнута значительная мощность во время действия импульсов при малом значении средней (за период их повторения) мощности устройства. Очевидно, это преимущество проявляется сильнее при уменьшении длительности импульсов по отношению к периоду их повторения. В результате габариты и масса электронной аппаратуры, определяемые в основном средней мощностью, при использовании импульсного режима могут быть существенно снижены.

§ 8.1. Общая характеристика импульсных устройств. Параметры импульсных сигналов

§ 8.2. Электронные ключи и простейшие формирователи импульсных сигналов

§ 8.3. Логические элементы

§ 8.4. Триггеры

§ 8.5. Цифровые счетчики импульсов

§ 8.6. Регистры, дешифраторы, мультиплексоры

§ 8.7. Компараторы и триггеры Шмитта

§ 8.8. Мультивибраторы и одновибраторы

§ 8.9. Генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН)

§ 8.10. Селекторы импульсов

§ 8.11. Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи (ЦАП и АЦП)

§ 8.12. Микропроцессоры и микро-ЭВМ

2. Импульсный режим позволяет ослабить влияние температуры и разброса параметров полупроводниковых приборов на работу устройств. Это объясняется уменьшением энергии, выделяемой в элементах импульсного устройства. Разброс параметров не отражается существенно на работе импульсных устройств в связи с тем, что полупроводниковые приборы в них работают, как правило, в ключевом режиме, предполагающем два крайних состояния: «Включено» — «Выключено».

3. Импульсный режим позволяет значительно повысить пропускную способность и помехоустойчивость электронной аппаратуры. Пропускная способность — наибольшая возможная скорость

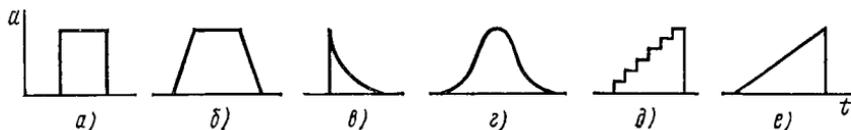


Рис. 8.1. Форма видеоимпульсов:

*a* — прямоугольный; *б* — трапециoidalный; *в* — экспоненциальный; *г* — колоколообразный; *д* — ступенчатый; *е* — пилообразный

передачи информации, а помехоустойчивость — способность аппаратуры правильно функционировать в условиях действия помех. Сигналы импульсных устройств дискретны и представляются комбинацией стандартных импульсов, поэтому скорость передачи таких сигналов выше, чем непрерывных. Выше и помехоустойчивость, так как искажение параметров импульсов (например, амплитуды) помехами не искажает информацию, заключенную в определенном сочетании импульсов.

4. Для реализации импульсных устройств, даже сложных (например, вычислительных машин), требуется большое число сравнительно простых однотипных элементов, легко выполняемых методами интегральной технологии. Это позволяет повысить надежность, уменьшить габариты и массу электронной аппаратуры.

Импульсные устройства широко распространены в вычислительной технике, радиолокации, телевидении, автоматике, промышленной электронике. Переход к дискретному представлению сигналов в виде сочетания импульсов в измерительной технике позволил резко повысить точность измерительных приборов. Импульсный режим работы лежит в основе современных быстродействующих цифровых вычислительных машин. Мощные импульсы передатчиков излучаются антеннами радиолокаторов, а слабые, отраженные от различных объектов импульсы, принимаются и обрабатываются приемниками, причем импульсный режим позволяет выделять сигналы, амплитуда которых значительно меньше уровня помех.

В импульсных устройствах используют импульсы различной формы: прямоугольные, трапециoidalные, экспоненциальные, колоколообразные, ступенчатые, пилообразные и др. (рис. 8.1, *a* — *e*). Их называют *видеоимпульсами* в отличие от *радиоимпульсов*,

представляющих собой пакеты высокочастотных колебаний (рис. 8.2, а, б). В импульсной технике применяют, как правило, видеопульсы.

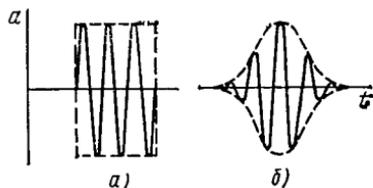


Рис. 8.2. Форма радиоимпульсов: а — прямоугольный; б — колоколообразный

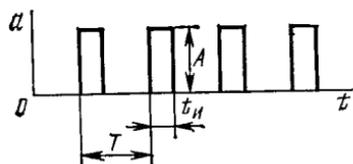


Рис. 8.3. Периодические импульсы

Обычно импульсы следуют периодически с периодом  $T$ , которому соответствует частота повторения  $F=1/T$  (рис. 8.3). Отношение периода  $T$  к длительности  $t_n$  импульсов называют *скважностью*:

$$q = T/t_n.$$

Скважность обычно колеблется в пределах от 2—10 (автоматика, вычислительная техника) до 10 000 (радиолокация).

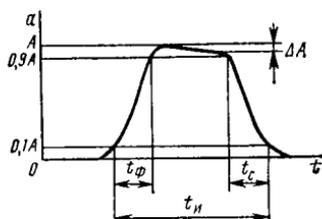


Рис. 8.4. Параметры реальных импульсов

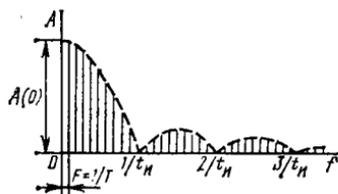


Рис. 8.5. Амплитудный спектр периодических прямоугольных импульсов

Приведенные на рис. 8.1 импульсы идеализированы. Реальные импульсы искажены, что выражается обычно в замедлении нарастания и убывания импульса, а также в спаде его плоской вершины. Реальные импульсы характеризуют следующими основными параметрами (рис. 8.4):

амплитудой импульса  $A$ ;

длительностью импульса  $t_n$ , обычно определяемой на уровне 0,1  $A$ ;

длительностью фронта импульса  $t_\phi$  — временем нарастания импульса от 0,1 до 0,9  $A$ ;

длительностью среза импульса  $t_c$  — временем убывания импульса от 0,9 до 0,1  $A$ ;

спадом вершины импульса  $\Delta A$ .

Для определения полосы пропускания устройств, предназначенных для передачи импульсных сигналов, важно знать спектральный

состав этих сигналов. Периодическую последовательность импульсов характеризуют спектром в виде суммы бесконечно большого числа гармоник. Амплитудные спектры — зависимости амплитуд гармоник от частоты — различны для разных форм импульсов, их длительности и периода. На рис. 8.5 показан амплитудный спектр периодических прямоугольных импульсов (см. рис. 8.3). Отдельные составляющие спектра отстоят одна от другой по оси частот на величину частоты повторения  $F=1/T$ . Поэтому спектр содержит постоянную составляющую  $A(0)$  и амплитуды гармоник с частотами, кратными  $F$ . Другие составляющие спектра отсутствуют. Такой спектр называют *линейчатым (дискретным)*. В спектре рис. 8.5 отсутствуют также составляющие с частотами, кратными  $1/t_n$ .

При увеличении частоты повторения  $F$  частотные интервалы между отдельными составляющими спектра возрастают, при уменьшении частоты повторения ( $F \rightarrow 0$ ,  $T \rightarrow \infty$ ), что соответствует одиночному импульсу, спектр «уплотняется» и становится непрерывным, не меняя своей формы. Амплитудный спектр определяется формой импульсов. На рис. 8.6 показаны для сравнения относительные амплитудные спектры прямоугольного (1) и колоколообразного (2) одиночных импульсов.

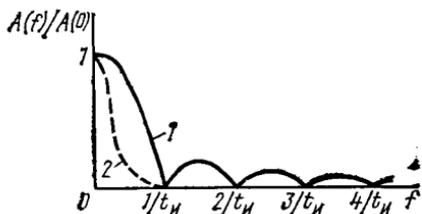


Рис. 8.6. Относительные амплитудные спектры прямоугольного (1) и колоколообразного (2) одиночных импульсов

Спектры характеризуют *активной шириной*, представляющей собой диапазон частот от  $f=0$  до  $f_{\max}=F_a$ , в котором заключено 95% энергии сигнала. Для прямоугольного импульса  $F_a=2/t_n$ , для колоколообразного импульса  $F_a=0,25/t_n$ . Чтобы импульс почти не искажался при передаче через электрическую цепь (например, через усилитель), нужно обеспечить ширину полосы пропускания цепи не менее  $F_a$ . Таким образом, для неискаженной передачи прямоугольного импульса требуется полоса  $2/t_n$ , а колоколообразного импульса —  $0,25/t_n$ , т. е. в 8 раз меньше. Например, для прямоугольного импульса длительностью  $t_n=1$  мкс необходима полоса пропускания  $\Delta f=2/t_n=2/10^{-6}=2$  МГц, а для колоколообразного импульса той же длительности  $\Delta f=250$  кГц.

Заметим, что ширина полосы пропускания, обеспечивающая неискаженную передачу, не зависит от частоты повторения импульсов при постоянной их длительности.

## § 8.2. Электронные ключи и простейшие формирователи импульсных сигналов

В состав многих импульсных устройств входят *электронные ключи*. Основу любого электронного ключа составляет активный элемент (полупроводниковый диод, транзистор, тиристор, электрон-

ная лампа), работающий в *ключевом режиме*. Ключевой режим характеризуется двумя состояниями ключа: «Включено» — «Выключено». На рис. 8.7, а — в приведены упрощенная схема и временные диаграммы идеального ключа. При разомкнутом ключе  $i=0$ ,  $u_{\text{вых}}=E$ , при замкнутом ключе  $i=E/R$ ,  $u_{\text{вых}}=0$ . При этом предполагается, что сопротивление разомкнутого ключа бесконечно велико, а сопротивление замкнутого ключа равно нулю. В реальных ключах токи, а также уровни выходного напряжения, соответствующие состояниям «Включено» — «Выключено», зависят от типа и параметров применяемых активных элементов и переход из одного состояния в другое происходит не мгновенно, а в течение времени, обусловленного инерционностью активного элемента и наличием паразитных емкостей и индуктивностей цепи. Качество электронного ключа определяется следующими основными параметрами:

*падением напряжения на ключе в замкнутом состоянии  $u_3$ ;*

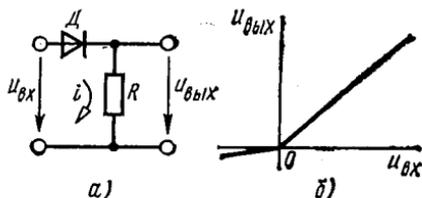


Рис. 8.8. Схема (а) и передаточная характеристика (б) последовательного диодного ключа с нулевым уровнем включения

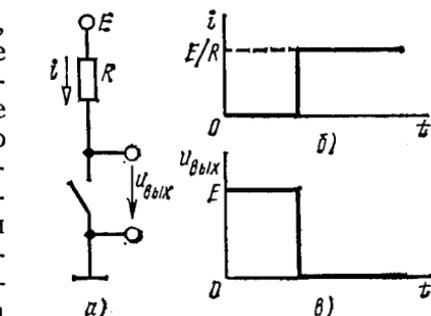


Рис. 8.7. Схема (а), временные диаграммы тока (б) и выходного напряжения (в) идеального ключа

*током через ключ в разомкнутом состоянии  $i_p$ ;*  
*временем перехода ключа из одного состояния в другое (временем переключения)  $t_{\text{пер}}$ .*

Чем меньше значения величин  $u_3$ ,  $i_p$  и  $t_{\text{пер}}$ , тем выше качество ключа.

Простейший тип электронных ключей — *диодные ключи*. В качестве активных элементов в них используют полупроводниковые или электровакуумные диоды. На рис. 8.8, а приведена схема *последовательного диодного ключа*, а на рис. 8.8, б — его передаточная характеристика. При положительном входном напряжении диод открыт и ток через него

$$i = u_{\text{вх}} / (R_{\text{пр}} + R),$$

где  $R_{\text{пр}}$  — прямое сопротивление диода.

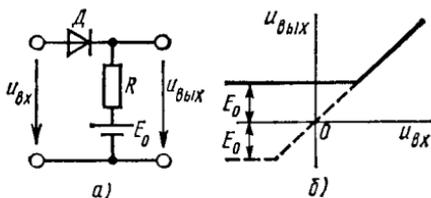


Рис. 8.9. Схема (а) и передаточные характеристики (б) последовательного диодного ключа с ненулевым уровнем включения

Выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = Ri = R \frac{u_{\text{вх}}}{R_{\text{пр}} + R}.$$

Обычно  $R_{\text{пр}} \ll R$ , тогда  $u_{\text{вых}} \approx u_{\text{вх}}$ . При отрицательном входном напряжении обратный ток через диод

$$i = u_{\text{вх}} / (R_{\text{обр}} + R),$$

где  $R_{\text{обр}}$  — обратное сопротивление диода.

При этом выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = Ri = R \frac{u_{\text{вх}}}{R_{\text{обр}} + R}.$$

Как правило,  $R_{\text{обр}} \gg R$  и  $u_{\text{вых}} \approx R \frac{u_{\text{вх}}}{R_{\text{обр}}} \ll u_{\text{вх}}$ . При изменении полярности включения диода график функции  $u_{\text{вых}} = f(u_{\text{вх}})$  повернется на угол  $\pi$  вокруг начала координат.

Схеме рис. 8.8, а соответствует нулевой уровень включения (уровень входного напряжения, определяющий отпирание или запирающие диода). Для изменения уровня включения в цепь ключа вводят

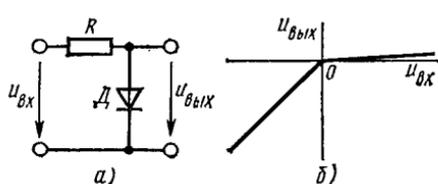


Рис. 8.10. Схема (а) и передаточная характеристика (б) параллельного диодного ключа с нулевым уровнем включения

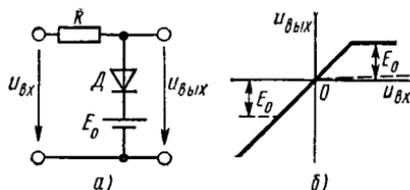


Рис. 8.11. Схема (а) и передаточные характеристики (б) параллельного диодного ключа с ненулевым уровнем включения

источник напряжения смещения  $E_0$  (рис. 8.9, а). В этом случае при  $u_{\text{вх}} > E_0$  диод открыт и  $u_{\text{вых}} \approx u_{\text{вх}}$ , а при  $u_{\text{вх}} < E_0$  — закрыт и  $u_{\text{вых}} = E_0$  (рис. 8.9, б). Если изменить полярность источника  $E_0$ , то график функции  $u_{\text{вых}}(u_{\text{вх}})$  приобретет вид, показанный на рис. 8.9, б пунктирной линией.

В качестве источника  $E_0$  часто используют резистивный делитель напряжения, подключенный к общему для электронного устройства источнику питания. Применяя переменный резистор как регулируемый делитель напряжения, можно изменять уровень включения.

На рис. 8.10, а приведена схема параллельного диодного ключа, а на рис. 8.10, б — его передаточная характеристика. При положительном входном напряжении диод открыт (ключ замкнут),  $u_{\text{вых}} \approx 0$ , а при отрицательном — закрыт (ключ разомкнут),  $u_{\text{вых}} \approx u_{\text{вх}}$ . Для изменения уровня включения в цепь ключа вводят источник напряжения смещения  $E_0$ , включенный последовательно с диодом

(рис. 8.11, а). При изменении полярности включения диода и источника  $E_0$  получают характеристику, показанную на рис. 8.11, б пунктирной линией.

Комбинацией двух диодных ключей можно получить *двойной диодный ключ* (рис. 8.12, а), который передает входное напряжение на выход ключа, если оно находится в пределах границ, определяемых уровнями включения первого ( $U_{вх1}$ ) и второго ( $U_{вх2}$ ) ключей (рис. 8.12, б).

Время переключения диодных ключей  $t_{пер}$ , определяющее их быстродействие, зависит от паразитных емкостей диодов (емкости  $p-n$ -перехода) и емкости монтажа, а также от времени выключения диода  $t_{выкл}$ , которое определяется временем рекомбинации носителей заряда. Для повышения быстродействия ключей применяют малоинерционные диоды. Так, в обычных диодах  $t_{выкл} > 0.5$  мкс, а в диффузионных диодах  $t_{выкл} \approx 0,05$  мкс.

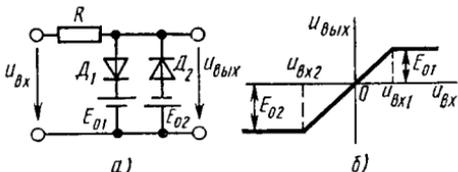


Рис. 8.12. Схема (а) и передаточная характеристика (б) двойного диодного ключа

Диодные ключи не позволяют электрически разделить управляющую и управляемую цепи, что часто требуется на практике. В

этих случаях используют *транзисторные ключи*. На рис. 8.13, а приведена схема ключа на биполярном транзисторе. Входная (управляющая) цепь здесь отделена от выходной (управляемой) цепи. Ключ мало отличается от усилителя, выполненного по схеме с общим эмиттером. Однако транзистор работает в *ключевом режиме*, характеризуемом двумя состояниями. Первое состояние определяется точкой  $A_1$  на выходных характеристиках транзистора; его называют *режимом отсечки*. В режиме отсечки ток базы  $I_б = 0$ , коллекторный ток  $I_{к1}$  равен начальному коллекторному току, а коллекторное напряжение  $U_к = U_{к1} \approx E_к$  (рис. 8.13, б). Режим отсечки реализуется при отрицательных потенциалах базы. Второе состояние определяется точкой  $A_2$  и называется *режимом насыщения*. Он реализуется при положительных потенциалах базы. При этом ток базы определяется в основном сопротивлением резистора  $R_б$  и  $I_{б2} = U_{вх}/R_б$ , поскольку сопротивление открытого эмиттерного перехода мало. Коллекторный переход также открыт, и ток коллектора  $I_{к2} \approx E_к/R_к$ , а коллекторное напряжение  $U_{к2} \approx 0$ . Из режима отсечки в режим насыщения транзистор переводится воздействием положительного входного напряжения. При этом повышению входного напряжения (потенциала базы) соответствует понижение выходного напряжения (потенциала коллектора), и наоборот. Такой ключ называют *инвертирующим (инвертором)*. В рассмотренном транзисторном ключе уровни выходного напряжения, соответствующие режимам отсечки и насыщения, стабильны и почти не зависят от температуры.

Существуют также *повторяющие* ключи, у которых понижению входного напряжения соответствует понижение выходного напряжения. Повторяющий ключ выполняют по схеме эмиттерного повторителя.

Время переключения ключей на биполярных транзисторах определяется барьерными емкостями  $p-n$ -переходов и процессами накопления и рассасывания неосновных носителей заряда в базе.

Для повышения быстродействия и входного сопротивления применяют ключи на полевых транзисторах.

Электронные ключи часто используют в устройствах *формирования импульсов*. К простейшим и наиболее распространенным ус-

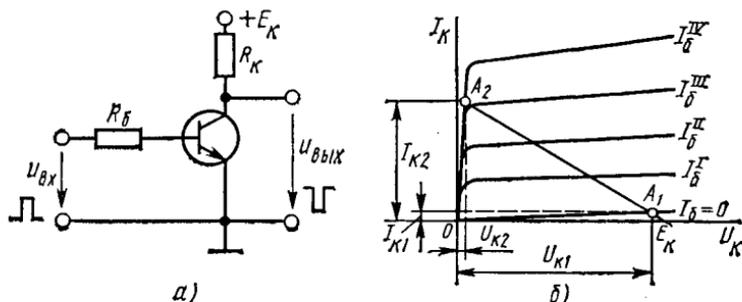


Рис. 8.13. Схема (а) и характеристики режима работы (б) ключа на биполярном транзисторе

стройствам формирования импульсов относят ограничители, а также линейные цепи, включаемые на выходе электронных ключей.

Ограничителем называют нелинейный четырехполюсник, выходное напряжение которого повторяет форму входного напряжения, если последнее не выходит за уровни ограничения, и почти не изменяется, если входное напряжение превышает эти уровни.

В качестве ограничителей используют рассмотренные электронные ключи.

Для *ограничения сверху* применяют последовательные или параллельные диодные ключи, а также транзисторные ключи, рабо-

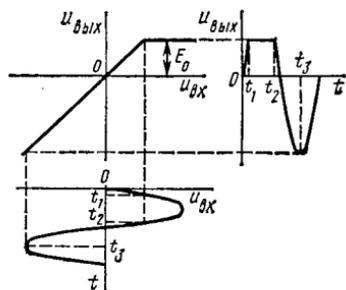


Рис. 8.14. Диаграммы, поясняющие работу ограничителя сверху

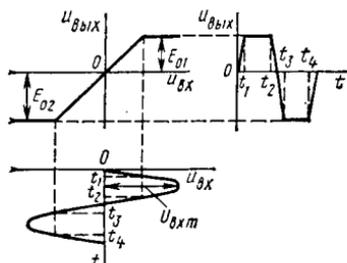


Рис. 8.15. Диаграммы, поясняющие работу двустороннего ограничителя

тающие только в режиме отсечки или только в режиме насыщения. На рис. 8.14 показано ограничение синусоидального напряжения сверху с помощью параллельного диодного ключа (см. рис. 8.11, а). Уровень ограничения равен уровню включения ключа. Аналогично получают *ограничение снизу*. Для *двустороннего ограничения* ис-

пользуют двойные ключи. На рис. 8.15 показано двустороннее ограничение синусоидального напряжения с помощью двойного диодного ключа (см. рис. 8.12, а).

Часто в качестве ограничителей применяют устройства (рис. 8.16, а) с кремневыми стабилитронами, аналогичные стабилизаторам напряжения. Используя вольт-амперную характеристику стабилитрона (см. рис. 2.12), можно построить

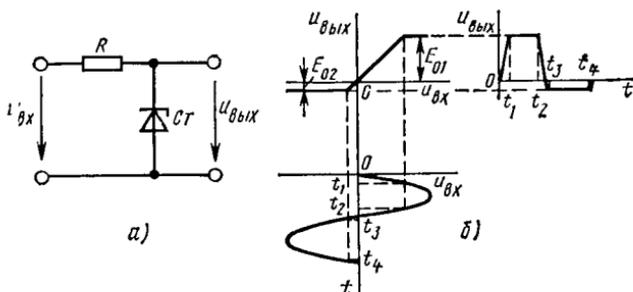


Рис. 8.16. Схема (а) и характеристика режима работы (б) ограничителя на полупроводниковом стабилитроне

передаточную характеристику ограничителя на стабилитроне (рис. 8.16, б). Этот ограничитель дает двустороннее ограничение. Уровень ограничения сверху  $E_{01}$  равен напряжению стабилизации  $U_{ст}$ , а уровень ограничения снизу  $E_{02}$  [ $E_{02} = (0,7 \div 0,8)U_{пр}$ ] определяется прямой ветвью вольт-амперной характеристики стабилитрона и близок к нулю. Для изменения уровня ограничения сверху требуется стабилитрон другого типа с иным значением  $U_{ст}$ , а для повышения уровня ограничения снизу можно использовать последовательное встречное включение стабилитронов (рис. 8.17, а). В этом случае уровни ограничения  $E_{01}$  и  $E_{02}$  (рис. 8.17, б) равны соответственно

$$E_{01} = U_{ст1} + U_{пр2}; \quad E_{02} = U_{ст2} + U_{пр1},$$

где индексы 1 и 2 относятся соответственно к первому и второму стабилитронам.

Преимущество ограничителей на стабилитронах заключается в том, что они не нуждаются в источниках напряжения смещения; недостатками являются неудобство изменения уровня ограничения и значительная инерционность, определяемая большой барьерной емкостью  $p$ - $n$ -перехода стабилитронов (80—150 пФ). Поэтому ограничители на стабилитронах обычно используют в низкочастотных устройствах, а также в цепях защиты электронных устройств от перенапряжений источников питания. Если напряжение источника питания превышает  $U_{ст}$ , то резко возрастает ток стабилитрона, что приведет к срабатыванию устройств защиты источника питания от перегрузок по току нагрузки и источник отключится. Ограничители на стабилитронах применяют также для защиты электромеханических измерительных приборов от перегрузки.

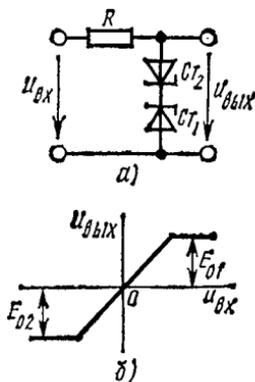


Рис. 8.17. Схема (а) и характеристика режима работы (б) двустороннего ограничителя на полупроводниковых стабилитронах

**Применение ограничителей** весьма разнообразно. С помощью ограничителя легко сформировать трапецидальное напряжение из синусоидального (см. рис. 8.15). Если амплитуда входного напря-

жения значительно больше уровня ограничения ( $U_{\text{вх м}} \gg E_0$ ), то можно получить выходное напряжение, близкое по форме к прямоугольным импульсам. Другое применение ограничителей — сглаживание вершин импульсов, искаженных помехой или определяемых условиями формирования (рис. 8.18). Ограничители применяют также для формирования импульсов неизменной амплитуды,

например в устройствах измерения временных или фазовых сдвигов между сигналами.

Обширная область применения ограничителей — устройства амплитудной селекции (выделения). *Амплитудным селектором* называют устройство, предназначенное для выделения импульсов, амплитуда которых больше или меньше определенного уровня (уровня селекции), или импульсов, амплитуда которых находится в заданных пределах (см. § 8.10). Рис. 8.19, а поясняет применение последовательного двудного ограничителя

Рис. 8.18. Сглаживание вершин импульсов с помощью ограничителя сверху

(см. рис. 8.9, а) для селекции импульсов, превышающих уровень  $E$ . При нулевом уровне ограничения ( $E=0$ ) можно выделять импульсы по полярности (рис. 8.19, б).

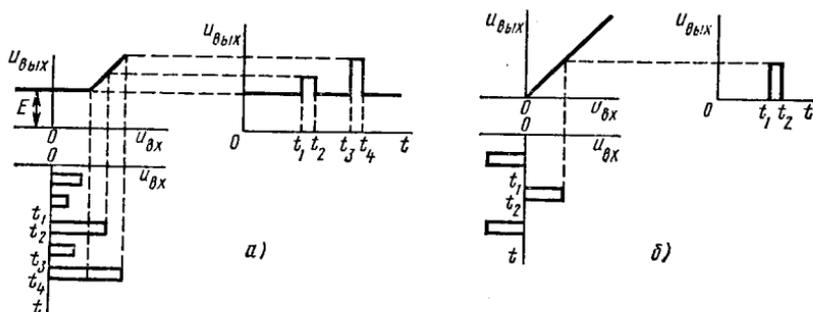


Рис. 8.19. Выделение импульсов с помощью ограничителей: а — по амплитуде; б — по полярности

Для формирования коротких импульсов служат *дифференцирующие цепи* — линейные четырехполюсники, у которых выходное напряжение приблизительно пропорционально производной входного напряжения по времени:

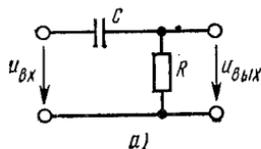
$$u_{\text{вых}} = k \frac{du_{\text{вх}}}{dt},$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности.

На рис. 8.20, а, б приведены схемы простейшей дифференцирующей  $RC$ -цепи и диаграммы, поясняющие ее работу при воздействии

прямоугольного импульса напряжения. Для уменьшения длительности выходных импульсов следует уменьшить постоянную времени цепи  $\tau = RC$ . Можно показать, что при этом повышается и точность дифференцирования входного напряжения.

*Интегрирующие цепи* — четырехполюсники, у которых выходное напряжение пропорционально интегралу по времени от входного напряжения, — применяют для формирования импульсов реже, чем дифференцирующие цепи. Схема интегрирующей цепи отличается от схемы рис. 8.20, а тем, что конденсатор  $C$  и резистор  $R$  меняются местами [19].



### § 8.3. Логические элементы

*Логические элементы* вместе с запоминающими элементами составляют основу устройств цифровой (дискретной) обработки информации — вычислительных машин, цифровых измерительных приборов и устройств автоматики. Логические элементы выполняют простейшие логические операции над цифровой информацией, а запоминающие элементы служат для ее хранения.

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

Логические преобразования двоичных сигналов включают три элементарные операции:

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

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

2) логическое умножение (конъюнкцию), или операцию И, обозначаемую знаками «·»,  $\wedge$  или написанием переменных рядом без знаков деления:

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

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

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

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

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

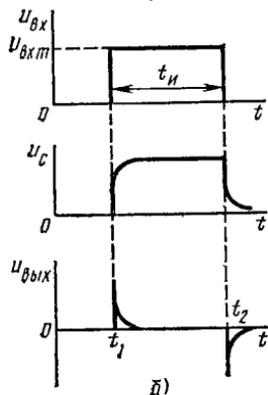


Рис. 8.20. Схема (а) и диаграммы работы (б) дифференцирующей цепи

Самостоятельное значение имеет логическая операция ЗАПРЕТ, которая символически записывается в виде

$$F = x_1 \bar{x}_2.$$

Логические элементы, реализующие операцию ИЛИ, называют *элементами ИЛИ* и обозначают на функциональных схемах, как показано на рис. 8.21, а. Выходной сигнал  $F$  элемента ИЛИ равен единице, если хотя бы на один из  $n$  входов подан сигнал «1».

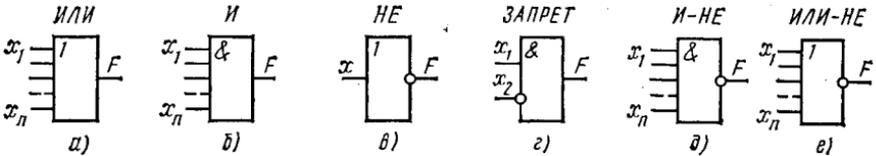


Рис. 8.21. Условные обозначения основных логических элементов

Логические элементы, реализующие операцию И, называют *элементами И* либо схемами совпадения и обозначают, как показано на рис. 8.21, б. Выходной сигнал  $F$  элемента И равен единице, если одновременно на все  $n$  входов подан сигнал «1».

Операция НЕ реализуется логическим элементом НЕ или *инвертором*, обозначение которого приведено на рис. 8.21, в. Логический элемент ЗАПРЕТ имеет в простейшем случае лишь два входа: разрешающий (вход  $x_1$ ) и запрещающий (вход  $x_2$ ). Выходной сигнал повторяет сигнал на разрешающем входе  $x_1$ , если  $x_2=0$ . При  $x_2=1$  на выходе возникает сигнал «0» независимо от значения  $x_1$ . Стандартное условное обозначение элемента ЗАПРЕТ приведено на рис. 8.21, г.

Помимо рассмотренных логических элементов на практике широко применяют комбинированные элементы, реализующие две (и более) логические операции, например *элементы И — НЕ* (рис. 8.21, д), *ИЛИ — НЕ* (рис. 8.21, е). Первый из них выполняет операцию  $F = x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_n$ , а второй — операцию  $F = x_1 x_2 x_3 \dots x_n$ .

Логические элементы обычно выполняют на интегральных микросхемах.

В зависимости от вида используемых сигналов логические элементы подразделяют на потенциальные и импульсные. В *потенциальных элементах* логические «0» и «1» представляются двумя разными уровнями электрического потенциала, а в *импульсных элементах* — наличием или отсутствием перепада напряжения от низкого уровня к высокому или наоборот. Наибольшее распространение получили потенциальные элементы.

Простейшие логические элементы И и ИЛИ могут быть построены на основе диодных ключей. В качестве элемента НЕ обычно ис-

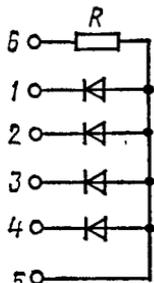


Рис. 8.22. Схема элемента из диодных ключей

пользуют транзисторный ключ (см. рис. 8.13, а), обладающий инвертирующими свойствами.

На рис. 8.22 приведена схема элемента из диодных ключей, который может быть использован в качестве логического элемента ИЛИ или И в зависимости от включения и кодирования сигналов.

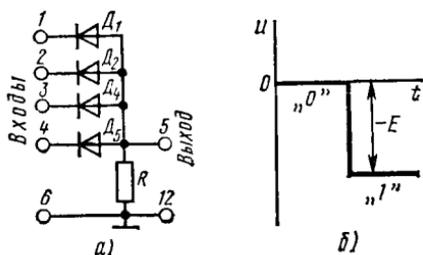


Рис. 8.23. Включение элемента рис. 8.22 по схеме логического элемента ИЛИ (а) и кодирование его сигналов (б)

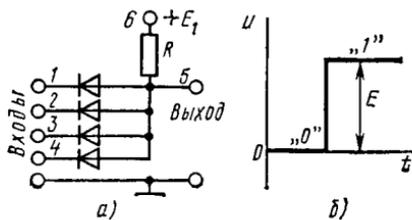


Рис. 8.24. Включение элемента рис. 8.22 по схеме логического элемента И (а) и кодирование его сигналов (б)

При включении по схеме рис. 8.23, а элемент из диодных ключей служит элементом ИЛИ, если кодирование сигналов соответствует рис. 8.23, б. Действительно, при воздействии сигнала «1» ( $-E$ ) хотя бы на один вход (например,  $x_1=1$ ) открывается соответствующий диод ( $D_1$ ) и выход соединяется со входом ( $F=1$ ). Остальные диоды закрыты, т. е. выходной сигнал не попадает на входы, на которых  $U_{\text{вх}}=0$ .

Для получения логического элемента И диоды включают по схеме рис. 8.24, а, если кодирование сигналов соответствует рис. 8.24, б. Действительно, при сигнале «0» на всех входах все диоды открыты, в них и в резисторе  $R$  появляются токи, создаваемые источником э. д. с.  $E_1$  и замыкающиеся через источники сигналов, подключенные ко всем входам. Поскольку сопротивление резистора  $R$  значительно больше прямого сопротивления диодов, напряжение на нем приблизительно равно  $E$ , а напряжение на выходе оказывается близким к нулю.

Если напряжение на одном из входов соответствует логической «1» ( $E > E_1$ ), то соответствующий диод закрывается, однако остальные диоды открыты и на выходе по-прежнему остается сигнал «0». Сигнал «1» появится на выходе только тогда, когда на все входы будет воздействовать сигнал «1», все диоды окажутся закрытыми, ток через резистор будет равен нулю и  $u_{\text{вх}}=E_1$ .

Чтобы получить логический элемент И — НЕ, к элементу по схеме рис. 8.22 добавляют инвертор на транзисторе (рис. 8.25). Операция И осуществляется диодной частью схемы ( $D_1-D_4, R_1$ ), а транзисторный каскад с общим эмиттером служит инвертором. Для связи логического элемента И с инвертором служат последовательно включенные диоды  $D_5, D_6$ , обеспечивающие надежное запи-

рание транзистора при невысоком, но положительном потенциале точки  $A$ , соответствующем логическому «0» элемента И. Потенциал базы транзистора в этом случае ниже потенциала точки  $A$  на сумму прямых напряжений диодов  $D_5, D_6$  и достаточен для запираания транзистора. Микросхема осуществляет операцию И — НЕ при кодировании, показанном на рис. 8.24, б. Действительно, при сигнале «0» на всех входах все диоды открыты, потенциал точки  $A$  близок к нулю. Транзистор закрыт, на выходе потенциал близок к  $+E$  (сигнал «1»). Потенциал точки  $A$  и выходной сигнал не изменятся до тех пор, пока на все входы не будет подан сигнал «1». Тогда диоды

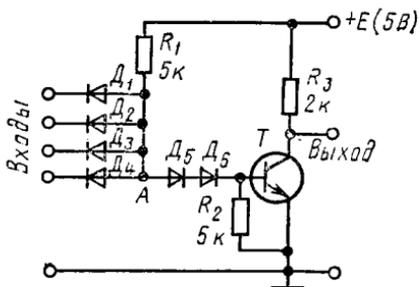


Рис. 8.25. Схема ДТЛ-элемента И — НЕ с простым инвертором

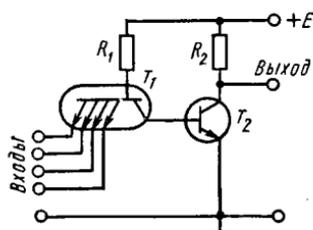


Рис. 8.26. Схема ТТЛ-элемента И — НЕ с простым инвертором

$D_1$ — $D_4$  закроются, потенциал точки  $A$  повысится, транзистор перейдет в режим насыщения, а на выходе потенциал понизится до значения «0».

Элемент И — НЕ по схеме рис. 8.25 относится к так называемым ДТЛ-элементам (диодно-транзисторная логика). Современные логические элементы выполняются в виде интегральных микросхем и входят в состав *серий микросхем* — совокупностей типов микросхем, которые могут выполнять различные функции, имеют единое конструктивно-технологическое исполнение и предназначены для совместного применения. Например, на основе схемы рис. 8.25 построены элементы И — НЕ серии 156 ДТЛ-типа. Так, микросхема 1ЛБ566А представляет собой мощный элемент 4И — НЕ и отличается от схемы рис. 8.25 более сложным инвертором (на четырех транзисторах) и отсутствием диодов  $D_5, D_6$ .

Более высоким быстродействием по сравнению с ДТЛ-элементами обладают ТТЛ-элементами (транзисторно-транзисторная логика).

На рис. 8.26 приведена схема ТТЛ-элемента И — НЕ с простым инвертором. Операция И реализуется здесь многоэмиттерным транзистором  $T_1$ , а транзистор  $T_2$  служит в качестве инвертора. Многоэмиттерные транзисторы легко реализуются в интегральной технологии и служат основой ТТЛ-элементов. Если на всех входах (эмиттерах транзистора  $T_1$ ) действует сигнал «1» (высокий потенциал), то все переходы эмиттер — база транзистора  $T_1$  закрыты.

Потенциал базы транзистора  $T_2$  близок к нулю, а переход коллектор — база транзистора  $T_1$  открыт приложенным в прямом направлении напряжением источника  $+E$ . Ток коллекторного перехода транзистора  $T_1$  проходит через переход эмиттер — база транзистора  $T_2$ , переводя его в режим насыщения, а на выходе появляется сигнал «0» (низкий потенциал). Если на одном из входов появится сигнал «0», то соответствующий переход эмиттер — база транзистора  $T_1$  откроется и его базовый ток перебросится из коллекторной цепи в эмиттерную. В результате транзистор  $T_2$  закроется и на выходе появится высокий потенциал («1»). Таким образом, сигнал «0» может быть на выходе только при сигналах «1» на всех входах, что соответствует операции И — НЕ.

На практике используют ТТЛ-элементы со сложным инвертором, позволяющим увеличить нагрузочную способность элемента.

На рис. 8.27 приведена схема такого элемента И — НЕ. Транзистор  $T_3$  выполняет функции эмиттерного повторителя с нагрузкой в виде транзистора  $T_4$ . При воздействии сигнала «1» на все входы транзистор  $T_2$  насыщен, как показано ранее. Следовательно, транзистор  $T_4$  также насыщен из-за высокого потенциала на его входе (точка  $a$ ), создаваемого эмиттерным током транзистора  $T_2$  на резисторе  $R_3$ . Благодаря низкому потенциалу коллектора транзистора  $T_2$  (точка  $b$ ) транзистор  $T_3$  закрыт. При воздействии сигнала «0» хотя бы на один из входов транзистор  $T_2$  закрывается, а транзистор  $T_3$  открывается из-за повышения потенциала точки  $b$  и работает как эмиттерный повторитель. Диод  $D$  служит для обеспечения режима смещения транзистора  $T_3$ , т. е. для того, чтобы этот транзистор был закрыт при насыщенном транзисторе  $T_2$ . Прямое напряжение на диоде  $D$  составляет около 0,5 В и служит для запираания транзистора  $T_3$ . Это напряжение создается даже при очень малых (порядка микроампер) токах закрытого транзистора  $T_3$ .

По схеме рис. 8.27 построен элемент И — НЕ 1ЛБ344А серии 134. Незначительно отличаются схемы элементов И — НЕ распространенных серий 133 и 155.

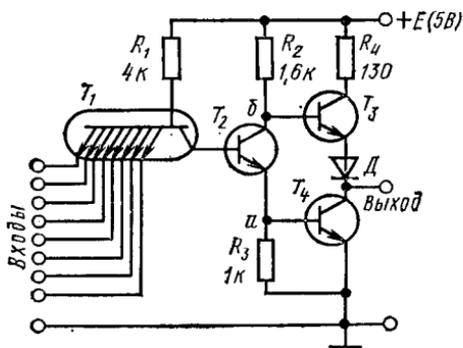


Рис. 8.27. Схема ТТЛ-элемента И — НЕ со сложным инвертором

Логические элементы на МОП-транзисторах обладают малой мощностью потребления и большим входным сопротивлением. На рис. 8.28 приведена схема МОП-элемента ИЛИ — НЕ, выполненного на транзисторах с каналом  $n$ -типа. Здесь транзистор  $T_4$  играет роль нагрузочного резистора, включенного в общей стоковой цепи транзисторов  $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$ . При сигнале «0» (низкий уровень) на входах все транзисторы закрыты и на выходе действует сигнал «1» (потенциал  $+E$ ).

Если хотя бы на одном из входов действует сигнал «1», соответствующий транзистор переходит в режим насыщения и на выходе появляется «0».

Еще более экономичны логические КМОП-элементы (здесь К — начальная буква в слове «комплементарный» — «дополнительный»). В них используются пары МОП-транзисторов с каналами разных типов ( $p$  и  $n$ ), включенных последовательно с источником питания. При этом затворы парных (комплементарных) транзисторов объединяются. В результате при любом входном сигнале («0» или «1») один из транзисторов открыт, а другой закрыт и ток от источника не отбирается. Ток потребляется только в момент переключения, чем и достигается высокая экономичность.

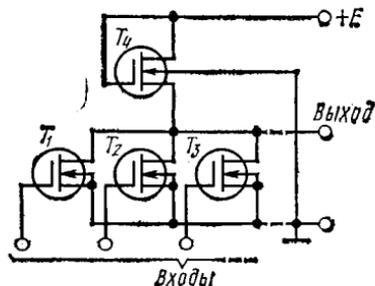


Рис. 8.28. Схема МОП-элемента ИЛИ — НЕ на транзисторах с индуцированным каналом  $n$ -типа

На рис. 8.29 приведена схема инвертора типа КМОП. При  $u_{вх}=0$  («0») открыт  $p$ -канальный МОП-транзистор  $T_2$ ,  $n$ -канальный транзистор  $T_1$  закрыт, а  $u_{вых}=E$  («1»). Если  $u_{вх}=E$ , то транзистор  $T_2$  закрыт, а транзистор  $T_1$  открыт и  $u_{вых}=0$ .

На рис. 8.30 приведена схема КМОП-элемента ИЛИ — НЕ, состоящая из

двух пар транзисторов:  $T_1$  и  $T_1'$ ,  $T_2$  и  $T_2'$ . При  $u_1=u_2=0$   $n$ -канальные транзисторы  $T_1, T_2$  закрыты, а  $p$ -канальные транзисторы  $T_1', T_2'$  открыты и  $u_{вых}=E$  («1»). Если  $u_1=E$ , а  $u_2=0$ , то транзистор  $T_1$  открыт, транзистор  $T_1'$  закрыт, транзистор  $T_2$  закрыт, транзистор  $T_2'$  открыт и  $u_{вых}=0$ , т. е. схема реализует операцию ИЛИ — НЕ. По схеме рис. 8.29 построен, например, элемент 4ИЛИ — НЕ К176ЛЕ5 серии 176.

КМОП-элементы состоят только из МОП-транзисторов, что делает их весьма технологичными, поэтому они широко применяются в больших интегральных

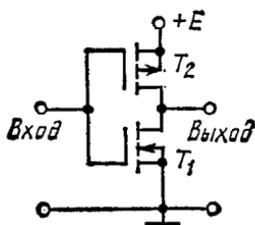


Рис. 8.29. Схема КМОП-элемента НЕ

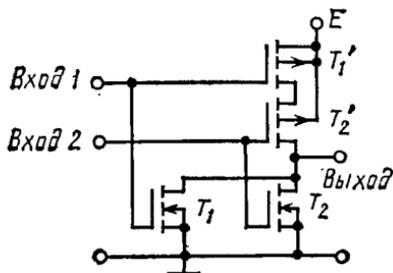


Рис. 8.30. Схема КМОП-элемента ИЛИ — НЕ

схемах (БИС). Напряжение питания КМОП-элементов может быть установлено любым в пределах от 3 до 15 В. Недостаток КМОП-элементов (так же как и МОП-элементов) — сравнительно невысокое быстродействие.

Помимо рассмотренных существуют логические элементы других типов, например ЭСЛ (эмиттерно-связанная логика), И<sup>2</sup>Л (интегрально-инжекционная логика), обладающие высоким быстродействием.

В табл. 8.1 для сравнения приведены основные параметры логических элементов различных типов. Помимо напряжения питания и мощности потребления энергии одним элементом к ним относятся:

время задержки распространения — параметр, определяющий быстродействие элемента. Оно равно времени задержки перепада напряжения при прохождении через элемент;

Таблица 8.1

## ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ

Тип элемента	Напряжение питания, В	Мощность потребления энергии одним элементом, мВт	Время задержки распространения, нс	Коэффициент разветвления по выходу
ДТЛ	5	9	25	7
ТТЛ	5	10	10	10
<i>n</i> -МОП	5	0,5	30	20
<i>p</i> -МОП	+5; -12	0,5	100	20
КМОП	5—15	0,3—3 мкВт/кГц *	90—30	50
ЭСЛ	-5,2	25	2	10
И <sup>2</sup> Л	1	0,001—0,1	1000—10	3

\* Мощность пропорциональна частоте переключений (при частоте 1 кГц мощность равна 0,3—3 мкВт).

*коэффициент разветвления по выходу* — параметр, равный числу единичных нагрузок, которые можно одновременно подключить к выходу. Он определяет нагрузочную способность логического элемента;

*коэффициент объединения по входу*, равный числу входов, по которым реализуется логическая функция.

Наибольшее распространение получили логические ТТЛ-, ЭСЛ- и КМОП-элементы. Технологии *n*-МОП и И<sup>2</sup>Л используют только в БИС.

## § 8.4. Триггеры

Одно из наиболее распространенных импульсных устройств, относящихся к базовым элементам цифровой техники, — триггер (от англ. trigger — спусковой крючок).

Триггером называют устройство, обладающее двумя состояниями устойчивого равновесия и способное скачком переходить из одного состояния в другое под воздействием внешнего управляющего сигнала.

Состояния устойчивого равновесия характеризуются тем, что после слабого внешнего воздействия устройство возвращается в исходное состояние, т. е. токи и напряжения принимают исходные значения в отличие от состояния неустойчивого равновесия, при котором любое слабое внешнее воздействие нарушает это состояние. Для перехода триггера из одного устойчивого состояния в другое необходимо, чтобы входной сигнал превысил пороговое значение.

В современной электронике триггеры выполняются, как правило, в виде микросхем, построенных на основе логических элементов. На рис. 8.31, *a*, *b* приведены схемы триггеров на логических элементах ИЛИ — НЕ, И — НЕ, а на рис. 8.31, *б*, *г* показаны их условные обозначения. Допустим, что на входах *R* и *S* сигналы равны «0» ( $R=0, S=0$ ), а на прямом выходе *Q* сигнал равен «1» ( $Q=1$ ). Тогда на инверсном выходе  $\bar{Q}$  сигнал равен «0», так как на одном из вхо-

дов (соединенном с  $Q$ ) логического элемента ИЛИ — НЕ сигнал равен «1». На обоих входах элемента  $\mathcal{E}_1$  сигнал «0», поэтому  $Q=1$ . Очевидно, при  $R=0, S=0$  возможно и второе устойчивое состояние, при котором  $Q=0, \bar{Q}=1$ . Нетрудно видеть, что при  $S=1, R=0$

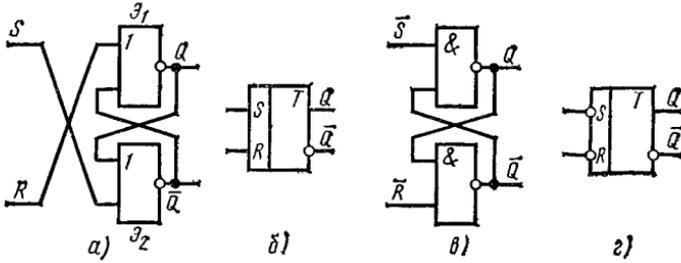


Рис. 8.31. Схемы (а, в) и условные обозначения (б, г) асинхронных  $RS$ -триггеров на логических элементах ИЛИ — НЕ, И — НЕ

триггер оказывается в первом устойчивом состоянии ( $Q=1, \bar{Q}=0$ ), а при  $S=0, R=1$  — во втором устойчивом состоянии ( $Q=0, \bar{Q}=1$ ). Комбинация  $S=1, R=1$  недопустима.

Рассмотренный триггер называют  $RS$ -триггером. Вход  $S$  называется установочным (от англ. set — устанавливать), а вход  $R$  — входом сброса (от англ. reset — вновь устанавливать). При  $S=1$

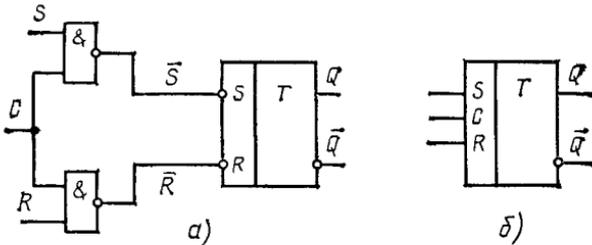


Рис. 8.32. Схема (а) и условное обозначение (б) синхронного  $RS$ -триггера на элементах И — НЕ

триггер устанавливается в состояние «1» ( $Q=1, \bar{Q}=0$ ), при  $R=1$  — сбрасывается в состояние «0» ( $Q=0, \bar{Q}=1$ ).

Аналогично работает  $RS$ -триггер на элементах И — НЕ (рис. 8.31, в) с той разницей, что он должен иметь инверсные входы, т. е. устанавливаться в состояние «1» при  $S=0$  и сбрасываться в состояние «0» при  $R=0$ . Запрещенная комбинация входных сигналов для этой схемы — «0», «0».

Триггеры можно классифицировать по функциональному признаку и по способу управления. По функциональному признаку различают триггеры  $RS, D, T, JK$  и других типов, по способу управления — асинхронные и синхронные (тактируемые). Рассмотренный

$RS$ -триггер относится к асинхронным, так как переход его из одного состояния в другое происходит в темпе поступления сигналов на информационные ( $R$ ,  $S$ ) входы и не связан с тактовыми сигналами. В синхронных триггерах помимо информационных имеется вход тактовых (синхронизирующих) сигналов и переключения триггера происходят только при наличии тактового сигнала. Синхронный режим работы является основным в ЭВМ, на нем основан принцип действия ряда узлов цифровой техники, например  $D$ - и  $JK$ -триггеров, регистров и т. д.

На рис. 8.32,  $a$ ,  $b$  приведены схема и условное обозначение синхронного  $RS$ -триггера на элементах И — НЕ. Схема рис. 8.32,  $a$

отличается от схемы асинхронного триггера (см. рис. 8.31,  $a$ ) наличием двух дополнительных элементов И — НЕ, благодаря которым управляющие сигналы проходят на входы  $\bar{R}$  и  $\bar{S}$  только при воздействии на синхронизирующий вход сигнала «1» ( $C=1$ ).

Для приема информации по одному входу используются  $D$ -триггеры (от англ. delay — задержка). На рис. 8.33,  $a$ ,  $b$  приведены схема и условное обозначение  $D$ -триггера на элементах И — НЕ.  $D$ -триггер переходит в состояние «1» ( $Q=1$ ), если в момент прихода синхронизирующего сигнала ( $C=1$ ) на его информационном входе сигнал «1» ( $D=1$ ). В этом состоянии триггер остается и после окончания сигнала на входе  $D$  до прихода очередного синхронизирующего сигнала, возвращающего триггер в состояние «0». Таким образом,  $D$ -триггер «задерживает» поступившую на его вход информацию на время, равное периоду синхронизирующих сигналов.

Действительно, при  $D=1$ ,  $C=1$  на выходе  $\bar{S}$  элемента  $\mathcal{E}_1$  сигнал «0» ( $\bar{S}=0$ ), а на выходе  $\mathcal{E}_2$  — «1» ( $\bar{R}=1$ ) [так как на его входах «1» и «0»; рис. 8.33,  $a$ ]. Так как  $RS$ -триггер имеет инверсные входы, то при  $\bar{S}=0$ ,  $\bar{R}=1$  он переходит в состояние «1» ( $Q=1$ ,  $\bar{Q}=0$ ) и остается в этом состоянии до тех пор, пока при  $D=0$  не получится  $C=1$ . В этом случае  $\bar{S}=1$ ,  $\bar{R}=0$  и триггер возвращается в состояние «0» ( $Q=0$ ,  $\bar{Q}=1$ ). При  $D=0$ ,  $\bar{S}=1$  и независимо от  $C$   $Q=0$ .

$T$ -триггер (от англ. tumble — опрокидываться, кувыраться), или счетный триггер, имеет один информационный вход и переходит в противоположное состояние в результате воздействия на его вход каждого очередного сигнала. Название «счетный» (или «со счетным запуском») связано с широким применением  $T$ -триггеров в счетчиках импульсов. На рис. 8.34,  $a$ ,  $b$  приведены условное обозначение и временные диаграммы  $T$ -триггера.

$T$ -триггеры выполняют на основе двух последовательно соединенных  $RS$ -триггеров ( $MS$ -схема), первый из которых называют

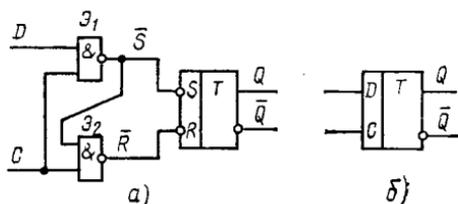


Рис. 8.33. Схема ( $a$ ) и условное обозначение ( $b$ )  $D$ -триггера на элементах И — НЕ

ведущим (от англ. master — хозяин), а другой — ведомым (от англ. slave — раб). На рис. 8.35, а, б приведены схемы и условное обозначение *MS*-триггера (двухступенчатого триггера), в котором триггер  $T_1$  — ведущий, а триггер  $T_2$  — ведомый. При поступлении

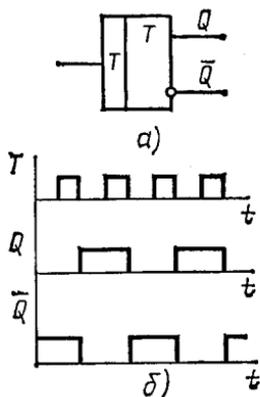


Рис. 8.34. Условное обозначение (а) и временные диаграммы (б) *T*-триггера

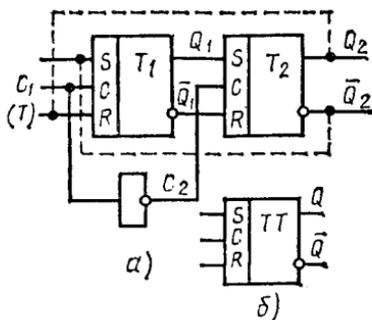


Рис. 8.35. Схема (а) и условное обозначение (б) *MS*-триггера

сигналов на информационные входы  $R$  или  $S$  триггера  $T_1$  он принимает соответствующее состояние («0» или «1») в момент, когда  $C_1=1$ . Сигналы с выходов  $Q_1$ ,  $\bar{Q}_1$  ведущего триггера не проходят

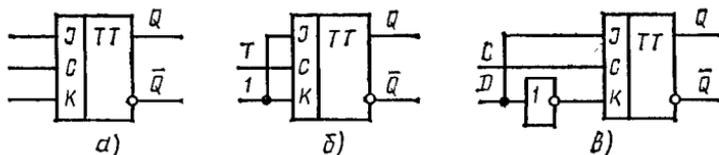


Рис. 8.36. Условное обозначение *JK*-триггера (а), схемы *T*-триггера (б) и *D*-триггера (в) на его основе

в ведомый, поскольку  $C_2=0$ . Информация пройдет в ведомый триггер только по окончании синхронизирующего сигнала ( $C_1=0$ ,  $C_2=1$ ) и будет отображена на выходах  $Q_2$ ,  $\bar{Q}_2$ .

Для получения двухступенчатого *T*-триггера достаточно ввести обратные связи (на рис. 8.35, а показаны пунктиром) и использовать вход  $C_1$  как информационный ( $T$ ). Тогда при  $T=1$  триггер  $T_1$  устанавливается в состояние, противоположное состоянию триггера  $T_2$  (например, при  $Q_2=0$ ,  $\bar{Q}_2=1$  — в состоянии  $Q_1=1$ ,  $\bar{Q}_1=0$ ), а при  $T=0$  триггер  $T_2$  переходит в состояние, совпадающее с состоянием триггера  $T_1$  ( $Q_2=1$ ,  $\bar{Q}_2=0$ ). Таким образом, на выходах  $Q_2$ ,  $\bar{Q}_2$

сигнал изменяется на противоположный по окончании каждого очередного импульса  $T$ , что соответствует диаграмме рис. 8.34, б.

*Универсальный триггер*, или *JK-триггер*, имеет информационные входы  $J$  и  $K$  и синхронизирующий вход  $C$  (рис. 8.36, а).  $JK$ -триггер получают из двухступенчатого  $T$ -триггера путем использования трехвходовых элементов И — НЕ во входных цепях ведущего триггера подобно тому, как используют двухвходовые элементы И — НЕ в схеме рис. 8.32, а. Использование третьих входов элементов И — НЕ позволяет реализовать два дополнительных информационных входа:  $J$  и  $K$  (рис. 8.36, а). При  $J=K=1$  триггер

изменяет свое состояние на противоположное в момент окончания каждого синхронизирующего сигнала. Таким образом, соединяя входы  $JK$ -триггера по схеме рис. 8.36, б, получают  $T$ -триггер.

Используя вход  $J$  как вход  $S$ , а  $K$  — как  $R$ , реализуют синхронный  $RS$ -триггер, особенность которого состоит в том, что при комбинации  $S=R=1$ , запрещенной для обычного  $RS$ -триггера, он переключается на каждый синхронизирующий сигнал. Добавлением инвертора на входе  $JK$ -триггера получают  $D$ -триггер (рис. 8.36, в).

Все типы триггеров, реализуемые на основе  $JK$ -триггера, дают задержку в появлении выходных сигналов, равную длительности синхронизирующего сигнала.

Рассмотренные триггеры относятся к *статическим триггерам*, реагирующим на уровни входных сигналов. Существуют также *динамические триггеры*, которые реагируют на перепады уровней сигналов. На рис. 8.37, а приведено условное обозначение синхронного  $RS$ -триггера, реагирующего на перепад уровня сигнала от «0» к «1», а на рис. 8.37, б — то же, для триггера, реагирующего на перепад от «1» к «0». В первом случае входы называют прямыми динамическими, во втором — инверсными динамическими.

Наибольшее распространение получили статические  $JK$ - и  $D$ -триггеры, выполняемые в виде интегральных микросхем, например К155ТМ5 (4  $D$ -триггера), К176ТВ1 (2  $JK$ -триггера).

## § 8.5. Цифровые счетчики импульсов

Цифровым счетчиком импульсов называют устройство, реализующее счет числа входных импульсов и фиксирующее это число в каком-либо коде.

Обычно счетчики строят на основе триггеров, поэтому счет импульсов ведется в двоичной системе счисления.

Функциональная схема простейшего двоичного трехразрядного цифрового счетчика импульсов приведена на рис. 8.38, а. Счетчик состоит из трех последовательно соединенных  $T$ -триггеров, имеющих вход  $R$  для установки в состояние «0».

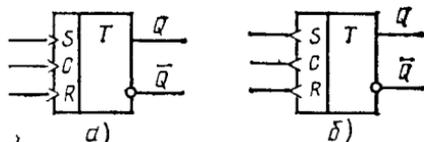


Рис. 8.37. Условные обозначения динамических синхронных  $RS$ -триггеров с прямыми (а) и инверсными (б) входами

На рис. 8.38, б показаны временные диаграммы счетчика. Табл. 8.2 иллюстрирует состояния триггеров. Если в исходном положении все триггеры были в состоянии «0», то по окончании первого входного импульса триггер  $T_1$  перейдет в состояние «1» ( $x_0=1$ ). По

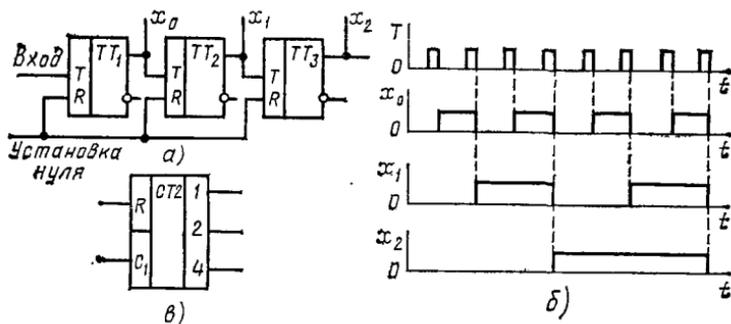


Рис. 8.38. Схема (а), временные диаграммы (б) и условное обозначение (в) двоичного трехразрядного счетчика

окончании второго входного импульса триггер  $T_1$  переходит в состояние «0» ( $x_0=0$ ). По окончании импульса  $x_0$  триггер  $T_2$  переходит в состояние «1» ( $x_1=1$ ) и т. д. После восьмого входного импульса все триггеры переходят в состояние «0» и счет повторяется.

Таблица 8.2

ТАБЛИЦА ПЕРЕХОДОВ ДВОИЧНОГО СЧЕТЧИКА

Номер входного импульса	Состояние триггеров			Номер входного импульса	Состояние триггеров		
	$T_3$	$T_2$	$T_1$		$T_3$	$T_2$	$T_1$
0	0	0	0	5	1	0	1
1	0	0	1	6	1	1	0
2	0	1	0	7	1	1	1
3	0	1	1	8	0	0	0
4	1	0	0				

Из табл. 8.2 видно, что состояние триггеров отражает число поступивших на вход счетчика импульсов в двоичной системе счисления (двоичном коде). Общее число возможных состояний (модуль)  $N$  счетчика определяют числом триггеров  $n$ :  $N=2^n$ . В нашем случае  $N=8$ .

Условное обозначение счетчика по схеме рис. 8.38, а приведено на рис. 8.38, в: CT2 означает двоичный счетчик; выходы 1, 2, 4 — обозначения двоичных разрядов ( $2^0=1$ ,  $2^1=2$ ,  $2^2=4$ ), соответствующих выходам  $x_0$ ,  $x_1$ ,  $x_2$  схемы рис. 8.38, а;  $C_1$  — счетный вход;  $R$  — установка нуля.

ТАБЛИЦА ПЕРЕХОДОВ ДЕСЯТИЧНОГО СЧЕТЧИКА

Номер входного импульса	Состояние триггеров				Номер входного импульса	Состояние триггеров			
	$T_4$	$T_3$	$T_2$	$T_1$		$T_4$	$T_3$	$T_2$	$T_1$
0	0	0	0	0	6	0	1	1	0
1	0	0	0	1	7	0	1	1	1
2	0	0	1	0	8	1	0 (1)	0 (1)	0
3	0	0	1	1		↓	↑	↑	
4	0	1	0	0	9	1	1	1	1
5	0	1	0	1	10	0	0	0	0

Для получения счетчика, работающего в другом коде, например десятичном, применяют обратные связи. На рис. 8.39, а приведена функциональная схема десятичного (декадного) счетчика импульсов на четырех триггерах, а на рис. 8.39, б — его условное обозначение.

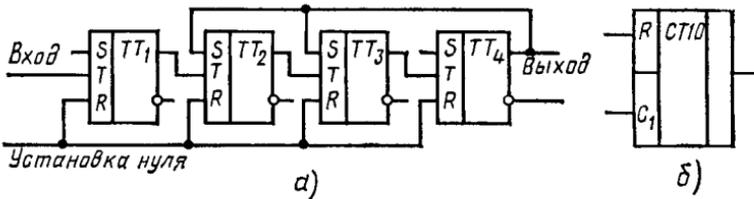


Рис. 8.39. Схема (а) и условное обозначение (б) десятичного счетчика

С выхода триггера  $T_4$  сигналы обратной связи поступают на входы триггеров  $T_2$ ,  $T_3$ . Благодаря этому после поступления на вход счетчика восьмого импульса на выходе триггера  $T_4$  появляется сигнал «1», который переводит триггеры  $T_3$ ,  $T_2$  из состояния «0» в состояние «1» (табл. 8.3).

Девятый импульс переводит триггер  $T_1$  в состояние «1», и все триггеры оказываются в состоянии «1». Десятый импульс переводит все триггеры в состояние «0», и счет начинается снова. Используя обратные связи, можно построить счетчик, работающий в системе счисления с любым основанием.

Рассмотренные счетчики выполняют операцию суммирования числа импульсов, поступивших на вход, поэтому их называют *суммирующими*. Для построения *вычитающего счетчика* можно соединять последовательно не прямые (как в схеме рис. 8.38, а), а инверсные выходы триггеров. Такой счетчик работает следующим образом.

Вначале все триггеры устанавливают в состояние «1» (при трех триггерах это соответствует двоичному числу 111). Поступивший на вход счетчика импульс переводит триггер  $T_1$  в состояние «0», а состояние остальных триггеров не изменяется. Следовательно, в счет-

чике будет записано двоичное число 110. Следующий входной импульс уменьшает число еще на одну единицу и т. д.

Счетчики, выполняющие операции сложения и вычитания, называют *реверсивными*. Обычно они имеют два входа: сложения и вычитания.

Описанные счетчики относятся к *последовательным (асинхронным)*, у которых импульсы поступают только на вход триггера первого разряда, а каждый последующий триггер управляется входным сигналом предыдущего. Для повышения быстродействия применяют *параллельные (синхронные)* счетчики, в которых входной сигнал воздействует параллельно на входы синхронизации всех разрядов счетчика, построенного на *JK*-триггерах. Использование *JK*-входов добиваются необходимой последовательности переключения триггеров.

Счетчики выполняют в виде интегральных микросхем, например К176ИЕ1 (шестиразрядный двоичный счетчик), К176ИЕ2 (пятиразрядный счетчик), К155ИЕ4 (счетчик-делитель на 12).

Цифровые счетчики импульсов применяют для счета числа импульсов либо для деления числа импульсов. Счет числа импульсов, поступающих на вход с высокой частотой, необходим в вычислительной технике, автоматике, информационно-измерительной технике (цифровые измерительные приборы), ядерной физике (счетчики элементарных частиц).

## § 8.6. Регистры, дешифраторы, мультиплексоры

Регистром \* называют устройство, предназначенное для записи и хранения дискретного «слова» — двоичного числа или другой кодовой комбинации.

Основные элементы регистра — двоичные ячейки, в качестве которых применяются триггеры. Число двоичных ячеек определяется числом двоичных разрядов «слова» (длиной слова), на которое рассчитан регистр.

На рис. 8.40, *а*, *б* приведены схема и условное обозначение *n*-разрядного регистра на *RS*-триггерах. Информация в ячейки регистра записывается по команде «Ввод» («1» на входе «Ввод»). Тогда сигналы *n* входов установят в соответствующие состояния триггеры  $T_1 — T_n$ . На выходе регистра информация появится по команде «Вывод», в ее отсутствие на выходах — нули. При считывании информация, записанная в регистре, сохраняется.

Описанный регистр может запоминать и выдавать информацию только в параллельных кодах, когда каждому разряду соответствует отдельная линия. Более экономична передача информации в последовательных кодах, когда используется одна линия для последовательной (во времени) передачи комбинации нулей и единиц. Для записи и хранения информации в последовательных

\* От англ. register — журнал записей.

кодах применяют *сдвигающие (сдвиговые) регистры*. На рис. 8.41, а, б приведены схема и условное обозначение сдвигающего регистра на *JK*-триггерах (*MS*-типа). Здесь информация, поступившая на

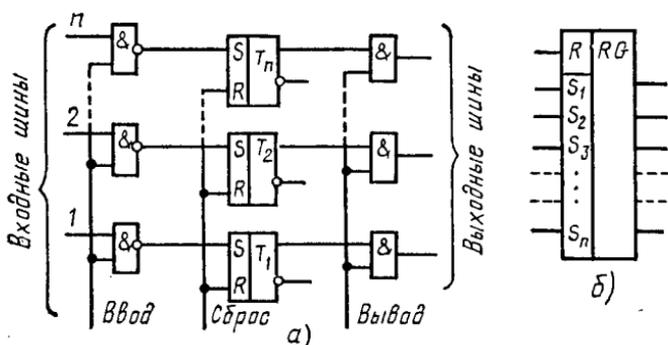


Рис. 8.40. Схема (а) и условное обозначение (б) регистра

информационный вход, по окончании каждого синхронизирующего импульса передается («продвигается») из предыдущего триггера в последующий.

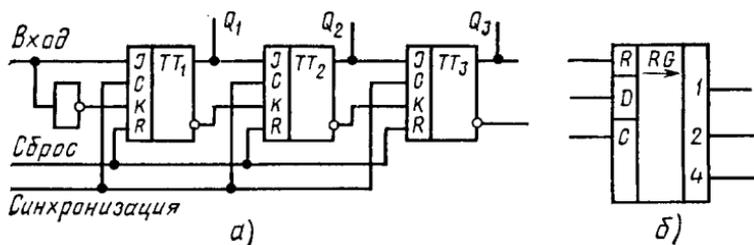


Рис. 8.41. Схема (а) и условное обозначение (б) сдвигающего регистра с последовательным вводом информации

Рассмотрим работу регистра по схеме рис. 8.41, а. Пусть требуется записать в регистр трехразрядное двоичное слово  $D=101$ , имеющее разряды  $D_1=1, D_2=0, D_3=1$  ( $D=D_1|D_2|D_3$ ). При  $C=1$  в триггер  $T_1$  вводятся  $J_1=D_1=1$  и  $K_1=D_1=0$ . Поскольку *JK*-триггер с отдельными входами работает как синхронный *RS*-триггер, по окончании синхронизирующего (тактового) импульса (при переходе от  $C=1$  к  $C=0$ ) на выходе триггера  $T_1$  появляется  $Q_1=1$ . Следовательно, по окончании первого тактового импульса  $Q_1=D_1=1, \bar{Q}_1=\bar{D}_1=0$ .

Затем на информационный вход регистра поступает второй разряд  $D_2=0$  слова  $D$ . При воздействии второго тактового импульса триггер  $T_2$  воспримет информацию с выхода первого триггера:  $J_2=Q_1=1, K_2=\bar{Q}_1=0$ . По окончании второго тактового импульса  $Q_2=D_2=1, \bar{Q}_2=\bar{D}_2=0$ , а первый триггер воспримет входную информацию регистра и на его выходе  $Q_1=D_2=0, \bar{Q}_1=\bar{D}_2=1$ . Таким образом, произошел сдвиг информации из первого разряда регистра во второй; точно так же по окончании третьего тактового импульса  $Q_3=D_1=1, Q_2=D_2=0, Q_1=D_1=1$  и все слово записано в регистр.

ТАБЛИЦА СОСТОЯНИЙ ДЕШИФРАТОРА 1 ИЗ 10

Входное число	$x_3$	$x_2$	$x_1$	$x_0$	$y_9$	$y_8$	$y_7$	$y_6$	$y_5$	$y_4$	$y_3$	$y_2$	$y_1$	$y_0$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
4	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
5	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
6	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
7	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
8	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
9	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Считывать информацию из сдвигающего регистра можно либо в последовательном коде с выхода  $Q_3$ , продвигая информацию через все разряды регистра к выходу, либо в параллельном коде одновременно с выходов  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$ .

Заметим, что существуют регистры сдвига с параллельным вводом информации.

Регистр — один из основных элементов ЭВМ и многих устройств автоматики и информационно-измерительной техники.

Дешифратором (декодером) называют устройство, предназначенное для распознавания различных кодовых комбинаций (слов).

Каждому слову на входе дешифратора соответствует «1» на одном из его выходов. На рис. 8.42 показано условное обозначение дешифратора, преобразующего двоичные четырехразрядные входные коды от 0 до 9 в «1» (преобразователь 1 из 10), а табл. 8.4 иллюстрирует состояния дешифратора для разных кодовых комбинаций.

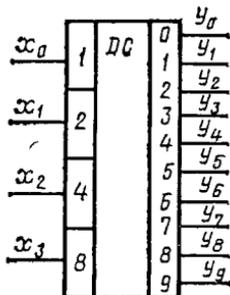


Рис. 8.42. Условное обозначение дешифратора для преобразования «1 из 10»

Существуют дешифраторы, преобразующие входной код  $x$  в выходной код  $y$ , называемые преобразователями кодов (например, преобразователи двоичного кода в двоично-десятичный и наоборот). В таких преобразователях каждому слову на входе соответствует определенное слово на выходе.

Дешифраторы находят разнообразное применение в вычислительной и информационно-измерительной технике. Одно из них — управление индикаторами, отображающими знаковую информацию (см. гл. 3).

На рис. 8.43, а представлена схема счета и отображения числа импульсов. Она состоит из: двоичного счетчика СТ2, который

представляет число поступивших на его вход импульсов в двоичном коде; дешифратора  $DC$ , управляющего транзисторными ключами на транзисторах  $T_1 - T_7$ ; семисегментного светодиодного индикатора  $D_1 - D_7$ . Условное обозначение сегментов семисегментного индикатора показано на рис. 8.43, б.

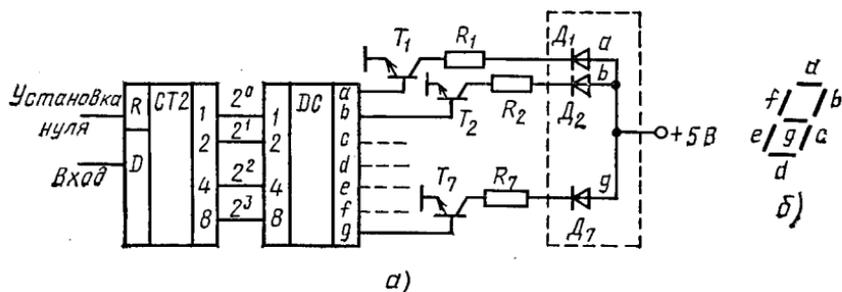


Рис. 8.43. Схема счета и отображения числа импульсов (а) и обозначение сегментов семисегментного индикатора (б)

Табл. 8.5 иллюстрирует порядок функционирования двоично-десятичного семисегментного дешифратора.

Таблица 8.5  
ТАБЛИЦА СОСТОЯНИЙ ДВОИЧНО-ДЕСЯТИЧНОГО СЕМИСЕГМЕНТНОГО ДЕШИФРАТОРА

Цифра	Двоично-десятичный код				Семисегментный выход						
	$2^3$	$2^2$	$2^1$	$2^0$	a	b	c	d	e	f	g
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

Дешифраторы выпускаются в виде интегральных микросхем, например трехразрядный дешифратор К500ИД162М, преобразующий двоичный код в восьмеричный, четырехразрядные преобразователи двоичного кода в десятичный К176ИД1 и К155ИД1. Дешифратор К155ИД1 позволяет подключать непосредственно к выходам катоды цифровых газоразрядных индикаторов ИН-16 (ИН-4, ИН-12, ИН-14) с анодным напряжением 170—200 В и током катода не более 7 мА. Существуют также микросхемы, объединяющие счетчик с дешифратором, например микросхемы К176ИЕЗ

и К176ИЕ4, предназначенные для управления семисегментными цифровыми индикаторами.

В тех случаях, когда требуется последовательно опросить логические состояния многих устройств и передать их на один выход, применяют устройство, называемое *мультиплексором* (от англ. multiplex — многократный). На рис. 8.44, а приведена схема мультиплексора с двумя информационными входами ( $x_0, x_1$ ) и управляющим (адресным) входом  $a$ , а на рис. 8.44, б — эквивалентная схема мультиплексора. При  $a=1$  на выход передается значение  $x_1$ , а при  $a=0$  — значение  $x_0$ .

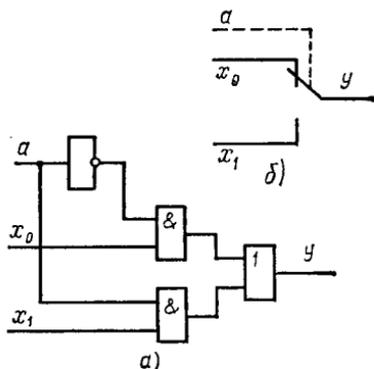


Рис. 8.44. Схема (а) и эквивалентная схема (б) мультиплексора на два входа

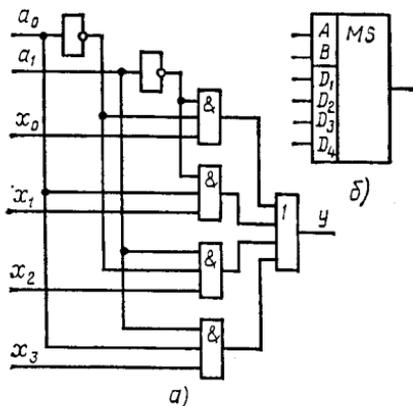


Рис. 8.45. Схема (а) и условное обозначение (б) мультиплексора на четыре входа

На рис. 8.45, а, б приведены схема и условное обозначение мультиплексора на четыре входа ( $x_0 — x_3$ ). Она имеет два адресных входа:  $a_0$  и  $a_1$ . Из рис. 8.45, а следует, что  $y = \bar{a}_1 \bar{a}_0 x_0 + a_1 \bar{a}_0 x_1 + a_1 \bar{a}_0 x_2 + a_1 a_0 x_3$ . Например, если  $a_1=1, a_0=0$ , то  $y=0 \cdot 1 \cdot x_0 + 0 \cdot 0 \cdot x_1 + 1 \cdot 1 \cdot x_2 + 1 \cdot 0 \cdot x_3 = x_2$ .

Двухразрядное двоичное число  $A = (a_1 | a_0)$  — адрес входа мультиплексора. Действительно, при  $a_1=1, a_0=0$  получаем двоичное число 10, равное 2 в десятичном коде. В данном случае 2 — номер опрашиваемого входа. Нетрудно проверить, что, например, при  $A=11$  (число 3 в двоичном коде)  $y=x_3$ .

Мультиплексоры выпускают в виде микросхем, например К155КП2 (четырёхканальный мультиплексор  $4 \times 1$ ) или К155КП1 (16-канальный мультиплексор  $16 \times 1$ ).

## § 8.7. Компараторы и триггеры Шмитта

Многие устройства импульсной и цифровой техники успешно выполняются на операционных усилителях. Здесь и в § 8.8 рассмотрены некоторые распространенные импульсные устройства на основе операционных усилителей.

Компаратором \* называют устройство, предназначенное для сравнения двух напряжений.

Компаратор изменяет уровень выходного напряжения, когда уровни непрерывно изменяющихся входных сигналов становятся

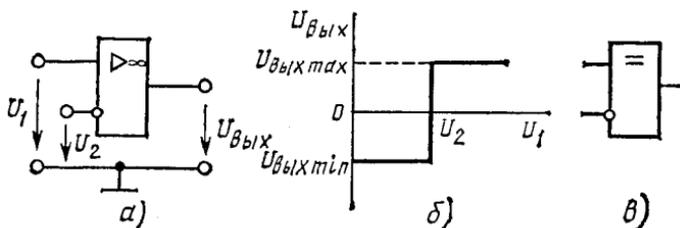


Рис. 8.46. Схема простейшего компаратора для сравнения напряжений одного знака (а), его передаточная характеристика (б) и условное обозначение (в)

равными. На рис. 8.46, а изображена схема простейшего компаратора на операционном усилителе для сравнения напряжений одного знака. Выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_{\text{вых max}} & \text{при } U_1 > U_2, \\ U_{\text{вых min}} & \text{при } U_1 < U_2. \end{cases}$$

На рис. 8.46, б приведена передаточная характеристика компаратора, а на рис. 8.46, в — его условное обозначение. Благодаря

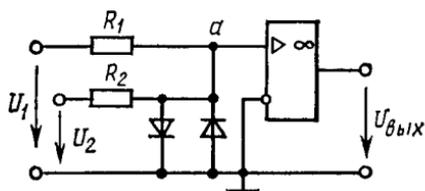


Рис. 8.47. Схема компаратора для сравнения напряжений разных знаков

а. При этом  $U_1/R_1 = -U_2/R_2$ . Благодаря включению диодов потенциал точки а не превышает  $\pm 0,6$  В (прямое напряжение на открытом диоде) при достаточно больших  $U_1$  и  $U_2$ , чем защищаются входные цепи операционного усилителя от перегрузки.

Компараторы выпускаются в виде микросхем, например К597СА1, или 521СА4.

Компаратор, уровни включения и выключения которого не совпадают, называют триггером Шмитта (пороговым элементом).

Разница в уровнях называется гистерезисом переключения. Триггер Шмитта может быть построен на двух транзисторных каскадах усиления, охваченных положительной обратной связью,

\* От англ. compare — сравнивать.

или на компараторе с положительной обратной связью. На рис. 8.48, а — в приведены схема, передаточная характеристика и условное обозначение инвертирующего триггера Шмитта.

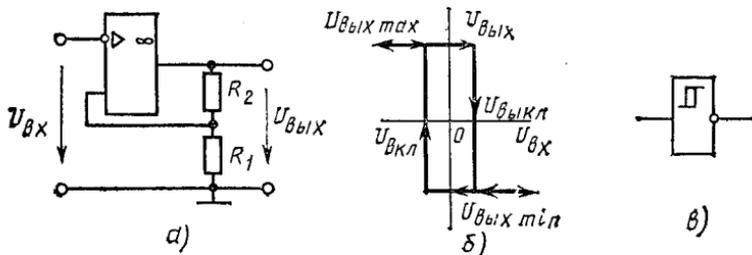


Рис. 8.48. Схема (а), передаточная характеристика (б) и условное обозначение (в) инвертирующего триггера Шмитта

Если к инвертирующему входу приложено достаточно большое отрицательное напряжение  $U_{вх}$ , то выходное напряжение компаратора  $U_{вых} = U_{вых\ max}$ . При этом напряжение прямого входа

$$U_{max}^+ = U_{вых\ max} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{выкл.}$$

Если увеличивать  $U_{вх}$ , то  $U_{вых}$  не изменится до тех пор, пока  $U_{вх} < U_{max}^+$ . При  $U_{вх} = U_{max}^+$  выходное напряжение за счет действия положительной обратной

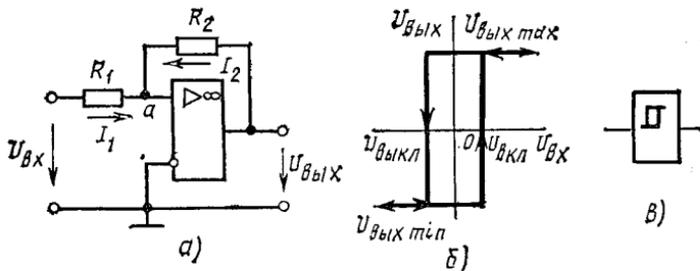


Рис. 8.49. Схема (а), передаточная характеристика (б) и условное обозначение (в) неинвертирующего триггера Шмитта

связи изменяется скачком до  $U_{вых\ min}$ , а напряжение прямого входа — до

$$U_{min}^+ = U_{вых\ min} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_{вкл.}$$

При дальнейшем увеличении  $U_{вх}$  выходное напряжение не изменяется.

Если теперь уменьшать  $U_{вх}$ , то  $U_{вых}$  изменится только при  $U_{вх} = U_{max}^+$ , скачком возрастая до  $U_{вых\ max}$ . Гистерезис переключения

$$\Delta U_{вх} = (U_{вых\ max} - U_{вых\ min}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Для того чтобы триггер имел два устойчивых состояния, необходимо выполнить условие  $K\beta > 1$ , где  $K$  — коэффициент усиления операционного усилителя;  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$  — коэффициент обратной связи.

На рис. 8.49, а — в приведены схема, передаточная характеристика и условное обозначение неинвертирующего триггера Шмитта.

При достаточно большом положительном входном напряжении выходное напряжение компаратора равно  $U_{\text{вых max}}$ . При уменьшении  $U_{\text{вх}}$  выходное напряжение не изменится, пока потенциал  $\varphi_a$  точки а не станет равен нулю. Тогда выходное напряжение скачком изменится до  $U_{\text{вых min}}$ . Так как

$$I_1 = U_{\text{вх}}/R_1 = -I_2 = -U_{\text{вых}}/R_2,$$

то при переключении (выключении)

$$U_{\text{выкл}}/R_1 = -U_{\text{вых max}}/R_2 \quad \text{и} \quad U_{\text{выкл}} = -U_{\text{вых max}}(R_1/R_2).$$

Выходное напряжение будет неизменно, пока  $U_{\text{вх}}$  не превысит значение  $U_{\text{выкл}} = -U_{\text{вых min}}(R_1/R_2)$ .

Триггеры Шмитта выпускаются в виде микросхем, например К155ТЛ1 (два триггера Шмитта с элементами И на входе).

Одна из основных областей применения триггера Шмитта — формирование напряжения прямоугольной формы из входного напряжения произвольной формы (рис. 8.50). Триггер Шмитта используют также в качестве порогового устройства для регистрации превышения входным напряжением порогового значения  $U_{\text{вкл}}$  (или  $U_{\text{выкл}}$ ).

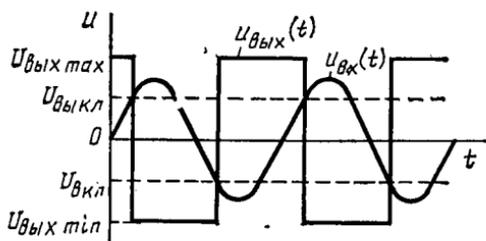


Рис. 8.50. Формирование напряжения прямоугольной формы из синусоидального инвертирующим триггером Шмитта

## § 8.8. Мультивибраторы и одновибраторы

Для получения прямоугольных импульсов широко используют устройства, называемые *релаксационными генераторами (релаксаторами)* (от англ. relax — ослаблять, уменьшать напряжение). Релаксаторы, как и триггеры, относятся к классу спусковых устройств и основаны на применении усилителей с положительной обратной связью или электронных приборов с отрицательным сопротивлением, например туннельных диодов или тиристоров.

В отличие от триггеров, обладающих двумя состояниями устойчивого равновесия, релаксаторы имеют не более одного состояния. Кроме того, они имеют состояния квазиравновесия, характеризующиеся сравнительно медленными изменениями токов и напряжений, приводящими к некоторому критическому состоянию, при котором создаются условия для скачкообразного перехода релаксатора из одного состояния в другое.

Релаксаторы могут работать в одном из трех режимов: 1) автоколебаний; 2) ждущем; 3) синхронизации. На практике чаще применяют устройства, основанные на использовании первых двух режимов.

В режиме автоколебаний в релаксаторе нет состояния устойчивого равновесия, имеется только два состояния квазиравновесия. Релаксатор переходит из одного состояния квазиравновесия в другое без внешних воздействий, генерируя импульсы, параметры которых зависят от параметров релаксатора. Такой релаксатор называется *мультивибратором*.

В *ждушем режиме* релаксатор имеет состояние устойчивого равновесия и состояние квазиравновесия. Переход из первого состояния во второе происходит под воздействием внешнего запускающего импульса, а обратный переход — самопроизвольно по истечении некоторого времени, определяемого параметрами

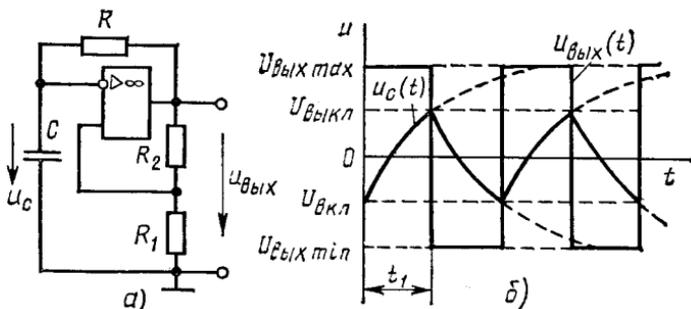


Рис. 8.51. Схема (а) и временные диаграммы (б) мультивибратора на операционном усилителе

устройства. Таким образом, в *ждушем режиме* релаксатор генерирует один импульс с определенными параметрами при воздействии запускающего импульса. Отсюда и название устройства — *одновибратор*.

В *режиме синхронизации* частота повторения импульсов релаксатора определяется частотой внешнего синхронизирующего напряжения. Релаксатор имеет два чередующихся состояния квазиравновесия, а время пребывания в этих состояниях зависит не только от параметров релаксатора, но также от периода синхронизирующего напряжения. Если синхронизирующее напряжение снять, устанавливается режим автоколебаний.

Схемы мультивибраторов разнообразны и по элементной базе и по способам построения. Рассмотрим *мультивибраторы на операционных усилителях*. На рис. 8.51, а приведена схема мультивибратора, выполненного на основе инвертирующего триггера Шмитта (см. рис. 8.48), в котором отрицательная обратная связь осуществляется через фильтр нижних частот в виде  $RC$ -цепи. Допустим, что выходное напряжение мультивибратора равно  $U_{\text{вых max}}$ . Тогда напряжение на инвертирующем входе (равное напряжению  $u_c$  на конденсаторе) отрицательно, а на прямом входе положительно и равно

$$u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R} U_{\text{вых max}}$$

Напряжение на конденсаторе  $u_c = u_-$  возрастает, так как конденсатор начинает перезаряжаться через резистор  $R$ , и стремится к  $U_{\text{вых max}}$  (рис. 8.51, б). Когда  $u_c$  достигает уровня  $U_{\text{выкл}}$  выключения триггера Шмитта, напряжение  $u_{\text{вых}}$  скачком изменяется до  $U_{\text{вых min}}$ . Так как  $U_{\text{вых max}} = -U_{\text{вых min}} = U_{\text{max}}$ , то конденсатор

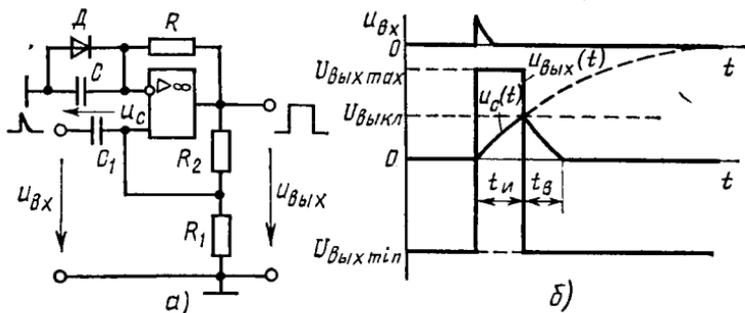


Рис. 8.52. Схема (а) и временные диаграммы (б) одновибратора на операционном усилителе

С начинает перезаряжаться от  $U_{\text{выкл}}$  до  $-U_{\text{max}}$  и обратное переключение происходит при  $u_c = U_{\text{выкл}}$ . Затем процесс периодически повторяется.

Можно показать, что длительность импульса мультивибратора

$$t_1 = RC \ln [1 + (2R_1/R_2)],$$

а период

$$T = 2t_1 = 2RC \ln [1 + (2R_1/R_2)].$$

При  $R_1 = R_2$

$$T \approx 2,2RC.$$

Схема *одновибратора*, приведенная на рис. 8.52, а, отличается от схемы мультивибратора наличием прямого входа через конденсатор  $C_1$  и диода  $D$ , включенного параллельно конденсатору  $C$ . Допустим, что выходное напряжение одновибратора равно  $U_{\text{вых min}}$  (рис. 8.52, б). Тогда на инверсном входе (на конденсаторе  $C$ ) напряжение  $u_-$  равно прямому напряжению открытого диода  $D$  и близко к нулю. На прямом входе напряжение отрицательно и равно

$$u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{вых min}}.$$

Если на прямой вход поступает короткий входной положительный импульс напряжения, амплитуда которого не менее  $\frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{вых min}}$ , то триггер Шмитта скачком переходит в противоположное состояние и  $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}}$ . Тогда  $u_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{\text{вых max}}$  и конденсатор  $C$

начинает заряжаться через резистор  $R$ , при этом напряжение на нем, равное  $u_-$ , стремится к  $U_{\text{вых max}}$  по экспоненте. При  $u_- = U_{\text{выкл}}$  происходит обратное переключение триггера Шмитта, а конденсатор  $C$  начинает перезаряжаться от  $U_{\text{выкл}}$  до  $U_{\text{вых min}}$ . Однако, когда напряжение на конденсаторе  $u_C = u_-$  становится примерно равным нулю, открывается диод  $D$  и дальнейшего изменения  $u_C$  не происходит. Таким образом, мультивибратор возвращается в исходное состояние после появления на выходе одиночного

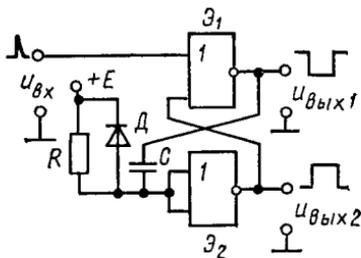


Рис. 8.53. Схема одновибратора на элементах ИЛИ — НЕ

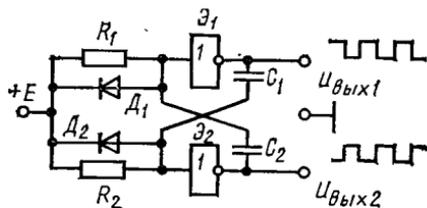


Рис. 8.54. Схема мультивибратора на элементах НЕ

ного прямоугольного импульса  $u_{\text{вых}}(t)$  (рис. 8.52, б). Длительность импульса одновибратора

$$t_{\text{и}} = RC \ln(1 + R_1/R_2)$$

и не зависит от длительности входного импульса, если она меньше  $t_{\text{и}}$ .

Время восстановления одновибратора (рис. 8.52, б)

$$t_{\text{в}} = RC \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2}.$$

Через время  $t_{\text{в}}$  одновибратор готов к приему следующего импульса.

Мультивибраторы и одновибраторы могут быть выполнены на логических элементах.

На рис. 8.53 приведена схема *одновибратора на элементах ИЛИ — НЕ*. Вход элемента  $\mathcal{E}_2$  соединен через резистор  $R$  с источником э.д.с.  $+E$ , несколько превышающим по уровню логическую «1». Таким образом, при  $u_{\text{вх}} = 0$  на выходе элемента  $\mathcal{E}_2$  действует сигнал «0». Следовательно, на обоих входах элемента  $\mathcal{E}_1$  «0» и на его выходе — «1». Если  $E$  примерно равно уровню «1», то конденсатор разряжен ( $u_C \approx 0$ ). При воздействии на вход элемента  $\mathcal{E}_1$  импульса с амплитудой, превышающей уровень «1», на выходе элемента  $\mathcal{E}_1$  напряжение изменяется до уровня «0». Этот перепад напряжения через конденсатор  $C$  (на котором напряжение не может измениться скачком) передается на вход элемента  $\mathcal{E}_2$  и на его выходе появляется «1». В этом состоянии одновибратор остается до тех пор, пока конденсатор  $C$  не зарядится до напряжения, соответствующего уровню «1», от источника  $+E$  через резистор  $R$  и малое выходное сопротивление элемента  $\mathcal{E}_1$ . Тогда одновибратор вернется в исходное состояние.

Длительность импульса одновибратора

$$t_{\text{и}} = RC \ln \frac{U(1)}{E - U_{\text{оп}}}, \quad (8.1)$$

где  $U(1)$  — уровень логической единицы;  $U_{\text{пор}}$  — пороговый уровень логического элемента.

По окончании выходного импульса конденсатор  $C$  разряжается через резистор  $R$ . Для уменьшения времени восстановления включен диод  $D$ , который открывается на время разрядки конденсатора  $C$ .

На рис. 8.54 приведена схема *мультивибратора на логических элементах НЕ* (в качестве которых могут быть использованы элементы ИЛИ — НЕ или И — НЕ с объединенными входами). Схема отличается от схемы рис. 8.53 включением конденсатора  $C$  в цепь обратной связи с выхода элемента  $\mathcal{E}_2$  на вход элемента  $\mathcal{E}_1$  и добавлением цепи  $R_1 - D_1$  на входе элемента  $\mathcal{E}_1$ . Состояние квазиравновесия («1» на выходе одного элемента и «0» на выходе другого) удерживается в течение времени, требуемого для перезарядки конденсатора  $C_1$  (или  $C_2$ ) до уровня, соответствующего порогу срабатывания элемента  $\mathcal{E}_2$  (или  $\mathcal{E}_1$ ). После этого состояния логических элементов изменяются на противоположные и процессы повторяются. На выходах 1 и 2 мультивибратор генерирует прямоугольные импульсы противоположных полярностей. Если  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ , то импульсы симметричны и мультивибратор называют симметричным. Длительность импульса определяется выражением (8.1), а частота повторения импульсов

$$f = \frac{1}{2T_{\text{н}}}.$$

Мультивибраторы и одновибраторы на логических элементах позволяют получить импульсы с малой длительностью фронта и среза. Однако температурная стабильность и диапазон регулирования длительности импульсов у них ниже, чем в схемах на операционных усилителях.

Как отмечалось, мультивибраторы применяют в качестве генераторов импульсов прямоугольной формы. Одновибраторы используют для различных целей. Одна из типовых функций одновибратора — расширение импульсов — реализуется благодаря тому, что длительность импульса одновибратора определяется параметрами схемы и не зависит от длительности запускающего импульса. Другая важная функция одновибратора — задержка сигнала на заданное время. Входной сигнал (запускающий импульс) может быть задержан на время, равное длительности импульса одновибратора, если к его выходу подключить устройство (например, динамический триггер), реагирующее на перепад напряжения, соответствующий окончанию выходного импульса. На этом принципе реализуют *реле времени* — устройство, предназначенное для выдачи сигнала спустя заданное время после входной команды. Для задания точных регулируемых в широком диапазоне интервалов времени применяют специальные устройства — *таймеры* (от англ. time — время), выпускаемые в виде интегральных микросхем, например КР1006ВИ1.

## § 8.9. Генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН)

Линейно изменяющимся (пилообразным) напряжением (ЛИН) называют импульсное напряжение, которое в течение некоторого времени изменяется практически по линейному закону, а затем возвращается к исходному уровню (см. рис. 8.1, е).

ЛИН характеризуется следующими основными параметрами (рис. 8.55): *периодом*  $T$ , *длительностью рабочего хода*  $T_p$ , *длитель-*

ностью обратного хода  $T_{обр}$ , амплитудой  $U_m$ , коэффициентом нелинейности

$$\epsilon = \frac{\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0} - \left| \frac{du}{dt} \right|_{t=T_p}}{\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0}},$$

где  $\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=0}$  и  $\left| \frac{du}{dt} \right|_{t=T_p}$  — соответственно скорость изменения напряжения в начале и в конце рабочего хода.

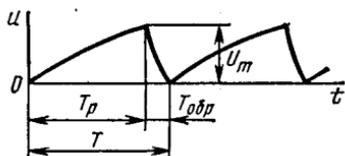


Рис. 8.55. Импульсы линейно изменяющегося напряжения

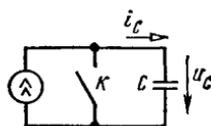


Рис. 8.56. Функциональная схема ГЛИН

В ГЛИН, используемых на практике,  $T_p$  изменяется от десятых долей микросекунды до десятков секунд,  $U_m$  — от единиц до тысяч вольт,  $T_{обр}$  — от 1 до 50% от  $T_p$ . В большинстве реальных схем  $\epsilon < 1\%$ .

Обычно линейное изменение напряжения получают при зарядке и разрядке конденсатора.

Как известно, напряжение на конденсаторе  $u_C$  связано с током, проходящим через конденсатор, соотношением

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_C dt. \quad (8.2)$$

В случае линейного изменения напряжения  $u_C$

$$\frac{du_C}{dt} = \text{const}. \quad (8.3)$$

Подставляя (8.2) в (8.3), получаем

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{i_C}{C} = \text{const},$$

т. е. для обеспечения линейности необходимо, чтобы зарядный ток конденсатора был постоянен. Тогда

$$u_C = i_C t / C.$$

Для получения периодической последовательности импульсов ЛИН требуется периодически заряжать конденсатор. Таким образом, функциональная схема ГЛИН должна иметь вид, показанный на рис. 8.56. При разомкнутом ключе  $K$  конденсатор  $C$  заряжается от источника тока постоянным током  $i_C$ . Замыкание ключа  $K$  приводит к разрядке конденсатора, затем процесс повторяется.

На рис. 8.57, а приведена электрическая схема простейшего ГЛИН. На транзисторе  $T$  собран ключ, управляемый прямоугольными импульсами  $u_{вх}$  отрицательной полярности (рис. 8.57, б). В исходном состоянии транзистор насыщен (ключ замкнут), что обеспечивается выбором соотношения сопротивлений резисторов  $R_\delta$

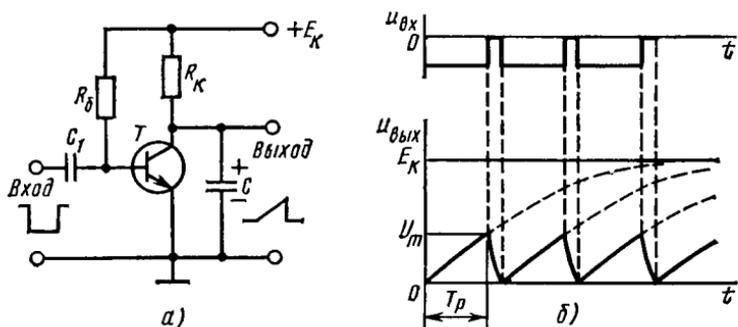


Рис. 8.57. Принципиальная схема (а) и временные диаграммы (б) простейшего ГЛИН

и  $R_k$ . При воздействии входного импульса длительностью  $T_p$  транзистор закрывается (ключ разомкнут) и конденсатор  $C$  заряжается от источника  $+E_k$  через резистор  $R_k$ . Напряжение на конденсаторе

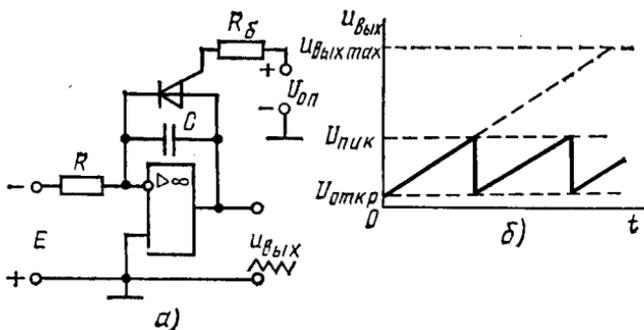


Рис. 8.58. Схема (а) и временная диаграмма (б) ГЛИН на операционном усилителе

изменяется по экспоненте (рис. 8.57, б):  $u_c = E_k(1 - e^{-t/(RC)})$ . По окончании входного импульса транзистор переходит в режим насыщения (ключ замкнут) и конденсатор быстро разряжается через промежуток коллектор — эмиттер (рис. 8.57, а). Используя начальный участок экспоненты, линейность которого достаточно высока, можно получить импульсы с малым коэффициентом нелинейности. Однако при этом отношение  $U_m/E_k$  мало, в чем и состоит основной недостаток данной схемы. Высококачественные ГЛИН создают на основе операционных усилителей. На рис. 8.58, а при-

ведена схема такого ГЛИН, выполненного на операционном усилителе (например, на микросхеме 153УД2).

Если исключить тиристор, включенный параллельно конденсатору  $C$ , то изображенное на рис. 8.58, *a* устройство будет представлять собой формирователь линейно изменяющегося напряжения в виде интегратора. Действительно, отрицательная обратная связь, охватывающая операционный усилитель, реализована интегрирующей  $RC$ -цепью. Выходное напряжение определяется выражением

$$u_{\text{вых}} = u_C = \frac{i_C}{C} t = \frac{E}{RC} t.$$

Когда выходное напряжение превысит  $U_{\text{оп}}$ , тиристор откроется и конденсатор  $C$  разрядится через него. При этом напряжение  $u_C = U_{\text{вых}}$  снизится до уровня напряжения  $U_{\text{откр}}$  на тиристоре в открытом состоянии ( $U_{\text{откр}} \approx 1 \text{ В}$ ), после чего

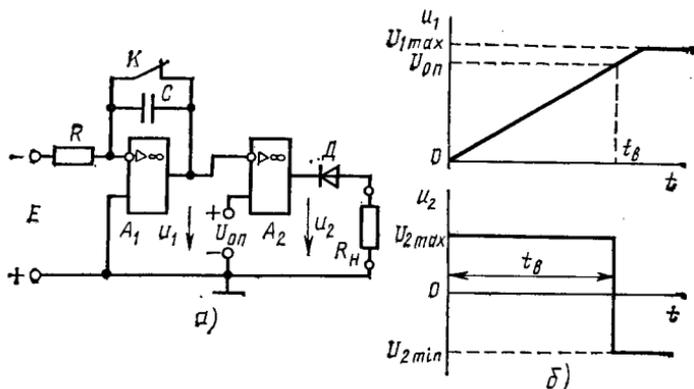


Рис. 8.59. Схема (а) и временные диаграммы (б) таймера

тиристор закроется и процесс зарядки конденсатора постоянным током  $i = E/R$  повторится (рис. 8.58, б). Очевидно, для того чтобы операционный усилитель не входил в насыщение, необходимо выполнить условие  $U_{\text{оп}} < U_{\text{вых max}}$ . Частота повторения выходных импульсов

$$f = \frac{E}{RC} \frac{1}{U_{\text{оп}} - I}. \quad (8.4)$$

Для схемы, приведенной на рис. 8.58, *a* (микросхема 153УД2, тиристор КУ105А), при  $E = 1 \text{ В}$ ,  $U_{\text{оп}} = 6 \text{ В}$ ,  $R = 100 \text{ кОм}$ ,  $C = 0,1 \text{ мкФ}$ ,  $R_6 = 1,5 \text{ кОм}$  частота повторения  $f = 20 \text{ Гц}$ , а максимальное значение импульса  $U_{\text{пик}} = 6 \text{ В}$ . Из (8.4) следует, что частоту повторения импульсов можно регулировать изменением  $E$  или  $U_{\text{оп}}$ . Максимальное значение импульса  $U_{\text{пик}} = U_{\text{оп}}$ , поэтому его регулируем изменением  $U_{\text{оп}}$ .

При необходимости синхронизации выходных импульсов с внешними, например в генераторе напряжения развертки осциллографа (см. § 10.2), управляющий электрод тиристора может быть отключен от  $U_{\text{оп}}$  и использован как вход синхронизации.

Схема рис. 8.58, *a* может быть использована в качестве преобразователя «напряжение — частота». Преобразование уровня напряжения в частоту импульсов применяют для точных измерений постоянных напряжений, так как измерение частоты может быть реализовано с наивысшей возможной точностью. Действительно, из (8.4) следует, что частота  $f$  пропорциональна величине  $E$ , которую можно считать измеряемой.

На основе схемы рис. 8.58, *a* можно построить также таймер с регулируемым в широких пределах временем выдержки (рис. 8.59, *a*). После размыкания ключа  $K$

(«пуск») на входе первого операционного усилителя появляется линейно изменяющееся напряжение  $u_1$ , стремящееся к  $U_{1\max}$  (рис. 8.59, б). При  $u_1 = U_{оп}$  срабатывает компаратор, выполненный на втором операционном усилителе, и на его выходе устанавливается напряжение  $u_2 = U_{2\min}$ . Диод  $D$  пропускает в нагрузку  $R_H$  (например, в обмотку электромеханического реле сигнализации) ток только при  $u_2 = U_{2\min}$ . Т. е. начиная с момента времени  $t_1$ . Время выдержки таймера

$$t_B = (U_{оп}/E) RC$$

можно регулировать в широких пределах изменением  $R$ ,  $C$ ,  $U_{оп}$  и  $E$ . Так, для схемы рис. 8.59, а при  $R=1$  МОм,  $C=60$  мкФ,  $U_{оп}=10$  В,  $E=1$  В, время выдержки  $t_B=10$  мин.

## § 8.10. Селекторы импульсов

Селектором импульсов \* называют устройство, выделяющее из серии импульсов только те, которые отличаются от остальных определенными параметрами.

Различают амплитудные и временные селекторы импульсов.

*Амплитудные селекторы импульсов* позволяют выделять импульсы с максимальной или минимальной амплитудой, либо с амплитудой, находящейся в заданном интервале.

Амплитудный селектор импульсов максимальной амплитуды строят на основе ограничителя снизу. При этом уровень ограничения определяет уровень селекции (рис. 8.60).

Амплитудный селектор импульсов минимальной амплитуды может быть построен по схеме рис. 8.61, а. Селектор импульсов максимальной амплитуды выделяет импульсы, амплитуда которых больше уровня селекции  $U_c$  (рис. 8.61, б). Эти импульсы расширяют, например, с помощью одновибратора и подают на запирающий вход логического элемента ЗАПРЕТ. На второй вход этого элемента поступают входные импульсы, задержанные на некоторое время с помощью линии задержки. Импульсы, амплитуды которых превышают минимальный уровень,

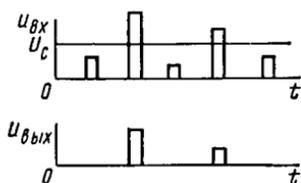


Рис. 8.60. Временные диаграммы селектора импульсов максимальной амплитуды

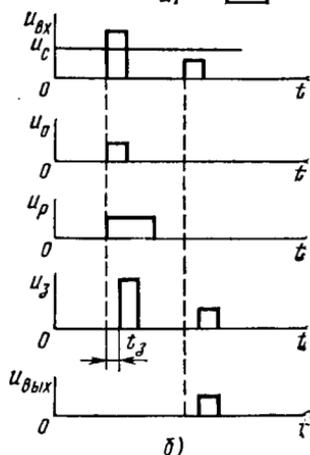


Рис. 8.61. Структурная схема (а) и временные диаграммы (б) селектора импульсов минимальной амплитуды

вызывают срабатывание расширителя импульсов, в результате чего элемент ЗАПРЕТ не пропускает на выход устройства входной импульс. Если же амплитуда импульса меньше минимального уровня, то этот импульс не проходит через селектор и элемент ЗАПРЕТ пропускает входной импульс на выход устройства, так как расширитель не срабатывает.

\* От англ. selection — выбирать.

Амплитудный селектор импульсов, амплитуда которых находится в заданном интервале, можно построить по схеме рис. 8.62, а. Такое устройство состоит из двух селекторов максимальной амплитуды с уровнями селекции  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$  (рис. 8.62, б) и элемента ЗАПРЕТ. На выходе устройства сигнал появляется только тогда, когда на запрещающий вход элемента ЗАПРЕТ не поступает сигнал  $u_2$  от селектора с уровнем селекции  $U_{c2}$ , а на другой вход поступает сигнал  $u_1$  от селектора с уровнем селекции  $U_{c1}$  (рис. 8.62, б).

Временные селекторы служат для выделения импульсов, совпадающих во времени с управляющими импульсами, называемыми селекторными (или строби-

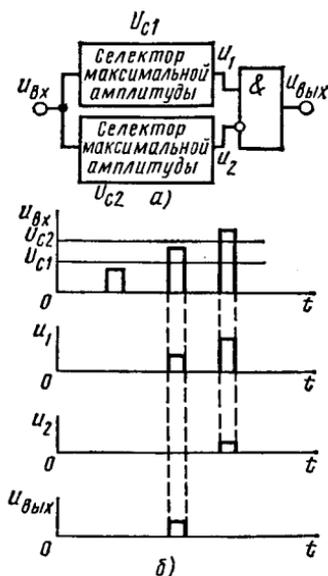


Рис. 8.62. Структурная схема (а) и временные диаграммы (б) селектора импульсов, амплитуда которых находится в заданном интервале

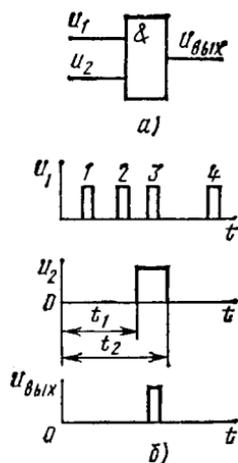


Рис. 8.63. Структурная схема (а) и временные диаграммы (б) временного селектора

рующими). В качестве временного селектора может быть использован логический элемент И с двумя входами (рис. 8.63, а).

Селекторные импульсы  $u_2$  поступают на второй вход элемента И, поэтому на выход проходят только те импульсы  $u_{вых}$ , которые приходят на первый вход элемента И во время действия на втором входе селекторных импульсов.

На рис. 8.63, б приведены временные диаграммы, поясняющие работу такого селектора. На вход селектора проходит только третий из поступающих на первый вход элемента И четырех импульсов, находящийся во временном интервале  $t_2 - t_1$ .

Амплитудные селекторы широко используют в ядерной физике для изучения распределения элементарных частиц по уровням энергии. В этих случаях применяют многоканальные амплитудные селекторы (до 1000 каналов) с измерительными преобразователями, у которых амплитуда сигналов пропорциональна энергии воздействующих на преобразователи частиц. Амплитудные селекторы, так же как и временные селекторы, применяют в радиотехнике, автоматике и вычислительной технике.

## § 8.11. Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи (ЦАП и АЦП)

В связи с широким внедрением цифровых вычислительных средств, в первую очередь *микропроцессоров* и *микро-ЭВМ* (см. § 8.12), во все отрасли науки и техники стала актуальной задача связи ЭВМ с различными техническими устройствами. Как правило, информация с первичных преобразователей (сигналов датчиков) представляется в аналоговой форме, в виде уровней напряжения. Большая часть исполнительных устройств (электродвигатели, электромагниты и т. д.), предназначенных для автоматического управления технологическими процессами, реагирует также на уровни напряжения (или тока). С другой стороны, цифровые ЭВМ принимают и выдают информацию в цифровом виде. Для преобразования информации из цифровой формы в аналоговую применяют *цифро-аналоговые преобразователи* (ЦАП), а для обратного преобразования — *аналого-цифровые преобразователи* (АЦП).

ЦАП и АЦП характеризуются погрешностью, быстродействием и динамическим диапазоном. *Погрешность* состоит из методической и инструментальной составляющих. Методическая составляющая определяется абсолютной погрешностью  $\Theta$  квантования аналоговой величины по уровню:

$$\Theta = x - N\Delta x,$$

где  $N$  — числовое выражение величины  $x$ ;  $\Delta x$  — шаг квантования.

Очевидно,  $|\Theta| \leq 0,5\Delta x$ . Таким образом, шаг квантования определяет методическую погрешность преобразования по уровню.

Инструментальная погрешность определяется нестабильностью параметров элементов схемы преобразователя и неточностью его настройки.

*Быстродействие* ЦАП и АЦП определяется временем преобразования: для ЦАП — интервалом между моментами поступления входного кода и установления выходного сигнала (с заданной точностью), для АЦП — интервалом от момента пуска преобразователя до момента получения кода на выходе.

*Динамический диапазон* — допустимый диапазон изменения входного напряжения для АЦП и выходного напряжения для ЦАП.

Принцип действия простейшего ЦАП поясняет схема рис. 8.64, а. Основу ЦАП составляет матрица резисторов, подключаемых ко входу операционного усилителя ключами, которые управляются двоичным кодом (например, параллельным кодом регистра или счетчика).

Коэффициенты передачи  $K = -U_{\text{вых}}/U_{\text{оп}}$  по входам  $2^0$ ,  $2^1$ ,  $2^2$  и  $2^3$  равны соответственно:

$$K_0 = \frac{R_1}{R_0} z_0, \quad K_1 = \frac{2R_1}{R_0} z_1, \quad K_2 = \frac{4R_1}{R_0} z_2, \quad K_3 = \frac{8R_1}{R_0} z_3,$$

где  $z_0 - z_3$  — числа, принимающие значения 0 или 1 в зависимости от положения соответствующих ключей.

Выходное напряжение ЦАП определяется суммой:

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{оп}}(K_0 + K_1 + K_2 + K_3) = -U_{\text{оп}} \frac{R_1}{R_0} (z_0 + 2z_1 + 4z_2 + 8z_3).$$

Таким образом, четырехразрядный двоичный код преобразуется в уровень  $U_{\text{вых}}$  в диапазоне от 0 до  $15\Delta U$ , где  $\Delta U$  — шаг квантования. Для уменьшения погрешности квантования необходимо увеличивать число двоичных разрядов ЦАП. На рис. 8.64, б приведено условное обозначение ЦАП.

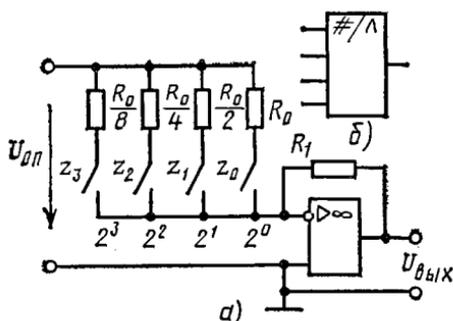


Рис. 8.64. Схема (а) и условное обозначение (б) ЦАП

$U_{\text{оп}}$  изменяется в зависимости от положения ключей, что требует применения источника с малым внутренним сопротивлением для ослабления влияния этого сопротивления на  $U_{\text{оп}}$  при разных токах нагрузки.

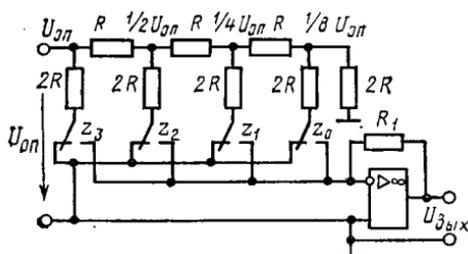


Рис. 8.65. Схема ЦАП с матрицей резисторов типа  $R-2R$  и трехпозиционными ключами

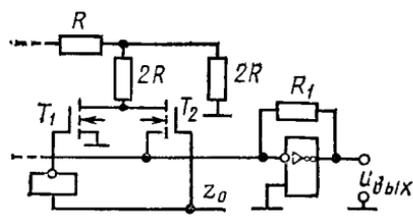


Рис. 8.66. Схема ЦАП с МОП-ключами

От перечисленных недостатков свободна схема ЦАП, показанная на рис. 8.65. В ней используют трехпозиционные ключи, которые подсоединяют резисторы  $2R$  либо ко входу суммирования операционного усилителя, либо к нулевой точке. При этом токи через резисторы  $2R$  не изменяются. Резисторы соединены в матрицу типа  $R-2R$ , имеющую постоянное входное сопротивление со стороны источника  $U_{\text{оп}}$ , равное  $R$  независимо от положения ключей. Коэффициент передачи напряжения между соседними узловыми точками матрицы равен 0,5. Для схемы рис. 8.65 выходное напряжение ЦАП определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{оп}} \frac{R_1}{16R} (z_0 + 2z_1 + 4z_2 + 8z_3).$$

Матрицы резисторов типа  $R-2R$  выпускаются в виде интегральных микросхем, например серии 301. Так, матрицы 301НР3 — 301НР6 имеют коэффициент

деления от  $1/2048$  до  $2047/2048$  через  $1/2048$  с относительной погрешностью коэффициента деления не более  $\pm 0,01\%$ .

Для переключения резисторов применяют транзисторные ключи, например МОП-ключи  $T_1$  и  $T_2$  (рис. 8.66). ЦАП выпускаются в виде интегральных микросхем, например серий 572 и 594. Так, БИС 572ПА1В имеет 10 двоичных разрядов и время установления выходного напряжения 5 мкс, а микросхема К594ПА1 — 12 разрядов и время установления 3,5 мкс.

Принцип действия АЦП наиболее распространенного в настоящее время последовательного типа поясняется рис. 8.67. Цифровой автомат ЦА по команде «Пуск» вырабатывает последовательность чисел в двоичном коде. Числа поступают на вход ЦАП, на выходе которого напряжение изменяется по закону, определяемому входными числами. Выходное напряжение ЦАП поступает на вход компаратора, где оно сравнивается с входным напряжением  $U_{вх}$  АЦП. При равенстве  $U_{вх}$  и  $U_{ЦАП}$  компаратор выдает сигнал, по которому останавливается работа цифрового автомата, и на его выходе фиксируется двоичный код, соответствующий  $U_{вх}$ .

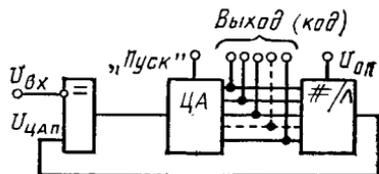


Рис. 8.67. Функциональная схема АЦП

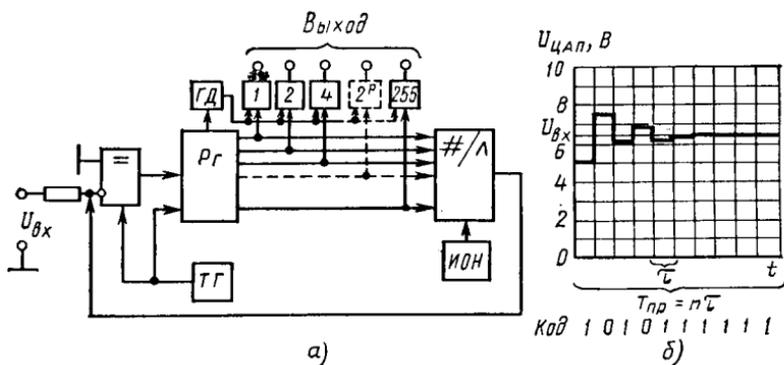


Рис. 8.68. Упрощенная схема АЦП типа К1113ПВ1 (а) и временная диаграмма его работы (б)

На рис. 8.68, а приведена упрощенная схема БИС АЦП серии К1113 (К1113ПВ1). Здесь цифровой автомат выполнен в виде: двоичного регистра  $P_r$  последовательного приближения, суммирующего импульсы тактового генератора  $TГ$ ; выходных буферных устройств  $1, 2, 4, \dots, 256$ , соответствующих двоичным разрядам счетчика; схемы готовности данных  $ГД$ , управляемой счетчиком и выдающей команду на считывание выходного кода. Термостабилизированный источник опорного напряжения  $ИОН$  вырабатывает напряжение  $U_{оп}$  для ЦАП. Компаратор выполнен синхронизируемым импульсами тактового генератора.

Поступающие на вход регистра импульсы тактового генератора последовательно переводят разряды регистра в состояние «1» начиная со старшего, при этом остальные разряды находятся в состоянии «0». Если старший разряд находится в состоянии «1», ЦАП вырабатывает соответствующее напряжение, которое срав-

нивается в компараторе с входным. Если  $U_{\text{ЦАП}} > U_{\text{вх}}$ , то по команде компаратора старший разряд регистра сбрасывается в нуль, если  $U_{\text{ЦАП}} < U_{\text{вх}}$ , то в старшем разряде остается единица. Затем единица появляется в следующем по старшинству разряде регистра и снова происходит сравнение. Цикл повторяется, пока не произойдет сравнение в младшем разряде (рис. 8.68, б). После этого схема готовности данных вырабатывает сигнал о готовности АЦП к выдаче кода из регистра.

Рис. 8.68, б иллюстрирует конкретный пример преобразования величины  $U_{\text{вх}} = 6,5$  В в десятиразрядный двоичный код 1010111111. Для удобства графического изображения принято, что диапазон входного напряжения  $U_{\text{д}} = 10$  В.

Тогда при наличии единицы в старшем разряде регистра  $U_{\text{ЦАП}} = \frac{1}{2} U_{\text{д}} = 5$  В, и так как  $U_{\text{ЦАП}} < U_{\text{вх}}$ , то единица в старшем разряде остается. Во втором такте преобразования появится единица в следующем разряде, которой соответствует напряжение  $\frac{1}{4} U_{\text{д}} = 2,5$  В. Так как в старшем разряде единица, то

$$U_{\text{ЦАП}} = \frac{1}{2} U_{\text{д}} + \frac{1}{4} U_{\text{д}} = 7,5 \text{ В} \quad \text{и} \quad U_{\text{ЦАП}} > U_{\text{вх}}.$$

Следовательно, сигналом компаратора второй разряд будет переведен в состояние «0». В третьем такте

$$U_{\text{ЦАП}} = \frac{1}{2} U_{\text{д}} + \frac{1}{8} U_{\text{д}} = 6,25 \text{ В} \quad \text{и} \quad U_{\text{ЦАП}} < U_{\text{вх}};$$

единица в третьем разряде остается. Процесс продолжается, пока не произойдет сравнение во всех десяти разрядах.

Описанная схема работает по методу поразрядного уравнивания, позволяющему сократить количество тактов, необходимых для преобразования, по сравнению с методом развертывающего уравнивания, при котором напряжение  $U_{\text{ЦАП}}$  возрастает ступенчато на один шаг квантования до уровня, равного  $U_{\text{вх}}$  [8]. АЦП, построенные по методу поразрядного уравнивания, имеют высокое быстродействие.

Параметры рассмотренного АЦП: диапазон входного напряжения — 0—11 В или от —5,5 до +5,5 В; разрядность — 10; время преобразования — 30 мкс; конструкция — 18-выводной плоский корпус с габаритами 22×7, 5×5 мм и массой не более 2,5 г.

Наибольшим быстродействием обладают АЦП параллельного типа, отличающиеся от рассмотренных АЦП последовательного типа тем, что в них  $U_{\text{вх}}$  сравнивается одновременно с  $2n-1$  опорными напряжениями, где  $n$  — число двоичных разрядов АЦП. Для этого требуется  $2n-1$  компараторов. Время преобразования таких АЦП доходит до сотен и десятков наносекунд, однако их схемы достаточно сложны. Интегральные АЦП и ЦАП широко используют для связи микропроцессоров (см. § 8.12) с внешними объектами.

## § 8.12. Микропроцессоры и микро-ЭВМ

Развитие микроэлектроники, с одной стороны, и вычислительной техники — с другой, привело к появлению в начале 70-х годов качественно новых технических средств — микропроцессоров и микро-ЭВМ.

Главный узел цифровой вычислительной машины — процессор.

Процессором называют устройство обработки информации, осуществляемой по программе. Микропроцессор (МП) — это процессор, выполненный по интегральной технологии в одной или нескольких БИС.

Например, широко распространенный микропроцессор КР580ИК80 (серия 580) содержит 5000 транзисторов и выполнен

в одном кристалле БИС. Структура микропроцессора иллюстрируется рис. 8.69.

*Арифметико-логическое устройство (АЛУ)* реализует арифметические (сложение, вычитание) и логические (сравнение, И, ИЛИ) операции над двумя числами и выдает результат операций. *Регистры (Р)* служат для хранения и выдачи команд (*регистр команд*), адресов (*регистр адресов*) и данных (*аккумулятор*). *Устройство управления (УУ)* служит для преобразования команд, поступающих из регистров и внешнего *запоминающего устройства (ЗУ)*, в сигналы, непосредственно воздействующие на все элементы МП и стимулирующие выполнение команд. Все блоки МП связаны между собой и с внешними устройствами тремя шинами: *шиной данных (ШД)*,

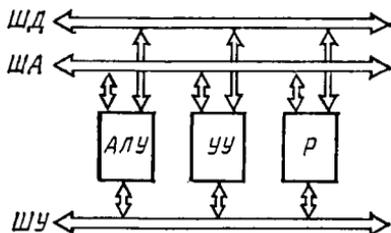


Рис. 8.69. Обобщенная структурная схема микропроцессора

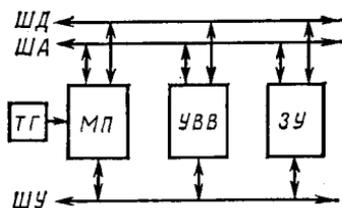


Рис. 8.70. Обобщенная структурная схема микро-ЭВМ

*шиной адресов (ША)* и *шиной управления (ШУ)*. Шина состоит из параллельных проводников, к которым подключаются блоки МП и внешние устройства. Она служит для обмена информацией между этими блоками. Устройство управления определяет разделение во времени связей между блоками по одним и тем же проводникам (мультиплексирование).

Шина данных служит для обмена *операндами* — исходными элементами данных, под которыми можно понимать числовые данные или команды (также представляемые числами). Шина адресов служит для передачи адресов — указаний (в виде чисел) местоположения ячейки памяти в запоминающем устройстве. Шина управления служит для обмена сигналами управления.

Для того чтобы получить законченную ЭВМ, к процессору необходимо добавить, как минимум, *устройство ввода — вывода информации (УВВ)*, *запоминающее устройство (ЗУ)* и *тактовый генератор (ТГ)* (рис. 8.70). Первое служит для ввода информации от внешних устройств в процессор или в ЗУ и для вывода информации во внешние устройства, второе — для приема, хранения и выдачи программы и данных. Тактовый генератор синхронизирует через МП работу всех блоков системы. Показанную на рис. 8.70 систему называют *микро-ЭВМ* или *микропроцессорной системой (комплексом)*.

Микропроцессорные комплекты оперируют информацией, представленной в двоичном коде в виде электрических сигналов. Боль-

шинство МП рассчитаны на работу с 4, 8, 12 и 16-разрядными «словами». Программа, по которой работает МП, обычно хранится в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ), в которое она заносится однократно при изготовлении ПЗУ. Возможно применение репрограммируемых ПЗУ (РеПЗУ), допускающих многократную запись и стирание информации (например, микросхемы К573РФ1 — К573РФ5), в которых стирание происходит при ультрафиолетовом облучении. Для хранения данных применяют *оперативные ЗУ (ОЗУ)*, в которые информация может быть введена микропроцессором или внешними устройствами (например, клавиатурой ввода, каналом связи с объектом).

В МП и микро-ЭВМ используется *микропрограммное управление*, при котором каждая команда представляется набором *микрокоманд* — реализуемых электрической схемой элементарных машинных операций. Обычно число команд (или микрокоманд), которые могут выполняться микропроцессорной системой, невелико (десятки и сотни).

*Математическое обеспечение* микропроцессорного комплекта — совокупность программ для эффективного использования системы. Для создания математического обеспечения используются программные кросс-средства и резидентные средства. *Программные кросс-средства* — набор программ для разработки и отладки программного обеспечения ЭВМ, отличной от той, на которой готовится это программное обеспечение. *Программные резидентные средства* — набор программ для создания и отладки программного обеспечения ЭВМ, на которой готовится это обеспечение. Таким образом, для создания программного обеспечения необходима *система разработки (СР)* — совокупность аппаратных и программных средств. В систему разработки обычно входит так называемая прототипная микро-ЭВМ, отличающаяся от той, для которой ведется разработка программ, более широкими возможностями за счет расширения состава. Помимо этого, в СР входят внешние устройства: накопители данных (на магнитных дисках или лентах), устройства ввода и вывода информации (фотосчитыватели с перфоленты и перфораторы, алфавитно-цифropечатающие устройства, графopостроители, дисплеи, клавиатура), устройства сопряжения с другими ЭВМ и т. д. Разработка программ может вестись на языках высокого уровня: БЭИСИК, ФОРТРАН, ПЛ, ассемблере или в машинных кодах. С помощью *компилятора* — специальной служебной программы — разработанная на языке высокого уровня рабочая программа переводится в программу на языке данного микропроцессорного комплекта, а затем заносится в ее ПЗУ или РеПЗУ.

Таблица 8.6

**ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ КОМПЛЕКТОВ**

Серия	Количество БИС комплекта	Центральный процессорный элемент				
		разрядность	быстродействие, мкс	мощность потребления, Вт	количество команд (микрокоманд)	напряжение питания, В
K580	6	8	2	0,8	79	+5; —5
K581	4	16	1,6	0,9	(512)	12; +5; —5
K588	3	16	2	0,005	96	5
K1801	3	16	0,2	0,85	(512)	5
K1802	13	8 · n *	0,15	—	(256)	5
K1804	6	4 · n *	0,12	—	—	5

\* Разрядность можно наращивать, т. е.  $n = 1, 2, 3, 4, \dots$

Выпускается много типов микропроцессорных комплектов разных типов. В табл. 8.6 приведены основные данные некоторых из них [7].

На основе микропроцессорных комплектов создаются микро-ЭВМ, которые по конструктивному признаку можно подразделить

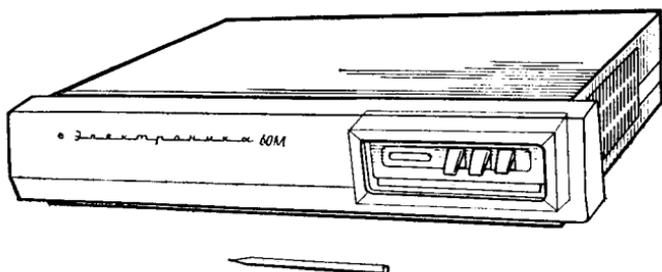


Рис. 8.71. Многоплатная микро-ЭВМ «Электроника 60М»

на многоплатные и одноплатные. *Многоплатные микро-ЭВМ* представляют собой размещенный на нескольких *печатных платах* (см. § 11.8) микропроцессорный комплект с дополнительными микросхемами для сопряжения с внешними устройствами. Примером

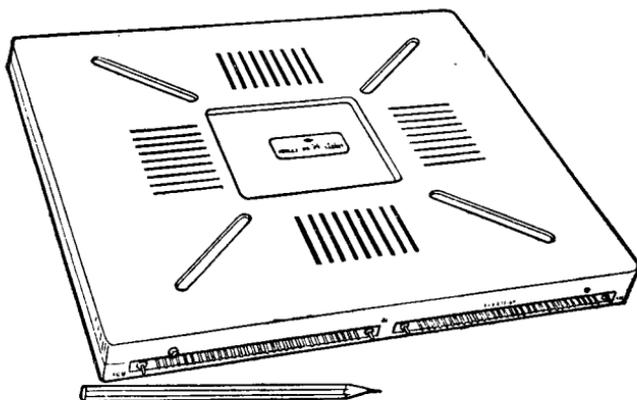


Рис. 8.72. Одноплатная микро-ЭВМ «Электроника C5-12»

может служить широко распространенная микро-ЭВМ «Электроника 60М», выполненная на комплекте серии 581 (рис. 8.71). Одноплатная микро-ЭВМ отличается тем, что выполнена на одной печатной плате, например микро-ЭВМ «Электроника C5-12» (рис. 8.72).

Однокристалльная микро-ЭВМ выполнена в одном кристалле полупроводника (одна БИС), например микро-ЭВМ «Электроника C5-31» (рис. 8.73), имеющая следующие технические характеристики:

разрядность — 16, емкость ОЗУ — 2 К бит (1 К=1024 бит; бит — единица двоичной информации, 0 или 1), емкость ПЗУ — 16 К бит, быстродействие — 150 тыс. операций/с, питание +5 В.

Последние два типа микро-ЭВМ предназначены в основном для встраивания в различную аппаратуру и оборудование в качестве

устройств управления и обработки информации. На основе многоплатных микро-ЭВМ создаются вычислительные средства широкого применения, например вычислительная управляющая микропроцессорная система ВУМС-1 на базе микро-ЭВМ «Электроника 60М» (рис. 8.74).

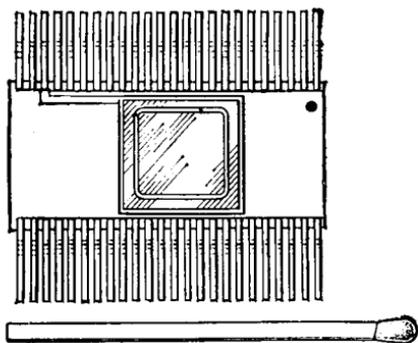


Рис. 8.73. Однокристалльная микро-ЭВМ «Электроника С5-31»

(1971) вызвало новую волну развития микроэлектроники и оказывает революционизирующее воздействие на многие отрасли техники: машиностроение, информационно-измерительную технику, автоматику, транспорт, связь и др. В связи с резким снижением габаритов, массы и стоимости МП и микро-ЭВМ по сравнению с существовавшими ранее *мини-ЭВМ* (например, серии СМ ЭВМ) появилась возможность встраивать их непосредственно в оборудование, машины и приборы, значительно улучшая экономические, технические и эргономические показатели последних. Так, применение МП для управления станками и роботами позволило создать полностью автоматические линии и цехи. Использование МП для управления работой узлов автомобиля (например, системами зажигания, подачи топлива, переключения скоростей) повысило экономичность, безопасность эксплуатации и снизило вредные выбросы в атмосферу. Применение МП позволяет повысить точность в измерительных приборах и расширить их функциональные возможности. В связи с низкой стоимостью МП, достигаемой благодаря массовому их производству методами групповой интегральной технологии, экономически оправдано их применение в бытовой технике. Здесь МП позволяют полностью автоматизировать стиральные машины, управлять работой радио- и телеаппаратуры, создавать увлекательные телеигры и т. д.

Особое значение имеет микропроцессорная техника в создании и широком внедрении вычислительных средств во все сферы жизни. Программируемые микрокалькуляторы и персональные *микро-ЭВМ* существенно облегчают труд инженера, техника, студента, школьника. Современные персональные микро-ЭВМ, имеющие габариты портативных транзисторных радиоприемников, обладают развитым математическим обеспечением и, будучи подключены к обычному телевизору, позволяют решать достаточно сложные задачи с использованием языков высокого уровня. Настольные микро-ЭВМ (например, диалоговый вычислительный комплекс ДВК-2, система ВУМС-1) можно использовать как автономные вычислительные средства с достаточно широкими возможностями или как *интеллектуальные терминалы* мощных вычислительных систем, базирующихся на больших ЭВМ. Интеллектуальные терминалы, как выносные пульты ввода и отображения информации, реализуют предварительную обработку вводимой информации для ее передачи

базовой ЭВМ и осуществляют связь с ней, чем достигается высокая эффективность использования базовой ЭВМ.

В связи с бурным развитием микропроцессорной техники в последнее время стираются грани между микро-, мини- и большими (универсальными) ЭВМ. В первое десятилетие своего развития МП отставали от универсальных ЭВМ по числу двоичных разрядов, возможностям обращения к памяти, быстрдействию. Однако это отставание к середине 80-х годов оказалось преодоленным. Имеются однокристалльные 32-разрядные МП с возможностью адресации 16 млрд. байт (16 Гбайт)

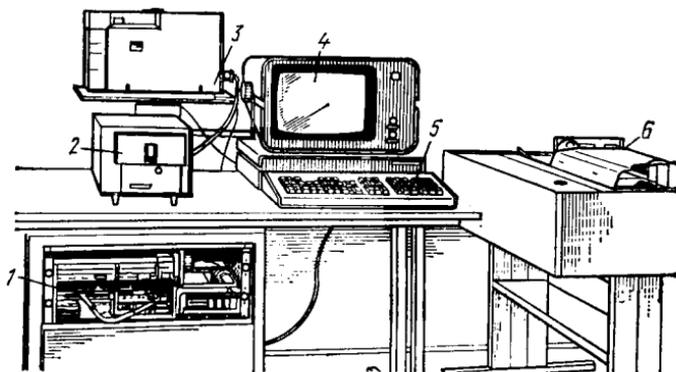


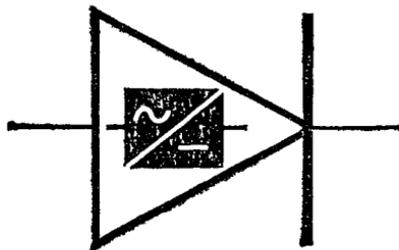
Рис. 8.74. Вычислительная управляющая микропроцессорная система ВУМС-1:

1 — микро-ЭВМ «Электроника 60М» (со снятой передней панелью);  
2 — фотосчитыватель; 3 — перфоратор; 4 — алфавитно-цифровой дисплей; 5 — блок клавиатуры; 6 — алфавитно-цифровое печатающее устройство

данных (байт — восьмиразрядное двоичное «слово») и производительностью до 5 млн. операций/с. Для сравнения: производительность ЭВМ ЕС-1033 200 тыс. операций/с, ЕС-1050 400 тыс. операций/с; оперативная память объемом до 2 Мбайт (ЕС-1033) и до 16 Мбайт (ЕС-1050).

Применение МП в различных областях техники позволяет перейти к стратегии *гибких автоматических производств* (ГАП). При этом переход на выпуск нового вида продукции, требующий функциональных изменений в оборудовании, может быть быстро реализован изменением программ функционирования этого оборудования. Программный принцип изменения функций позволяет резко снизить время и затраты на разработку новых приборов, машин и оборудования. Центр тяжести разработки переносится на создание программного обеспечения, которое создается с меньшими затратами труда и времени, чем конструктивные или схемные разработки.

Можно утверждать, что появление и развитие микропроцессорной техники по своему значению не уступает такому определяющему в научно-технической революции достижению, как создание транзисторов (1947).



## ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

### § 9.1. Общие сведения

Для получения электрической энергии нужного вида часто приходится преобразовывать энергию переменного тока в энергию постоянного тока (выпрямление) либо энергию постоянного тока — в энергию переменного тока (инвертирование).

Выпрямление осуществляется с помощью устройств, называемых выпрямителями, а инвертирование производится инверторами.

*Выпрямители и инверторы являются вторичными источниками электропитания.* Согласно ГОСТ 23413—75,

источник вторичного электропитания (ИВЭ) представляет собой средство, обеспечивающее электропитанием самостоятельные приборы или отдельные цепи комплекса электронной аппаратуры.

Источники вторичного электропитания состоят из функциональных узлов, выполняющих одну или несколько функций: выпрямление, инвертирование, стабилизацию, регулирование и т. д.

ИВЭ 20—25 лет назад представляли собой простейшие электронные устройства, состоящие из не-

§ 9.1. Общие сведения

§ 9.2. Классификация выпрямителей

§ 9.3. Однофазные и трехфазные выпрямители

§ 9.4. Сглаживающие фильтры

§ 9.5. Внешние характеристики выпрямителей

§ 9.6. Стабилизаторы напряжения и тока

§ 9.7. Умножители напряжения

§ 9.8. Управляемые выпрямители

§ 9.9. Общие сведения о преобразователях постоянного напряжения в переменное

§ 9.10. Инверторы

§ 9.11. Конверторы

§ 9.12. Перспективы развития вторичных источников электропитания

значительного количества вентилях (диодов) и реактивных сглаживающих фильтров, занимающих 50—60% от общего объема электронной аппаратуры. Современные ИВЭ являются достаточно сложными устройствами, содержащими большое количество функциональных узлов, выполняющих те или иные функции преобразования электрической энергии и улучшения ее качества. При этом они стали занимать примерно 25—30% от общего объема электронной аппаратуры. Это связано с переводом электронной аппаратуры на полупроводниковую элементную базу.

Современные электронные полупроводниковые устройства в дискретном и особенно в микроэлектронном исполнении предъявляют очень жесткие требования к качеству потребляемой электрической энергии, которая должна иметь:

высокую стабильность питающего (первичного) напряжения; требуемую форму (обычно синусоидальную) переменного напряжения;

высокую стабильность частоты и угла сдвига фаз переменного питающего напряжения;

минимально возможный уровень пульсации питающего постоянного напряжения.

Источники вторичного электропитания электронной аппаратуры классифицируют по ряду признаков. По типу первичного источника питания различают ИВЭ, питающиеся от сети переменного тока и от источника постоянного тока. В свою очередь, ИВЭ, питающиеся от сети переменного тока, подразделяют на однофазные и трехфазные. По роду тока на выходе различают ИВЭ с постоянным напряжением (выпрямители) и с переменным выходным напряжением (инверторы). По напряжению на выходе источники вторичного питания подразделяют на ИВЭ низкого (до 100 В), среднего (100—1000 В) и высокого (более 1000 В) напряжения, а по мощности, выделяемой в нагрузку, — на ИВЭ малой (до 100 Вт), средней (100—1000 Вт) и большой (более 1000 Вт) мощности.

## § 9.2. Классификация выпрямителей

Наиболее распространенными источниками вторичного электропитания являются источники, которые преобразуют энергию сети переменного тока частотой 50 Гц. Такие ИВЭ включают в себя выпрямитель и стабилизатор.

Выпрямители бывают *неуправляемыми* и *управляемыми*. С помощью неуправляемых выпрямителей на выходе ИВЭ получают выпрямленное (постоянное) напряжение неизменного значения. Управляемые выпрямители применяют тогда, когда необходимо изменить значение выпрямленного тока или напряжения.

В зависимости от числа фаз первичного источника питания (сети переменного тока) различают *однофазные* и *многофазные* (обычно трехфазные) выпрямители. Отметим, что выпрямители ма-

лой и средней мощностей, как правило, являются однофазными, а выпрямители большой мощности — трехфазными.

По форме выпрямленного напряжения выпрямители подразделяют на *однополупериодные* и *двухполупериодные*. На работу выпрямителей существенное влияние оказывает вид нагрузки. Имеется четыре основных вида нагрузки: активная, активно-индуктивная, активно-емкостная и с противо-э. д. с. Выпрямители малой мощности обычно работают на активную и активно-емкостную нагрузку, выпрямители средней и большой мощностей чаще всего питают активно-индуктивную нагрузку. Нагрузку с противо-э. д. с. выпрямитель имеет в том случае, когда он питает двигатель постоянного тока или используется для зарядки аккумуляторов.

### § 9.3. Однофазные и трехфазные выпрямители

Структурная схема однофазного выпрямительного устройства изображена на рис. 9.1. На вход выпрямителя подается переменное напряжение  $u_1$ , которое с помощью трансформатора  $Tr$  изменяется до требуемого значения  $u_2$ . Кроме того, трансформатор осуществляет электрическую развязку источника выпрямляемого напряжения и нагрузочного устройства, что позволяет получать с помощью

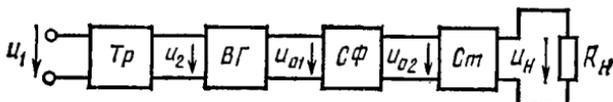


Рис. 9.1. Структурная схема однофазного выпрямительного устройства

нескольких вторичных обмоток различные значения напряжений  $u_2$ , гальванически не связанных друг с другом. После трансформатора переменное напряжение  $u_2$  вентильной группой  $ВГ$  (или одним вентилем) преобразуется в пульсирующее напряжение  $u_{01}$ . Количество вентилей зависит от схемы выпрямителя.

В выпрямленном напряжении  $u_{01}$  помимо постоянной составляющей присутствует переменная составляющая, которая с помощью сглаживающего фильтра  $СФ$  снижается до требуемого уровня, так что напряжение  $u_{02}$  на выходе фильтра имеет очень малые пульсации. Установленный после фильтра стабилизатор постоянного напряжения  $Ст$  поддерживает неизменным напряжение  $U_n$  на нагрузочном устройстве  $R_n$  при изменении значений выпрямленного напряжения или сопротивления  $R_n$ .

В зависимости от условий работы и требований, предъявляемых к выпрямительным устройствам, отдельные его блоки могут отсутствовать. Например, если напряжение сети соответствует требуемому значению выпрямленного напряжения, то может отсутствовать транс-

сформатор, а в отдельных случаях — стабилизатор постоянного напряжения.

Для выпрямления однофазного переменного напряжения широко применяют три типа выпрямителей: *однополупериодный и два двухполупериодных*. Схема однополупериодного выпрямителя приведена на рис. 9.2, а. Выпрямитель состоит из трансформатора, к вторичной обмотке которого последовательно подсоединены диод  $D$  и нагрузочный резистор  $R_H$ .

Для упрощения анализа работы выпрямителей трансформатор и диод считают идеальными, т. е. принимают следующие допущения: у трансформатора активное сопротивление обмоток, а у диода прямое сопротивление равны нулю; обратное сопротивление диода равно бесконечности; в трансформаторе отсутствуют потоки рассеяния. При таких допущениях с подключением первичной обмотки трансформатора к сети переменного синусоидального напряжения во вторичной обмотке будет наводиться синусоидальная э. д. с.

Работу выпрямителя удобно рассматривать с помощью временных диаграмм рис. 9.2, б. В первый полупериод, т. е. в интервале времени  $0 - T/2$ , диод открыт, так как потенциал точки  $a$  выше потенциала точки  $b$ , и под действием напряжения в цепи вторичной обмотки трансформатора возникает ток  $i_H$ . В интервале времени  $T/2 - T$  диод закрыт, ток в нагрузочном резисторе отсутствует, а к запертому диоду прикладывается обратное напряжение  $u_2$ .

Основными электрическими параметрами однополупериодного выпрямителя и всех выпрямителей являются:

- средние значения выпрямленного тока и напряжения  $I_{H, \text{ср}}$  и  $U_{H, \text{ср}}$ ;
- мощность нагрузочного устройства  $P_{H, \text{ср}} = U_{H, \text{ср}} I_{H, \text{ср}}$ ;
- амплитуда основной гармоники выпрямленного напряжения  $U_{\text{осн } m}$ ;
- коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения  $\rho = U_{\text{осн } m} / U_{H, \text{ср}}$ ;
- действующие значения тока и напряжения первичной и вторичной обмоток трансформатора  $I_1$ ,  $U_1$  и  $I_2$ ,  $U_2$ ;
- типовая мощность трансформатора  $S_{\text{Тр}} = 0,5(S_1 + S_2)$ , где  $S_1 = U_1 I_1$ , а  $S_2 = U_2 I_2$ ;
- коэффициент полезного действия

$$\eta = P_{H, \text{ср}} / (P_{H, \text{ср}} + P_{\text{Тр}} + P_D),$$

где  $P_{\text{Тр}}$  — потери в трансформаторе, а  $P_D$  — потери в диодах.

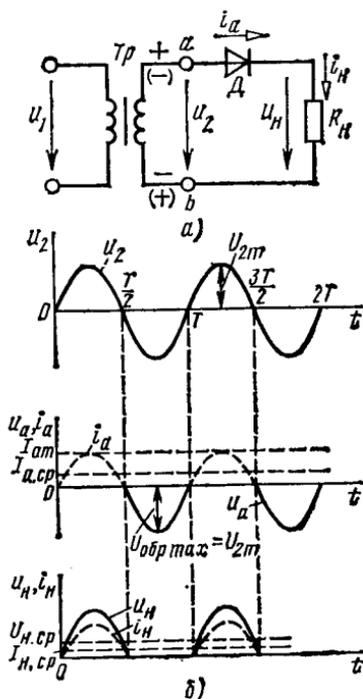


Рис. 9.2. Схема (а), временные диаграммы напряжений и токов (б) однополупериодного выпрямителя

В однополупериодном выпрямителе (рис. 9.2)

$$U_{н. ср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} \approx 0,45 U_2, \quad (9.1)$$

или

$$U_2 = \frac{\pi U_{н. ср}}{\sqrt{2}} \approx 2,22 U_{н. ср},$$

$$I_{н. ср} = 0,45 U_2 / R_H.$$

Ток  $I_{н. ср}$  является прямым током диода, т. е.

$$I_{пр. ср} = I_{н. ср} = 0,45 U_2 / R_H. \quad (9.1a)$$

Ток  $i_H$  является током вторичной обмотки трансформатора:  $i_H = i_2$ . Тогда с учетом (9.1) действующее значение этого тока

$$I_2 = \frac{U_2}{R_H} = \frac{\pi U_{н. ср}}{\sqrt{2} R_H} \approx 1,57 I_{н. ср}. \quad (9.2)$$

При подсчете типовой мощности трансформатора практически без большой ошибки можно считать, что  $S_1 \approx S_2$ . Тогда

$$S_{Tr} \approx S_2 = U_2 I_2 = 2,22 U_{н. ср} 1,57 I_{н. ср} \approx 3,5 P_{н. ср}. \quad (9.3)$$

Коэффициент пульсаций  $p = 1,57$ . Это значение получается разложением в ряд Фурье выходного напряжения однополупериодного выпрямителя:

$$u_H = U_{н. ср} \left( 1 + \frac{\pi}{2} \cos \omega t + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right). \quad (9.4)$$

Принимая во внимание, что коэффициент пульсаций  $p$  есть отношение амплитуды основной (первой) гармоники, частота которой в данном случае равна  $\omega$ , к выпрямленному напряжению  $U_{н. ср}$ , получим

$$p = \frac{U_{н. ср} \pi/2}{U_{н. ср}} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57.$$

Основным преимуществом однополупериодного выпрямителя является его простота. Анализ электрических параметров позволяет сделать вывод о недостатках этого выпрямителя: большой коэффициент пульсаций, малые значения выпрямленного тока и напряжения.

Следует обратить внимание еще на один недостаток однополупериодного выпрямителя. Ток  $i_2$  имеет постоянную составляющую, которая вызывает подмагничивание сердечника трансформатора, из-за чего уменьшается магнитная проницаемость сердечника, что, в свою очередь, снижает индуктивность обмоток трансформатора. Это приводит к росту тока холостого хода трансформатора, а следовательно, к снижению к.п.д. всего выпрямителя.

*Однополупериодный выпрямитель* применяют обычно для питания высокоомных нагрузочных устройств (например, электронно-лучевых трубок), допускающих повышенную пульсацию; мощность не более 10—15 Вт.

Диод в выпрямителях является основным элементом. Поэтому диоды должны соответствовать основным электрическим параметрам

выпрямителей. Иначе говоря, диоды во многом определяют основные показатели выпрямителей.

Диоды характеризуются рядом основных параметров. Для того чтобы выпрямитель имел высокий коэффициент полезного действия, падение напряжения на диоде  $U_{пр}$  при прямом токе  $I_{пр}$  должно быть минимальным. В паспорте на диод указывают среднее значение прямого тока  $I_{пр. ср}$ , которое численно равно среднему значению выпрямленного тока  $I_{н. ср}$ , и среднее значение прямого падения напряжения  $U_{пр. ср}$ .

Предел ь н ы й э л е к т р и ч е с к и й р е ж и м д и о д о в характеризуют следующие параметры:

*максимальное обратное напряжение  $U_{обр\ max}$ ;*

*максимальный прямой ток  $I_{пр\ max}$ , соответствующий  $I_{выпр\ max}$ .*

Необходимо учитывать также *максимальную частоту диодов  $f_{max}$* . В случаях превышения этой частоты, как отмечалось в гл. 2, диоды теряют вентильные свойства.

Для надежной работы диодов в выпрямителях требуется выполнение условий  $I_{пр. ср} > I_{н. ср}$  и  $U_{обр\ max} > \sqrt{2}U_{2m}$  примерно с превышением в 30%. Отметим, что при выпрямлении напряжения, амплитудное значение которого превышает  $U_{обр\ max}$  для одного диода, можно включать последовательно два или несколько однотипных диодов. Обратное напряжение при этом будет распределяться пропорционально обратному сопротивлению диодов. Поскольку обратные сопротивления у однотипных диодов имеют некоторый разброс и обратные напряжения на последовательно включенных диодах будут разными, для выравнивания обратных напряжений параллельно диодам включают шунтирующие резисторы  $R_{ш}$  (рис. 9.3). Обычно  $R_{ш} \approx (0,1 \div 0,2)R_{обр}$ .

В настоящее время промышленность выпускает полупроводниковые столбы (например, Д1004, Д1005, 1Ц104, 2Ц101, 2Ц110). Выпрямительный столб — это группа последовательно соединенных диодов, помещенных в общий корпус. Такие столбы выдерживают напряжения  $U_{обр. max}$  свыше 15 кВ.

Двухполупериодные выпрямители бывают двух типов: мостовыми и с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора. Эти выпрямители являются более мощными, чем однополупериодные, так как с их помощью нагрузочные устройства используют для своего питания оба полупериода напряжения сети. Они свободны от недостатков, свойственных однополупериодным выпрямителям, имеют более высокий к.п.д. Однако это достигается за счет усложнения схем двухполупериодных выпрямителей.

Наибольшее распространение получил *двухполупериодный мостовой выпрямитель* (рис. 9.4, а). Он состоит из трансформатора и четырех диодов, подключенных к вторичной обмотке трансформатора по мостовой схеме. К одной из диагоналей моста подсоединяется вторичная обмотка трансформатора, а к другой — нагрузочный резистор  $R_{н}$ . Каждая пара диодов ( $D_1, D_3$  и  $D_2, D_4$ ) работает поочередно.

Диоды  $D_1, D_3$  открыты в первый полупериод напряжения вторичной обмотки трансформатора  $u_2$  (интервал времени  $0 - T/2$ ), когда потенциал точки  $a$  выше потенциала точки  $b$ . При этом в нагрузочном резисторе  $R_H$  появляется ток  $i_H$  (рис. 9.4, б). В этом интервале диоды  $D_2, D_4$  закрыты.

В следующий полупериод напряжения вторичной обмотки (интервал времени  $T/2 - T$ ) потенциал точки  $b$  выше потенциала точки  $a$ , диоды  $D_2, D_4$  открыты, а диоды  $D_1, D_3$  закрыты. В оба полупериода, как видно из рис. 9.4, ток через нагрузочный резистор  $R_H$  имеет одно и то же направление.

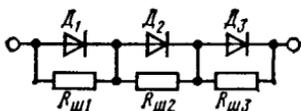


Рис. 9.3. Последовательное включение полупроводниковых диодов

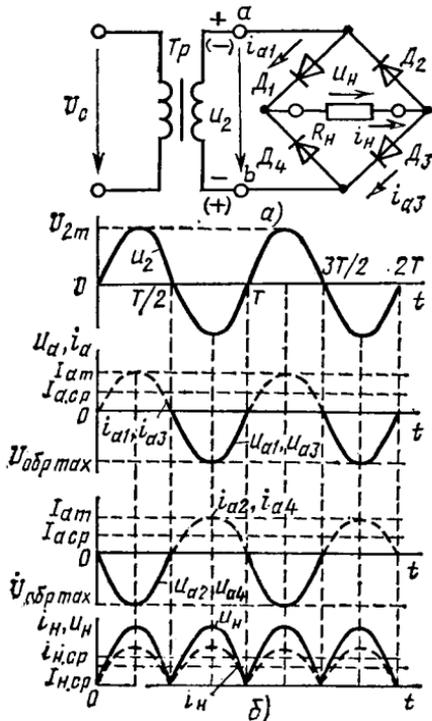


Рис. 9.4. Схема (а), временные диаграммы напряжений и токов (б) мостового выпрямителя

Анализ временных диаграмм позволяет получить выражения для средних значений выпрямленных напряжения и тока:

$$U_{H, \text{ср}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \approx 0,9U_2, \quad (9.5)$$

$$I_{H, \text{ср}} = U_{H, \text{ср}}/R_H \approx 0,9U_2/R_H.$$

Из (9.5) можно найти действующее напряжение вторичной обмотки трансформатора:

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{H, \text{ср}} \approx 1,11U_{H, \text{ср}}. \quad (9.6)$$

Так как средний ток каждого диода, являющийся также током вторичной обмотки трансформатора,

$$I_{\text{пр. ср}} = I_{2 \text{ ср}} = 0,5I_{H, \text{ср}}, \quad (9.6a)$$

а максимальный ток вторичной обмотки  $I_{2m} = U_{2m}/R_n$ , то с учетом (9.5) действующее значение тока вторичной обмотки

$$I_2 = \frac{\pi U_{н. ср}}{2 \cdot 2R_n} \approx 0,78 I_{н. ср}. \quad (9.66)$$

Из временных диаграмм видно, что максимальное обратное напряжение на диодах

$$U_{обр \max} = U_{2m} = \sqrt{2} U_2 = \frac{\pi}{2} U_{н. ср} \approx 1,57 U_{н. ср}. \quad (9.7)$$

Максимальный прямой ток диода

$$I_{пр m} = \frac{U_{2m}}{R_n} = \frac{\pi}{2} \frac{U_{н. ср}}{R_n} \approx 1,57 I_{н. ср}. \quad (9.8)$$

Анализ приведенных соотношений показывает, что при одинаковых значениях параметров трансформаторов и сопротивления  $R_n$  мостовой выпрямитель по сравнению с однополупериодным имеет следующие преимущества: средние значения выпрямленного тока  $I_{н. ср}$  и напряжения  $U_{н. ср}$  в два раза больше, а пульсации значительно меньше.

Разложив напряжение  $u_n$  (рис. 9.4, б) в ряд Фурье, получим числовое значение коэффициента пульсаций:

$$u_n = U_{н. ср} \left( 1 + \frac{2}{3} \cos 2\omega t - \frac{2}{15} \cos 4\omega t + \dots \right). \quad (9.9)$$

Амплитуда основной гармоники частотой  $2\omega$  равна  $2/3$ . Следовательно,  $p \approx 0,67$ .

В то же время максимальное обратное напряжение на каждом из закрытых диодов, которые по отношению к зажимам вторичной обмотки включены параллельно, имеет такое же значение, что и в однополупериодном выпрямителе, т. е.  $U_{2m} = \sqrt{2} U_2$ . Все эти преимущества достигнуты за счет увеличения количества диодов в четыре раза, что является основным недостатком мостового выпрямителя.

В настоящее время промышленность выпускает полупроводниковые выпрямительные блоки, в которых диоды соединены по мостовой схеме. В этих блоках могут быть один (КЦ402) или два электрически не соединенных моста (КЦ403).

*Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора* (рис. 9.5, а) можно рассматривать как сочетание двух однополупериодных выпрямителей, включенных на один и тот же нагрузочный резистор  $R_n$ . Действительно, в каждый из полупериодов напряжения  $u_{ab}$  работает либо верхняя, либо нижняя часть выпрямителя. Когда потенциал точки  $a$  выше потенциала средней точки  $O$  (интервал времени  $0 - T/2$ ), диод  $D_1$  открыт, диод  $D_2$  закрыт, так как потенциал точки  $b$  ниже потенциала точки  $O$ . В этот период времени в нагрузочном резисторе  $R_n$  появляется ток  $i_n$  (рис. 9.5, б). В следующий полупериод напряжения  $u_{ab}$  (интервал времени  $T/2 - T$ ) потенциал точки  $b$  выше, а потенциал точки  $a$  ниже потенциала точки  $O$ . Диод  $D_2$  открыт, а диод  $D_1$

закрыт. При этом ток в нагрузочном резисторе  $R_H$  имеет то же направление, что и в предыдущий полупериод. При одинаковых значениях напряжений  $U_{2a}$  и  $U_{2b}$  эти токи будут равны.

Данный тип выпрямителя имеет те же преимущества перед однополупериодным выпрямителем, что и мостовой выпрямитель, за

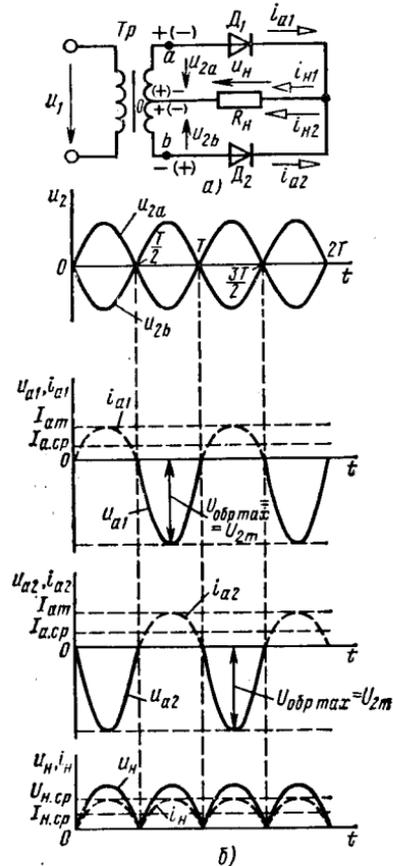


Рис. 9.5. Схема (а), временные диаграммы напряжений и токов (б) выпрямителя с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора

исключением напряжения  $U_{обр\ max}$ , которое определяется напряжением  $u_{ab}$ . При  $U_{ab} = 2U_2$  и одинаковых значениях сопротивлений нагрузочных резисторов  $R_H$

$$U_{обр\ max} = \pi U_{н.ср} \approx 3,14 U_{н.ср}. \quad (9.10)$$

Все остальные соотношения для токов и напряжений определяются по формулам (9.5), (9.6), (9.8), полученным для мостового выпрямителя, а коэффициент пульсаций  $p \approx 0,67$  [см. (9.9)].

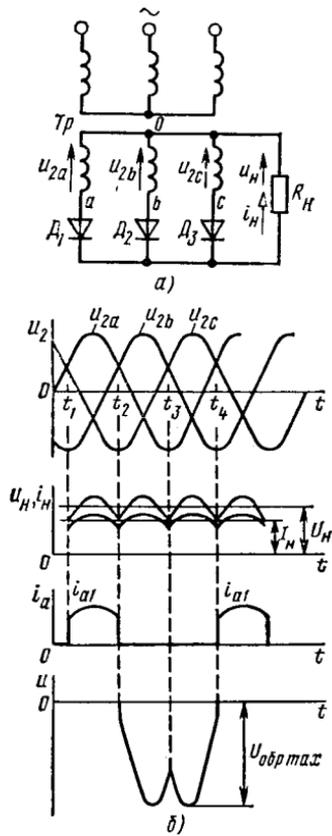


Рис. 9.6. Схема (а), временные диаграммы напряжений и токов (б) трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом

Помимо указанного недостатка в рассматриваемом двухполупериодном выпрямителе габариты, масса и стоимость трансформатора значительно больше, чем в однополупериодном и мостовом выпрямителях, поскольку вторичная обмотка имеет вдвое большее число витков и требуется вывод от средней точки обмотки.

Отметим, что достоинства этого выпрямителя, присущие мостовому выпрямителю, достигаются при вдвое меньшем количестве диодов.

Двухполупериодные выпрямители применяют для питания нагрузочных устройств малой и средней мощностей.

*Трехфазные выпрямители* применяют как выпрямители средней и большой мощностей. Существует два основных типа выпрямителей: с нейтральным выводом и мостовой.

На рис. 9.6, а изображена схема *трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом*. В него входят: трехфазный трансформатор, обмотки которого соединены звездой, три диода, включенные в каждую из фаз трансформатора, и нагрузочный резистор  $R_n$ .

Работу выпрямителя удобно рассматривать с помощью временных диаграмм, представленных на рис. 9.6, б. Из рисунка видно, что диоды работают поочередно, каждый в течение трети периода, когда потенциал начала одной из фазных обмоток (например, а) более положителен, чем двух других (b и c). Выпрямленный ток в нагрузочном резисторе  $R_n$  создается токами каждого диода, имеет одно и то же направление и равен сумме выпрямленных токов каждой из фаз:  $i_n = i_a + i_b + i_c$ .

В нагрузочном токе  $i_n$  этого выпрямителя пульсации значительно меньше по сравнению с однофазным выпрямителем. Разложив напряжение  $u_n$  (рис. 9.6, б) в ряд Фурье, получим

$$u_n = U_{н.ср} \left( 1 + \frac{1}{4} \cos 3\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t + \frac{1}{40} \cos 9\omega t - \dots \right). \quad (9.11)$$

Подсчет коэффициента пульсаций дает значение 0,25.

Среднее значение выпрямленного напряжения, как и для однофазного выпрямителя,

$$U_{н.ср} = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/3}^{\pi/3} U_{2ф м} \cos \omega t d\omega t = \frac{3}{\pi} U_{2ф м} \sin \frac{\pi}{3} \approx 1,17 U_{2ф}. \quad (9.12)$$

Максимальное обратное напряжение на каждом закрытом диоде равно амплитудному значению линейного напряжения:

$$U_{обр \max} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2ф} = \sqrt{6} U_{2ф} = \frac{2\pi}{3} U_{н.ср} \approx 2,09 U_{н.ср}. \quad (9.13)$$

Средний и максимальный прямой ток диодов определяется выражениями

$$I_{пр.ср} = \frac{I_{н.ср}}{3}, \quad I_{пр. \max} = \frac{U_{ф м}}{R_n} = \frac{U_{н.ср}}{0,827 R_n} \approx 1,21 I_{н.ср}. \quad (9.14)$$

Трехфазный выпрямитель с нейтральным выводом служит для питания нагрузочных устройств, в которых средние значения вы-

прямленного тока доходят до сотен ампер, а напряжение — до десятков киловольт. Достоинством такого выпрямителя является достаточно высокая надежность, что определяется минимальным количеством диодов. К недостаткам следует отнести подмагничивание сердечника трансформатора постоянным током, что приводит, как отмечалось, к снижению к.п.д. выпрямителя.

Трехфазный мостовой выпрямитель, несмотря на то что в нем используется в два раза больше диодов, по всем показателям превосходит рассмотренный трехфазный выпрямитель. Схема этого выпрямителя (рис. 9.7, а) была предложена в 1923 г. советским ученым А. И. Ларионовым. Данный выпрямитель содержит мост из шести диодов. Диоды  $D_1, D_3, D_5$  образуют одну группу, а диоды  $D_2, D_4, D_6$  — другую. Общая точка первой группы диодов образует положительный полюс на нагрузочном резисторе  $R_H$ , а общая точка второй группы — отрицательный полюс на нем. В этом выпрямителе в каждый момент времени ток в нагрузочном резисторе и двух диодах появляется тогда, когда к этим диодам приложено наибольшее напряжение. Например, в интервал времени  $t_1 - t_2$  (рис. 9.7, б)

Рис. 9.7. Схема (а), временная диаграмма напряжений и токов (б) трехфазного мостового выпрямителя

ток возникает в цепи диод  $D_1$  — нагрузочный резистор  $R_H$  — диод  $D_4$ , так как к этим диодам приложено линейное напряжение  $u_{ab}$ , которое в этот интервал времени больше других линейных напряжений. В интервал времени  $t_2 - t_3$  открыты диоды  $D_1, D_6$ , так как к ним приложено наибольшее в это время линейное напряжение  $u_{ac}$ , и т. д. Нетрудно видеть, что во все интервалы времени токи в нагрузочном резисторе  $R_H$  имеют одно и то же направление.

Из временных диаграмм рис. 9.7, б видно, что пульсации выпрямленного напряжения значительно меньше, чем в трехфазном выпрямителе с нейтральным выводом. Для трехфазного мостового выпрямителя разложение кривой напряжения рис. 9.7, б в ряд Фурье приводит к выражению

$$U_H = U_{H.cр} \left( 1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{143} \cos 12\omega t + \frac{2}{323} \cos 18\omega t - \dots \right). \quad (9.15)$$

Подсчет коэффициента пульсаций дает значение 0,057.

Среднее значение выпрямленного напряжения в рассматриваемом выпрямителе в два раза больше, чем в выпрямителе с нейтральным выводом:

$$U_{н. ср} = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} U_{2л} \cos \omega t d \omega t = \frac{3 \sqrt{2}}{\pi} U_{2л} = \frac{3 \sqrt{6}}{\pi} U_2 \approx 2,34 U_2, \quad (9.16)$$

где  $U_{2л}$  — линейное напряжение на вторичной обмотке трансформатора.

Как и в трехфазном выпрямителе с нейтральным выводом, максимальное обратное напряжение здесь равно амплитудному значению линейного напряжения. Однако по отношению к среднему выпрямленному напряжению в мостовом выпрямителе оно в два раза меньше:

$$U_{обр \max} = \sqrt{3} U_{р \max} \approx 1,045 U_{н. ср}. \quad (9.17)$$

Следовательно, диоды в данном выпрямителе можно выбирать по обратному напряжению, близкому к  $U_{н. ср}$ . К.п.д. выпрямителя А. Н. Ларионова больше, чем к.п.д. выпрямителя с нейтральным выводом, так как в мостовом выпрямителе нет подмагничивания сердечника трансформатора постоянным током.

## § 9.4. Сглаживающие фильтры

Сглаживающим фильтром называют устройство, предназначенное для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения.

Как отмечалось, выпрямленное напряжение является пульсирующим, в котором согласно формулам (9.4), (9.9), (9.11) и (9.15) можно выделить постоянные и переменные составляющие. Коэффициенты пульсаций выпрямленных напряжений, вычисленные по этим формулам, имеют следующие значения:

Для однополупериодного однофазного выпрямителя . . . . .	1,57
» двухполупериодного однофазного выпрямителя . . . . .	0,67
» трехфазного выпрямителя с нейтральным выводом . . . . .	0,25
» трехфазного мостового выпрямителя . . . . .	0,057

С такими коэффициентами пульсаций выпрямленное напряжение в подавляющем большинстве случаев использовать нельзя, так как при этом работа электронных блоков и устройств резко ухудшается или вообще недопустима. В зависимости от назначения того или иного электронного блока (усилителя, генератора и т. д.), его места в электронном устройстве или системе (на входе, выходе и т. д.) коэффициент пульсаций напряжения питания не должен превышать определенных значений. Так, для основных каскадов автоматических систем он не должен превышать  $10^{-2}$ — $10^{-3}$ , для выходных усилительных каскадов —  $10^{-4}$ — $10^{-5}$ , для автогенераторов —  $10^{-5}$ — $10^{-6}$ , а для входных каскадов электронных измерительных устройств —  $10^{-6}$ — $10^{-7}$ . Сглаживающие фильтры, как указывалось в § 9.3, включают между вентильной группой ВГ и стабилизатором постоянного напряжения с нагрузочным устройством  $R_H$  (см. рис. 9.1).

Основными элементами сглаживающих фильтров являются конденсаторы, индуктивные катушки и транзисторы, сопротивления которых различны для постоянного и переменного токов. Для постоянного тока сопротивление конденсатора равно бесконечности, а со-

противление индуктивной катушки очень мало. Сопротивление транзистора постоянному току (статическое сопротивление) на два-три порядка меньше сопротивления переменному току (динамическое сопротивление). Основным параметром, характеризующим эффективность действия сглаживающего фильтра, является коэффициент сглаживания, равный отношению коэффициентов пульсаций на входе и выходе фильтра:

$$q = \rho_{\text{вх}} / \rho_{\text{вых}} \quad (9.18)$$

Кроме выполнения требования к коэффициенту сглаживания фильтры должны иметь минимальное падение постоянного напряжения на элементах, минимальные габариты, массу и стоимость.

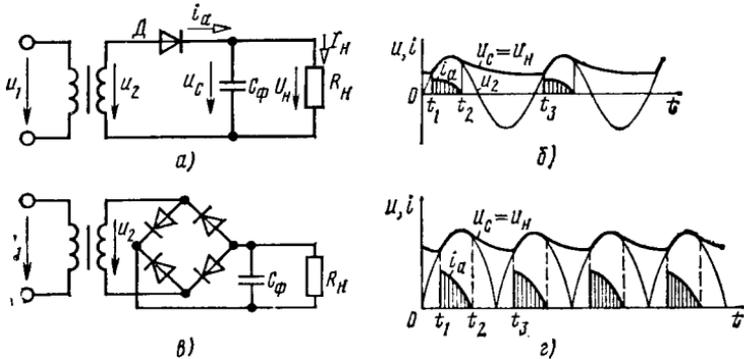


Рис. 9.8. Схемы емкостных фильтров с однополупериодным (а) и мостовым (б) выпрямителями, временные диаграммы напряжений и токов однополупериодного (в) и мостового (г) выпрямителей с емкостным фильтром

В зависимости от типа фильтрующего элемента различают емкостные, индуктивные и электронные фильтры. По количеству фильтрующих звеньев фильтры делятся на однозвенные и многозвенные.

**Емкостные фильтры.** Этот тип фильтров относится к однозвенным фильтрам. Емкостный фильтр включают параллельно нагрузочному резистору  $R_H$  (рис. 9.8, а). Работу емкостного фильтра удобно рассматривать с помощью временных диаграмм, изображенных на рис. 9.8, б. В интервал времени  $t_1 - t_2$  конденсатор через открытый диод  $D$  заряжается до амплитудного значения напряжения  $u_2$ , так как в этот период напряжение  $u_2 > u_C$ . В это время ток  $i_a = i_C + i_H$ . В интервал времени  $t_2 - t_3$ , когда напряжение  $u_2$  становится меньше напряжения на конденсаторе  $u_C$ , конденсатор разряжается на нагрузочный резистор  $R_H$ , заполняя разрядным током паузу в нагрузочном токе  $i_H$ , которая имеется в однополупериодном выпрямителе в отсутствие фильтра. В этот интервал времени напряжение на резисторе  $R_H$  снижается до некоторого значения, соответствующего времени  $t_3$ , при котором напряжение  $u_2$  в положительный

полупериод становится равным напряжению на конденсаторе  $u_c$ . После этого диод вновь открывается, конденсатор  $C_\Phi$  начинает заряжаться и процессы зарядки и разрядки конденсатора повторяются.

Временные диаграммы тока и напряжений двухполупериодного мостового выпрямителя с емкостным фильтром (рис. 9.8, в) приведены на рис. 9.8, г. Анализ временных диаграмм показывает, что с изменением емкости конденсатора  $C_\Phi$  или сопротивления нагрузочного резистора  $R_H$  будет изменяться значение коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения. При этом чем меньше разрядится конденсатор, тем меньше будут пульсации в выпрямленном токе  $i_H$ . Разряд конденсатора  $C_\Phi$  определяется постоянной времени разрядки  $\tau_{\text{разр}} = C_\Phi R_H$ . При постоянной времени  $\tau_{\text{разр}} \geq 10 T$  коэффициент пульсаций, определяемый по формуле

$$\rho = \frac{1}{2\pi f_{\text{осн}} \tau_{\text{разр}}}, \quad (9.19)$$

где  $f_{\text{осн}}$  — частота основной гармоники, не превышает  $10^{-2}$ .

Работа выпрямителя с емкостным фильтром существенно зависит от изменения нагрузочного тока. Действительно, при увеличении тока  $i_H$ , что происходит при уменьшении сопротивления  $R_H$ , постоянная времени  $\tau_{\text{разр}}$  уменьшается. Уменьшается и среднее значение выпрямленного напряжения  $U_{H, \text{ср}}$ , а пульсации возрастают.

При использовании емкостного фильтра следует учитывать, что максимальное значение тока диода  $i_a$  определяется лишь сопротивлениями диода  $R_{\text{пр}}$  и вторичной обмотки трансформатора, поэтому оно может достигать значений, больших  $I_{\text{пр max}}$ . Такой большой ток может вывести из строя диод. Для предотвращения этого последовательно с диодом необходимо включать добавочный резистор. Кроме того, следует учитывать, что напряжение  $U_{\text{обр max}}$ , прикладываемое к диоду, в два раза превышает  $U_{2m}$ , так как в момент времени, когда диод заперт, напряжения на конденсаторе и на вторичной обмотке трансформатора складываются.

Емкостный фильтр целесообразно применять с высокоомным нагрузочным резистором  $R_H$  при мощности  $P_H$  не более нескольких десятков ватт.

**Индуктивные фильтры.** Индуктивный фильтр, состоящий из дросселя  $L_\Phi$ , включают последовательно с нагрузочным резистором  $R_H$  (рис. 9.9, а). Он, так же как емкостный фильтр, относится к типу однозвенных фильтров. Работу индуктивного фильтра удобно рассмотреть с помощью временных диаграмм, изображенных на рис. 9.9, б. Анализ временных диаграмм показывает, что ток  $i_H$  нагрузочного резистора  $R_H$  получается сглаженным. Действительно, вследствие того что ток в цепи с дросселем во время переходного процесса, обусловленного положительной полуволной выпрямляемого напряжения  $u_2$ , зависит от постоянной времени  $\tau = L_\Phi / R_H$ , длительность импульса тока увеличивается с ростом  $\tau$ . Коэффициент пульсаций определяется простым соотношением

$$\rho = 2\pi f_{\text{осн}} L_\Phi / R_H. \quad (9.20)$$

Анализ выражения (9.20) позволяет сделать вывод, что фильтр будет работать тем эффективнее, чем больше  $L_\phi$  или меньше  $R_H$ . Обычно  $\omega L_\phi \gg R_H$ .

Индуктивные фильтры обычно применяют в трехфазных выпрямителях средней и большой мощностей, т. е. в выпрямителях, рабо-

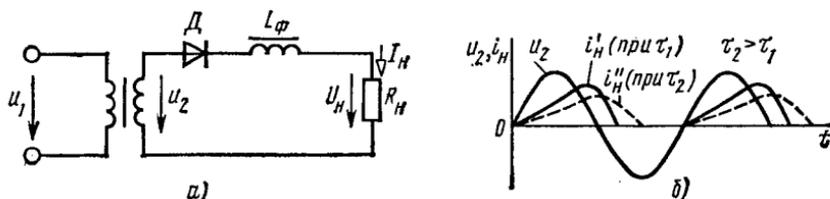


Рис. 9.9. Схема индуктивного фильтра с однополупериодным выпрямителем (а), временные диаграммы напряжения и токов однополупериодного выпрямителя с индуктивным фильтром (б)

тающих на нагрузочные устройства с большими токами. В выпрямителях малой мощности использование индуктивного фильтра  $L_\phi$  нецелесообразно, поскольку они работают на высокоомные нагрузочные устройства. При этом выполнение условия  $\omega_{осн} L_\phi \gg R_H$

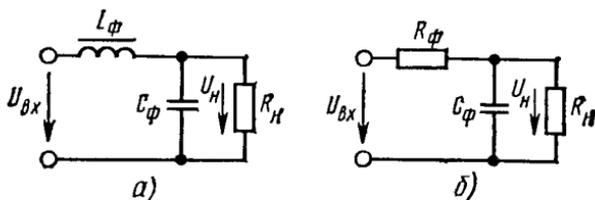


Рис. 9.10. Схемы Г-образных LC-фильтра (а) и RC-фильтра (б)

приводит к необходимости включения дросселя с большими массой и габаритами, что является существенным недостатком индуктивного фильтра по сравнению с емкостным.

**Г-образные фильтры.** Г-образные фильтры являются простейшими многозвенными фильтрами. Этот фильтр может быть LC-типа (рис. 9.10, а) и RC-типа (9.10, б). Их применяют тогда, когда с помощью однозвенных фильтров не выполняется предъявляемое к ним требование с точки зрения получения необходимых коэффициентов сглаживания. Эти фильтры, являясь более сложными по сравнению с однозвенными, обеспечивают значительно большее уменьшение коэффициента пульсаций.

Снижение пульсаций LC-фильтром объясняется совместными действиями индуктивной катушки и конденсатора. Снижение переменных составляющих выпрямленного напряжения обусловлено как сглаживающим действием конденсатора  $C_\phi$ , так и значительным падением переменных составляющих напряжения на дросселе  $L_\phi$ . В то же время постоянная составляющая напряжения на нагрузоч-

ном резисторе не уменьшается, так как отсутствует сколько-нибудь значительное падение напряжения этой составляющей на очень малом активном сопротивлении дросселя. С учетом рекомендаций по выбору значений  $C_\phi$  и  $L_\phi$ , изложенных ранее, выражение для коэффициента сглаживания  $LC$ -фильтра можно записать в виде

$$q = \omega_{\text{осн}}^2 L_\phi C_\phi - 1. \quad (9.21)$$

Оно позволяет рассчитать параметры этого фильтра по заданному значению коэффициента сглаживания:

$$L_\phi C_\phi = \frac{q+1}{\omega_{\text{осн}}^2}. \quad (9.21a)$$

В расчетах по формулам (9.21) одним из параметров (индуктивностью или емкостью) элементов фильтра задаются исходя из габаритов, массы и стоимости элементов.

В маломощных выпрямителях, у которых сопротивление нагрузочного резистора составляет несколько килоом, вместо дросселя  $L_\phi$  включают резистор  $R_\phi$  (рис. 9.10, б), что существенно уменьшает

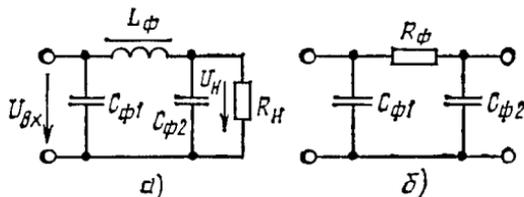


Рис. 9.11. Схемы П-образных  $LC$ -фильтра (а) и  $RC$ -фильтра (б)

массу, габариты и стоимость фильтра. При выборе  $X_{C_\phi} \ll R_\phi$  на резисторе  $R_\phi$  создается значительно большее падение напряжения от переменных составляющих выпрямленного тока, чем на резисторе  $R_H$ . Если выбрать значение  $R_\phi$  из соотношения  $R_H / (R_H + R_\phi) = 0,5 \div 0,9$ , то падение постоянной составляющей напряжения на резисторе  $R_\phi$  будет минимальным. В итоге доля переменной составляющей в выпрямленном напряжении по отношению к постоянной составляющей на нагрузочном резисторе  $R_\phi$  значительно уменьшается. Коэффициент сглаживания для  $\Gamma$ -образного  $RC$ -фильтра определяется из выражения

$$q = (0,5 \div 0,9) \omega_{\text{осн}} R_\phi C_\phi. \quad (9.22)$$

Следует отметить, что коэффициент сглаживания  $RC$ -фильтра меньше, чем у  $LC$ -фильтра.

**П-образные фильтры.** П-образный фильтр относится к многозвенным фильтрам, так как состоит из емкостного фильтра ( $C_{\phi 1}$ ) и  $\Gamma$ -образного  $LC$ -фильтра ( $L_\phi C_{\phi 2}$ ) или  $RC$ -фильтра ( $R_\phi C_{\phi 2}$ ) (рис. 9.11, а, б). Коэффициент сглаживания многозвенных фильтров равен (при соблюдении определенных условий) произведению коэффициентов составных звеньев (фильтров). Поэтому коэффициент сглаживания П-образного фильтра

$$q_{\text{П}} = q_c q_\Gamma, \quad (9.23)$$

где  $q_C$ ,  $q_T$  — коэффициенты сглаживания  $C$ -фильтра и  $\Gamma$ -образного фильтра.

При сопротивлениях нагрузочного устройства в несколько килоом применяют П-образные  $CRC$ -фильтры, а при малых сопротивлениях (несколько ом) —  $CLC$ -фильтры. Наибольший коэффициент сглаживания П-образного фильтра достигается при условии  $C_{\Phi 1} = C_{\Phi 2}$ . П-образные фильтры целесообразно применять, если коэффициент сглаживания должен быть равен 100—1000 и более. Большой

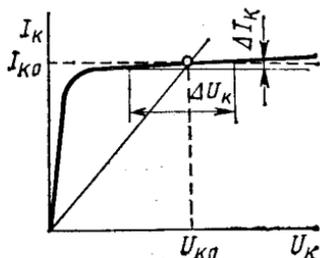


Рис. 9.12. К пояснению сопротивления транзистора для постоянной и переменной составляющих выпрямленного тока

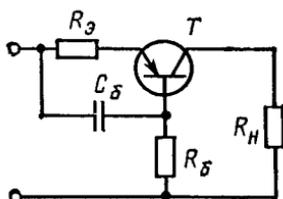


Рис. 9.13. Схема последовательного электронного фильтра с включением нагрузочного резистора  $R_H$  в коллекторную цепь транзистора

коэффициент сглаживания П-образного фильтра по сравнению с  $\Gamma$ -образным достигается за счет ухудшения таких параметров выпрямителя, как габариты, масса и стоимость.

**Электронные фильтры.** В последнее время все чаще начали применять электронные фильтры, в которых вместо индуктивных катушек включают транзисторы. Такая замена позволяет избавиться от переходных процессов, отрицательно влияющих на работу нагрузочного устройства и самого выпрямителя, при этом снижаются габариты, масса и стоимость выпрямителей.

Применение транзисторов в фильтрах основано на различии сопротивлений для постоянной и переменной составляющих коллекторного тока. При выборе рабочей точки на пологом участке выходной характеристики (рис. 9.12) сопротивление промежутка коллектор — эмиттер постоянному току (статическое сопротивление)  $R_{ст} = U_{K0} / I_{K0}$  на два-три порядка меньше сопротивления этого промежутка переменному току  $\Delta U_K / \Delta I_K$  (динамическому сопротивлению), определяемого величиной  $1/h_{22}$ . Электронные фильтры снижают пульсацию примерно в 3—5 раз.

Различают два способа включения транзисторов в электронные фильтры: последовательно и параллельно нагрузочным устройствам. Последовательное включение транзисторов характерно для выпрямителей, имеющих высокое выходное напряжение (300—400 В). Параллельное включение осуществляется при низких выходных напряжениях, не превышающих нескольких десятков вольт.

На рис. 9.13 изображена схема простейшего электронного фильтра, в котором транзистор включен последовательно с нагрузочным резистором  $R_H$ . В этом фильтре для обеспечения фиксированного положения рабочей точки на пологом (рабочем) участке выходной характеристики в базовую цепь включается  $RC$ -цепь, постоянная времени которой  $\tau_6 = R_6 C_6$  должна быть много больше периода пульсации основной гармоники выпрямленного напряжения:  $R_6 C_6 \gg T_n$ . Резистор  $R_3$  обеспечивает термостабилизацию режима работы транзистора. Если в данном фильтре нагрузочный резистор включен в коллекторную цепь транзистора, то в транзисторном фильтре, схема которого изображена на рис. 9.14, резистор  $R_H$  включен в эмиттерную цепь, что позволяет получить низкое выходное сопротивление выпрямителя с фильтром; следовательно, такой фильтр мало чувствителен к изменениям тока  $I_H$ . По этой причине электронный фильтр рис. 9.14, представляющий собой эмиттерный повторитель, получил наиболее широкое распространение. В нем рабочую точку транзистора определяет  $R_6 C_6$ -цепь, которая обеспечивает ее устойчивое положение при изменениях температуры и коэффициента усиления транзистора  $h_{21}$ .

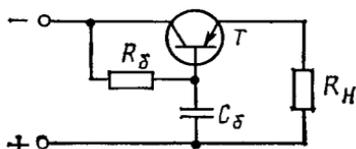


Рис. 9.14. Схема последовательного электронного фильтра с включением нагрузочного резистора  $R_H$  в эмиттерную цепь транзистора

На рис. 9.15, а изображена схема электронного фильтра, в котором транзистор включен параллельно нагрузке  $R_H$ . Этот фильтр применяют при низких значениях выпрямленных напряжений. С помощью делителя  $R_{61} R_{62}$  устанавливается рабочая точка на характеристике транзистора.  $R_3 C_3$ -цепь выполняет функции термостабилизирующего звена. Резистор  $R_4$  играет ту же роль, что и резистор  $R_3$  в  $G$ -образном  $RC$ -фильтре. Недостатком этого фильтра является сильная зависимость выпрямленного тока через транзистор при изменении выпрямленного напряжения на входе фильтра. Это приводит к увеличению падения напряжения на транзисторе и, следовательно, к снижению к.п.д. выпрямителя.

Лучшие характеристики имеют электронные фильтры, выполненные на составном транзисторе (рис. 9.15, б). Коэффициент сглаживания таких фильтров достигает сотни. При подобном включении транзисторов эквивалентный силовой транзистор имеет, как известно, значительно меньшую выходную проводимость, чем каждый транзистор в отдельности. Резистивный делитель  $R_1 R_2 R_3$  обеспечивает положение рабочей точки составного транзистора, а резисторы  $R_4$  и  $R_5$  являются термостабилизирующим звеном. Конденсатор  $C_{63}$  не пропускает переменную составляющую в цепь базы составного транзистора, и эквивалентный коллекторный ток составного транзистора почти не изменяется во времени.

С появлением интегральных микросхем электронные фильтры стали более эффективными. На рис. 9.15, в изображена *схема электронного фильтра с применением микросхемы*. Пульсации во входном напряжении, усиленные операционным усилителем (ОУ) на интегральной микросхеме, еще более закрывают составной транзистор, т. е. еще больше уменьшают выходную проводимость. При этом увеличивается падение напряжения от переменной составляющей на составном транзисторе. Таким образом, снижаются пульса-

ции в выходном напряжении фильтра. Коэффициент сглаживания фильтров с ОУ равен нескольким тысячам. Положительные свойства электронных фильтров отмечались ранее, а недостатком их является

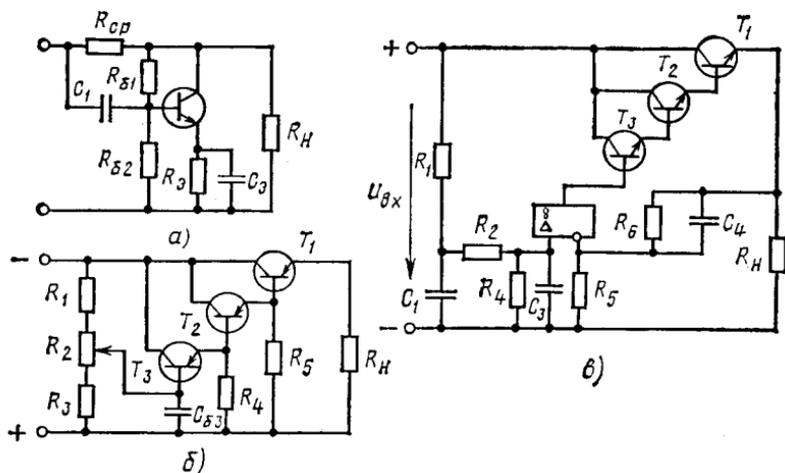


Рис. 9.15. Схема параллельного электронного фильтра на одном транзисторе (а), на составном транзисторе (б), на операционном усилителе (в)

то, что медленные изменения напряжения на входе приводят к пропорциональному изменению выходного напряжения.

## § 9.5. Внешние характеристики выпрямителей

Внешней характеристикой выпрямителя называют зависимость напряжения на нагрузочном устройстве от тока в нем:  $U_H = f(I_H)$ .

Наличие такой зависимости обусловлено тем, что в реальном выпрямителе сопротивления диодов и обмоток трансформатора не равны нулю, а имеют конечные значения. На этих сопротивлениях от выпрямленного тока  $I_H$  создается падение напряжения, приводящее к уменьшению напряжения  $U_H$ .

В выпрямителе без фильтра напряжение  $U_H$  и нагрузочный ток связаны между собой соотношением

$$U_H = U_{H.x} - (R_{np} + R_{rp}) I_H, \quad (9.24)$$

где  $U_{H.x}$  — напряжение на нагрузочном устройстве при  $I_H = 0$ .

На рис. 9.16 изображена зависимость  $U_H = f(I_H)$  выпрямителя без фильтра (кривая 1). Как видно, кривая 1 нелинейна, что объясняется нелинейным характером вольт-амперной характеристики диода, т. е. зависимостью  $R_{rp}$  от тока.

Кривая 2 на рис. 9.16 соответствует выпрямителю с емкостным фильтром. При  $I_H=0$  кривая берет свое начало из точки на оси ординат, соответствующей напряжению  $U_{2m}=\sqrt{2}U_2$ , так как в отсутствие тока  $I_H$  конденсатор  $C_\Phi$  заряжается до амплитудного значения напряжения вторичной обмотки  $u_2$ . С ростом тока  $I_H$  кривая 2 спадает быстрее, чем кривая 1, что объясняется не только увеличением падения напряжения на вторичной обмотке трансформатора и прямом сопротивлении диода, но и уменьшением постоянной времени разряда  $\tau_{\text{разр}}=R_H C_\Phi$ , обуславливающим дополнительное снижение среднего значения выпрямленного напряжения  $U_H$ . Можно легко показать, что при дальнейшем уменьшении  $R_H$  кривая 2 будет асимптотически стремиться к кривой 1 и при  $R_H=0$  они придут в одну точку на оси абсцисс.

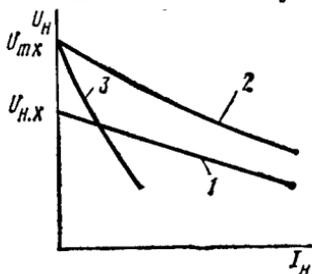


Рис. 9.16. Внешние характеристики выпрямителей

Внешняя характеристика Г-образного  $RC$ -фильтра (кривая 3) на рис. 9.16 имеет еще более крутой наклон, чем кривая 2. Это вызвано дополнительным падением напряжения на последовательно включенном резисторе  $R_\Phi$ .

## § 9.6. Стабилизаторы напряжения и тока

Стабилизатором напряжения (тока) называют устройство, автоматически обеспечивающее поддержание напряжения (тока) нагрузочного устройства с заданной степенью точности.

Напряжение (ток) нагрузочного устройства может сильно изменяться не только при изменениях нагрузочного тока  $I_H$  (см. § 9.5), но и за счет воздействия ряда дестабилизирующих факторов. Одним из них является изменение напряжения промышленных сетей переменного тока. В соответствии с ГОСТ 5237—69 это напряжение может отличаться от номинального значения в пределах от +5 до —15%. Другими дестабилизирующими факторами являются изменение температуры окружающей среды, колебание частоты тока и т. д. Применение стабилизаторов диктуется тем, что современная электронная аппаратура может нормально функционировать при нестабильности питающего напряжения 0,1—3%, а для отдельных функциональных узлов электронных устройств нестабильность должна быть еще меньше. Так, для УПТ и некоторых измерительных электронных приборов нестабильность питающего напряжения не должна превышать  $10^{-4}\%$ .

Стабилизаторы классифицируют по ряду признаков:

- 1) по роду стабилизируемой величины — стабилизаторы напряжения и тока;
- 2) по способу стабилизации — параметрические и компенсационные стабилизаторы.

В настоящее время широкое применение получили компенсационные стабилизаторы, которые подразделяют на стабилизаторы непрерывного и импульсного

регулирования. При параметрическом способе стабилизации используют некоторые приборы с нелинейной вольт-амперной характеристикой, имеющей пологий участок, где напряжение (ток) мало зависит от дестабилизирующих факторов. К таким приборам относятся стабилитроны, бареттеры, лампы накаливания и др. При компенсационном способе стабилизации постоянство напряжения (тока) обеспечивается за счет автоматического регулирования выходного напряжения (тока) источника питания. Это достигается за счет введения отрицательной обратной связи между выходом и регулирующим элементом, который изменяет свое сопротивление так, что компенсирует возникшее отклонение выходной величины.

Основным параметром, характеризующим качество работы всех стабилизаторов, является *коэффициент стабилизации*. Как отмечалось, определяющими дестабилизирующими факторами, из-за которых изменяются выходные величины стабилизатора, являются входное напряжение стабилизатора  $U_{вх}$  и нагрузочный ток  $I_{н}$ .

Для стабилизатора напряжения *коэффициент стабилизации по напряжению*

$$K_{стU} = \frac{\Delta U_{вх}/U_{вх}}{\Delta U_{вых}/U_{вых}}, \quad (9.25)$$

где  $\Delta U_{вх}$  и  $\Delta U_{вых}$  — приращения входного и выходного напряжений, а  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$  — номинальные значения входного и выходного напряжений.

Для стабилизатора тока *коэффициент стабилизации тока*

$$K_{стI} = \frac{\Delta U_{вх}/U_{вх}}{\Delta I_{н}/I_{н}}, \quad (9.26)$$

где  $\Delta I_{н}$  и  $I_{н}$  — соответственно приращение и номинальное значение нагрузочного тока.

Помимо коэффициента стабилизации стабилизаторы характеризуются такими параметрами, как внутреннее сопротивление  $R_{i ст}$  и коэффициент полезного действия  $\eta_{ст}$ . Значение *внутреннего сопротивления стабилизатора*  $R_{i ст}$  позволяет определить падение напряжения на стабилизаторе, а следовательно, и напряжение на нагрузочном устройстве  $U_{н}$  при изменениях нагрузочного тока.

*Коэффициент полезного действия стабилизатора* характеризует мощность потерь в нем и является основным энергетическим показателем стабилизатора:

$$\eta_{ст} = P_{н}/(P_{н} + P_{п}),$$

где  $P_{н}$  — полезная мощность в нагрузочном устройстве;  $P_{п}$  — мощность потерь.

В ряде случаев необходимо учитывать массу, габариты и срок службы используемых стабилизаторов.

**Параметрические стабилизаторы напряжения и тока.** Схема простейшего *параметрического стабилизатора напряжения* изображена на рис. 9.17, а. С помощью такого стабилизатора, в котором применяется полупроводниковый стабилитрон  $D$ , можно получать стабилизированное напряжение от нескольких вольт до нескольких сотен вольт при токах от единиц миллиампер до единиц ампер. Если

необходимо стабилизировать напряжения менее 3 В, то вместо стабилитронов используют стабисторы (см. гл. 2).

Стабилитрон в параметрическом стабилизаторе включают параллельно нагрузочному резистору  $R_H$ . Последовательно со стабилитроном для создания требуемого режима работы включают балластный резистор  $R_6$ . Принцип действия параметрического стабилизатора постоянного напряжения удобно объяснять с помощью рис. 9.17, б, на котором изображены вольт-амперная характеристика полупроводникового стабилитрона и «опрокинутая» вольт-амперная характеристика резистора  $R_6$ . Такое построение вольт-амперных характеристик, как известно из курса электротехники, позволяет графически решить уравнение электрического состояния стабилизатора напряжения:  $U_{нх1} = U_{ст1} + R_6 I_{ст2}$ . При увеличении напряжения  $U_{нх1}$  (положение 1) на  $\Delta U_{нх}$ , например из-за повышения напряжения сети, вольт-амперная характеристика резистора  $R_6$  переместится параллельно самой себе и займет положение 2. Из рис. 9.17, б видно, что напряжение  $U_{ст2}$  мало отличается от напряжения  $U_{ст1}$ , т. е. практически напряжение на стабилитроне и на нагрузочном резисторе  $R_H$  останется неизменным. Напряжение на нагрузочном устройстве останется неизменным также при снижении входного напряжения и изменениях нагрузочного тока  $I_H$ .

Для нормальной работы параметрического стабилизатора сопротивление резистора  $R_6$  должно быть таким, чтобы его вольт-амперная характеристика пересекала вольт-амперную характеристику стабилитрона в точке А, соответствующей номинальному току стабилитрона  $I_{ст. ном}$ , значение которого указано в паспортных данных стабилитрона.

Коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора напряжения на полупроводниковом стабилитроне может достигать 30—50.

Для повышения стабилизированного напряжения применяют последовательное включение стабилитронов. Параллельное же включение стабилитронов с целью повышения нагрузочного тока не допускается. Это объясняется тем, что из-за разброса параметров срабатывание стабилитронов не может произойти одновременно, так как один из них обязательно включится раньше другого. Следовательно

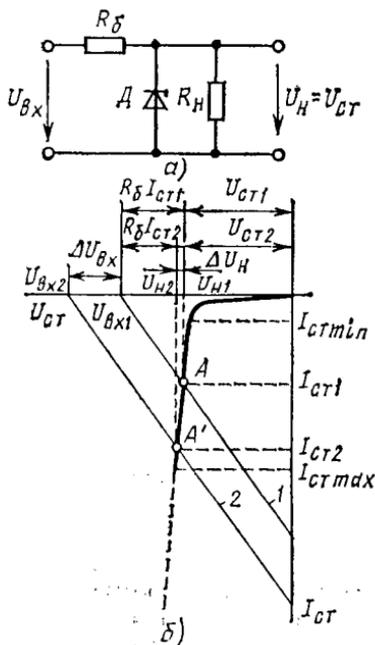


Рис. 9.17. Схема параметрического стабилизатора напряжения на полупроводниковом стабилитроне (а) и пояснение принципа действия параметрического стабилизатора (б)

но, напряжение на обоих стабилитронах снизится одновременно и второй стабилитрон при сниженном напряжении уже не сможет включиться.

Основными достоинствами параметрических стабилизаторов напряжения являются простота конструкции и надежность работы.

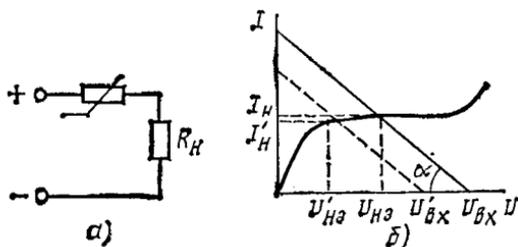


Рис. 9.18. Схема (а) и пояснение принципа действия (б) параметрического стабилизатора тока

К недостаткам следует отнести небольшой коэффициент полезного действия, не превышающий 0,3, большое внутреннее сопротивление стабилизатора (5—20 Ом), а также узкий и нерегулируемый диапазон стабилизируемого напряжения.

В параметрических стабилизаторах тока нелинейный элемент включают последовательно с нагрузочным устройством (рис. 9.18, а).

В качестве нелинейного элемента применяют прибор, вольт-амперная характеристика которого представлена на рис. 9.18, б. Как видно, при изменении напряжения от  $U_{вх}$  до  $U'_{вх}$  напряжение на нелинейном элементе изменяется от  $U_{н3}$  до значения  $U'_{н3}$ , а нагрузочный ток  $I_{н}$ , являющийся также током  $I_{н3}$  через нелинейный элемент, практически не изменяется.

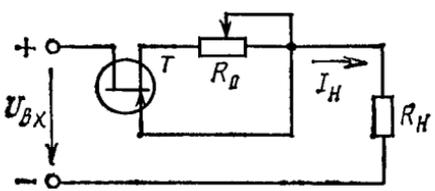


Рис. 9.19. Схема параметрического стабилизатора тока на полевом транзисторе

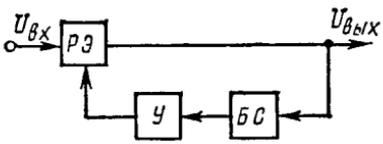


Рис. 9.20. Структурная схема стабилизатора напряжения непрерывного действия

В параметрических стабилизаторах тока в качестве нелинейного элемента используют биполярные и полевые транзисторы. На рис. 9.19 изображена схема стабилизатора тока на полевом транзисторе. Значение стабилизируемого тока определяется резистором  $R_0$ . Коэффициент стабилизации тока в таком стабилизаторе составляет несколько десятков.

**Компенсационные стабилизаторы постоянных напряжения и тока.** Эти стабилизаторы являются системами автоматического регулирования, в которых благодаря наличию отрицательной обратной связи обеспечивается постоянство напряжения и тока на нагрузочном устройстве с высокой степенью точности. Компенсационные стабилизаторы лишены недостатков, свойственных параметрическим стабилизаторам, что достигается усложнением их схем. В настоящее

время компенсационные стабилизаторы создают на полупроводниковых дискретных элементах и в интегральном исполнении. Аналогично параметрическому стабилизатору, компенсационный стабилизатор включают между сглаживающим фильтром и нагрузочным резистором.

Компенсационные стабилизаторы, как отмечалось, подразделяются на *стабилизаторы непрерывного действия и импульсные*. Любой компенсационный стабилизатор (рис. 9.20) состоит из блока сравнения БС, в который входят источник опорного напряжения (параметрический стабилизатор) и резистивный делитель, усилителя постоянного тока  $У$  и регулирующего элемента (транзистора)  $РЭ$ .

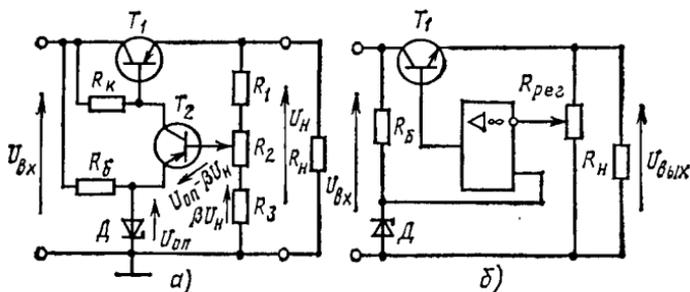


Рис. 9.21. Схема компенсационного стабилизатора напряжения на биполярных транзисторах (а) и операционном усилителе (б)

На рис. 9.21, а изображена схема компенсационного стабилизатора постоянного напряжения на дискретных полупроводниковых приборах. В этом стабилизаторе в блок сравнения БС входят параметрический стабилизатор, состоящий из стабилитрона  $D$  и резистора  $R_6$ , и резистивный делитель  $R_1R_2R_3$ . Усилителем постоянного тока является усилитель на маломощном транзисторе  $T_2$  и резисторе  $R_k$ . В качестве регулирующего элемента используется мощный транзистор  $T_1$ . В рассматриваемом компенсационном стабилизаторе происходит непрерывное сравнение напряжения на нагрузочном резисторе  $U_H$  (или части его) с опорным напряжением  $U_{оп}$ , создаваемым с помощью параметрического стабилизатора.

При увеличении входного напряжения стабилизатора или уменьшении нагрузочного тока  $I_H$  напряжение  $U_H$  повышается, отклоняясь от номинального значения. Часть напряжения  $U_H$ , равная  $\beta U_H$  ( $\beta$  — коэффициент деления резистивного делителя  $R_1R_2R_3$ ), являющаяся сигналом обратной связи, сравнивается с опорным напряжением  $U_{оп}$ , снимаемым с параметрического стабилизатора. Так как опорное напряжение остается постоянным, то напряжение между базой и эмиттером транзистора  $T_2$  из-за увеличения напряжения  $\beta U_H$  уменьшается. Следовательно, коллекторный ток транзистора  $T_2$  снижается. Это приводит к уменьшению напряжения между базой и коллектором транзистора  $T_1$ , что равносильно

увеличению его сопротивления. Вследствие этого падение напряжения на транзисторе  $T_1$  возрастает, благодаря чему напряжение  $U_H$  приобретает значение, близкое к номинальному с определенной степенью точности. С помощью переменного резистора  $R_2$  осуществляется регулирование напряжения  $U_H$ .

В последнее время для повышения коэффициента стабилизации вместо усилителя на транзисторе  $T_2$  в стабилизаторах применяют интегральный операционный усилитель (рис. 9.21, б), коэффициент усиления которого много больше коэффициента усиления усилителя на транзисторе  $T_2$ . Это позволяет получить коэффициент стабилизации, равный нескольким тысячам. В рассматриваемом стабилизаторе помимо уменьшения медленных изменений выходного напряжения снижаются и пульсации за счет уменьшения переменных составляющих выходного напряжения.

Компенсационный стабилизатор тока, схема которого приведена на рис. 9.22, служит для увеличения коэффициента стабилизации нагрузочного тока  $I_H$ . Работа данного стабилизатора тока отличается

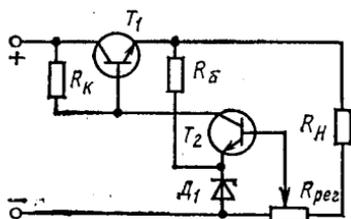


Рис. 9.22. Схема компенсационного стабилизатора тока на биполярных транзисторах

от работы стабилизатора напряжения тем, что переменный резистор  $R_{рег}$ , входящий в блок сравнения, включают последовательно с нагрузочным резистором  $R_H$ . Сигнал обратной связи, снимаемый с резистора  $R_{рег}$  и пропорциональный изменениям нагрузочного тока  $I_H$ , сравнивается с опорным напряжением  $U_{оп}$  и подается на вход усилителя постоянного тока, собранного на транзисторе  $T_2$ . В остальном стабилизатор тока действует так же, как и компенсационный стабилизатор напряжения. Изменяя сопротивление  $R_{рег}$ , можно в некоторых пределах регулировать значение тока  $I_H$ .

К достоинствам компенсационных стабилизаторов постоянного напряжения и тока относятся: высокий коэффициент стабилизации ( $K > 1000$ ); низкое внутреннее сопротивление ( $R_{ict} \approx 10^{-3} \div 10^{-4}$  Ом); практическая безынерционность; отсутствие собственных помех, что наблюдается и у ряда других стабилизаторов, например у ферро-резонансных стабилизаторов.

Недостатками являются: невысокие значения коэффициента полезного действия, не превышающие 0,5—0,6; большая сложность, а следовательно, меньшая надежность по сравнению с параметрическими стабилизаторами; значительные масса, габариты и стоимость стабилизаторов, что объясняется не только наличием большого количества элементов в стабилизаторе, но и применением радиаторов для обеспечения нормального теплоотвода регулирующего мощного транзистора.

Компенсационные стабилизаторы непрерывного действия в интегральном исполнении в настоящее время получили широкое распространение. Такие устройства позволяют по-новому осуществлять питание сложных электронных устройств. Их применяют в качестве индивидуальных стабилизаторов для отдельных блоков и кас-

кадов. В то же время общие источники вторичного электропитания можно выполнять нестабилизированными.

Отечественной промышленностью разработаны и выпускаются несколько специализированных микросхем: К142, К275, К181. ИМС серии К142 содержат компенсационный стабилизатор напряжения с защитой от токовых перегрузок и короткого замыкания в нагрузочных устройствах. ИМС серии К275 позволяют стабилизировать отрицательные напряжения от 1 до 24 В. ИМС серии К181

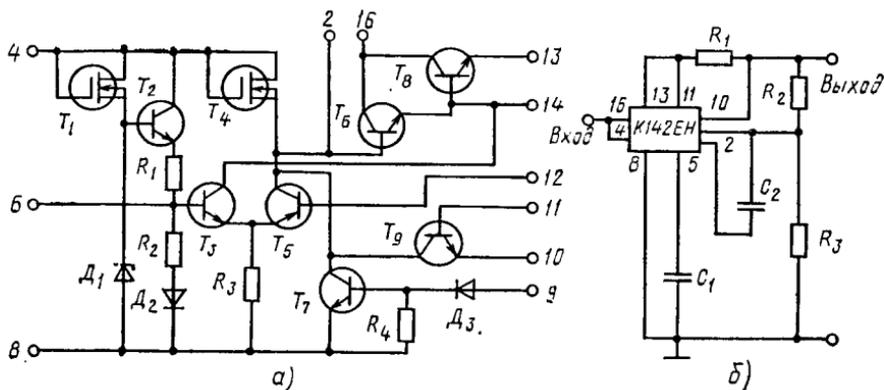


Рис. 9.23. Принципиальная схема стабилизатора напряжения серии К142ЕН (а) и его схема включения (б)

обеспечивают регулирование и стабилизацию выходного напряжения от 3 до 15 В. В эту группу стабилизаторов входит и выпускаемый ранее компенсационный маломощный стабилизатор типа К2ПП241, предназначенный для стабилизации напряжения от 3,3 до 4 В при  $I_H \leq 4$  мА.

На рис. 9.23, а изображена принципиальная схема наиболее распространенного стабилизатора напряжения серии К142ЕН. Стабилизирующее напряжение подается между выводами (14, 16) и 8, а нагрузка подсоединяется к выводам (11, 13) и 8. Источник опорного напряжения (параметрический стабилизатор) состоит из стабилитрона  $D_1$  и полевого транзистора  $T_1$ , являющегося для этого стабилитрона балластным сопротивлением.

Усилитель постоянного тока, состоящий из транзисторов  $T_3, T_5$ , собран по дифференциальной схеме. В него входит также транзистор  $T_4$ , являющийся динамической нагрузкой транзистора  $T_5$ . Для согласования параметрического стабилизатора с усилителем постоянного тока к его выходу подключен эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе  $T_2$ . Диод  $D_2$  предназначен для температурной стабилизации параметрического стабилизатора.

В качестве регулирующего элемента используется составной транзистор  $T_6 - T_8$ . В стабилизаторе предусмотрена защита от перегрузок по току. Для этого между выводами 10 и 11 (рис. 9.23, б)

включается резистор  $R_1$ . Когда нагрузочный ток превысит допустимое значение, на резисторе  $R_1$  возникнет падение напряжения. Закрытый ранее транзистор  $T_9$  откроется и своим малым сопротивлением зашунтирует регулирующий транзистор  $T_6$ , тем самым отключив его.

Если надо внешним сигналом выключить стабилизатор, то управляющее положительное напряжение подают на базу транзистора  $T_7$ , с вывода 9 через диод  $D_3$ . Закрытый до этого транзистор  $T_7$  откроется и закроет регулирующий транзистор  $T_6$ .

На рис. 9.23, б представлена схема включения стабилизатора напряжения серии К142ЕН. В этой схеме конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$

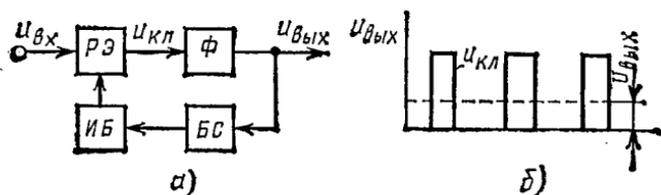


Рис. 9.24. Структурная схема импульсного стабилизатора постоянного напряжения (а), временные диаграммы выходного напряжения (б)

включены для устранения самовозбуждения стабилизатора. Емкости конденсаторов обычно подбирают при настройке стабилизатора. Выходное напряжение стабилизатора регулируют резисторами  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ .

Стабилизаторы серии К142ЕН подразделяют на три основных типа:

- 1) с регулируемым значением выходного напряжения — К142ЕН1 — К142ЕН4;
- 2) с фиксированным значением выходного напряжения — К142ЕН5;
- 3) с двуполярным входным и выходным напряжениями — К142ЕН6.

Коэффициент стабилизации этих стабилизаторов лежит в пределах от 40 до 200.

Стабилизаторы серии К142ЕН различают также:

- 1) по выходному стабилизированному напряжению: 3÷12 В — К142ЕН1А; 12÷30 В — К142ЕН1Б; 5 В ±1% — К142ЕН5А; 6 В ±1% — К142ЕН5Б;

- 2) по максимальному значению нагрузочного тока: 0,15 А — К142ЕН1,2; 0,4 А — К142ЕН6; 1,0 А — К142ЕН3,4; 3 А — К142ЕН5.

Конструкция микросхемы серии К142 позволяет устанавливать их на теплоотводящий радиатор, благодаря чему увеличивается максимально допустимая мощность, рассеиваемая стабилизатором.

Для увеличения выходной мощности и нагрузочных токов допускается включение внешнего мощного регулирующего транзистора.

Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения (ИСПН) в последнее время получают все большее распространение, так как они имеют высокий коэффициент полезного действия, достигающий значений 0,8—0,85, а также меньшие габариты и массу.

На рис. 9.24, а приведена структурная схема ИСПН. Как и компенсационный стабилизатор постоянного напряжения, ИСПН является устройством, в котором применяется отрицательная обратная связь, ослабляющая изменения выходного напряжения или нагрузочного тока. Отличием ИСПН от компенсационного стабилизатора является работа регулирующего элемента  $PЭ$  — транзистора — в режиме ключа, когда транзистор либо открыт, либо закрыт.

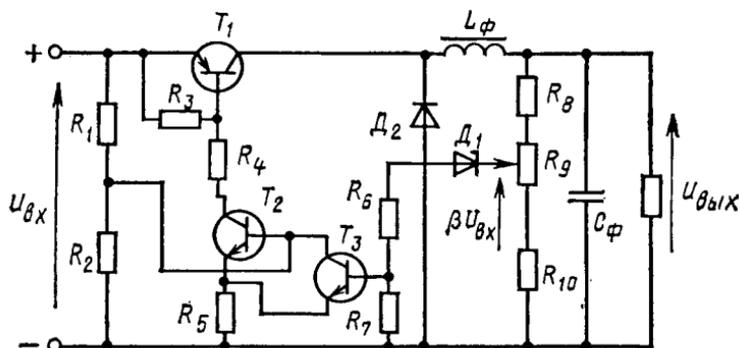


Рис. 9.25. Принципиальная схема релейного импульсного стабилизатора постоянного напряжения

Именно режим ключа позволяет получить очень высокий коэффициент полезного действия. Действительно, мощности потерь  $P_{кп}$  в таком режиме приближаются к нулю: в открытом и закрытом состояниях транзистора падение напряжения на нем  $U_{кэ}$  и ток через него  $I_{к}$  близки к нулю. Следовательно, мощность  $P_{кп} = U_{кэ} I_{к}$  тоже близка к нулю. Малая рассеиваемая мощность  $P_{кп}$  позволяет отказаться от теплоотводящих радиаторов, что уменьшает массу и габариты стабилизаторов.

Работа регулирующего транзистора в режиме ключа дает возможность получить с его выхода однополярные импульсы прямоугольной формы  $u_{кд}$  (рис. 9.24, б). Для последующего преобразования таких импульсов в постоянное напряжение служит сглаживающий фильтр  $\Phi$  (рис. 9.24, а). Регулирующий элемент и сглаживающий фильтр охвачены отрицательной обратной связью, которую осуществляют блок сравнения  $БС$  и импульсный блок  $ИБ$ . В блоке сравнения выходное напряжение сравнивается с эталонным (опорным) напряжением. Получающееся при этом разностное напряжение воздействует на импульсный блок, который вырабатывает управляющие импульсы разной длительности или частоты следования, уп-

равляющие работой регулирующего элемента. Изменения длительности импульсов или частоты их следования позволяет поддерживать выходное напряжение неизменным при изменениях как входного напряжения стабилизатора, так и нагрузочного тока.

Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения по способу управления регулирующего элемента подразделяют на релейные (или двухпозиционные) и с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Подробно работа ИСПН рассматривается на примере *релейного стабилизатора*, схема которого изображена на рис. 9.25. В этом стабилизаторе в блоке сравнения функции сравнения эталонного (опорного) напряжения с выходным напряжением стабилизатора совмещены с функциями релейного устройства. Те и другие функции выполняет стабилитрон  $D_1$ .

Релейное устройство через транзисторы  $T_2$ ,  $T_2$ , принадлежащие импульсному блоку, управляет регулирующим элементом — транзистором  $T_1$ . В качестве сглаживающего фильтра в ИСПН чаще всего используют Г-образные LC-фильтры, так как при этом достигается наибольший к.п.д. стабилизаторов. Такой фильтр, состоящий из дросселя  $L_\Phi$  и конденсатора  $C_\Phi$ , применяется и в рассматриваемом стабилизаторе.

*Релейный стабилизатор со стабилитроном* работает таким образом. При подаче постоянного входного напряжения  $U_{вх}$  регулирующий транзистор  $T_1$  открывается. Благодаря наличию индуктивной катушки  $L_\Phi$ , ток через которую не может изменяться скачком, напряжение на выходе стабилизатора будет постепенно увеличиваться. Соответственно в блоке сравнения начнет увеличиваться напряжение  $\beta U_{вых}$ , где  $\beta$  — коэффициент деления резистивного делителя  $R_6 R_9 R_{10}$ . При некотором значении этого напряжения стабилитрон  $D_1$  открывается, что приводит к отпиранию транзистора  $T_3$  и запираанию транзистора  $T_2$ , так как транзистор  $T_3$  закорачивает его вход. В свою очередь, транзистор  $T_2$  запирает регулирующий транзистор  $T_1$ . После этого напряжение на выходе стабилизатора и в блоке сравнения начинает уменьшаться. При определенном значении  $\beta U_{вых}$  стабилитрон  $D_1$  закрывается, что приводит к запираанию транзистора  $T_3$  и отпиранию транзисторов  $T_2$ ,  $T_1$ . Далее все процессы повторяются.

Изменения выходного напряжения из-за воздействия дестабилизирующих факторов приводят к соответствующим изменениям длительности закрытого и открытого состояний регулирующего транзистора  $T_1$ , в результате среднее значение выходного напряжения будет поддерживаться с определенной степенью точности.

При снижении тока в импульсах, вырабатываемых транзистором  $T_1$ , в дросселе возникает э.д.с. самоиндукции, которая может вызвать перенапряжение на транзисторах и вывести их из строя. Для предотвращения этого включают диод  $D_2$ , через который гасится возникающая э. д. с. самоиндукции.

Очень часто вместо стабилитрона в качестве релейного элемента используют триггер. ИСПН, в которых применяется триггер, имеют более низкую амплитуду пульсаций выходного напряжения, чем ИСПН со стабилитроном. Это объясняется тем, что пороговое напряжение срабатывания триггера меньше, чем у стабилитрона.

Основным преимуществом всех релейных ИСПН является их высокое быстродействие, а существенным недостатком — относительно большая амплитуда пульсаций выходного напряжения. Эти пульсации не могут быть сведены к нулю, так как переключения релейных элементов возможны только при изменениях выходного напряжения.

*В стабилизаторах с широтно-импульсной модуляцией* в импульсном блоке имеется генератор импульсов ГИ. Существует два типа

стабилизаторов с ШИМ. В первом из них, структурная схема которого изображена на рис. 9.26, а, частота генерируемых импульсов определяется элементами генератора импульсов *ГИ*, а длительность импульсов и пауз изменяется в зависимости от постоянного напряжения, подаваемого на *ГИ* с выхода блока сравнения *БС*.

В стабилизаторах второго типа (рис. 9.26, б) генератором импульсов *ГИ* является генератор линейно изменяющегося напряжения *ГЛИН*, у которого пилообразные импульсы  $u_r$  генерируются с постоянной частотой повторения. Напряжение  $\Delta U = U_{оп} - \beta U_{вых}$

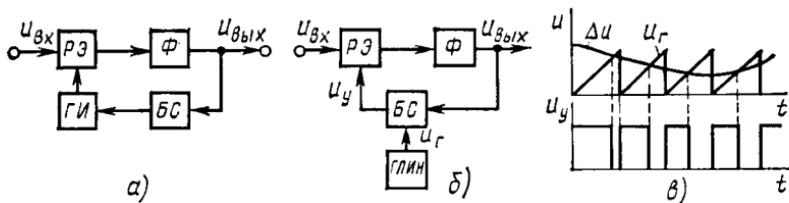


Рис. 9.26. Структурные схемы импульсного стабилизатора постоянного напряжения с широтно-импульсной модуляцией первого типа (а), второго типа (б) и временные диаграммы, поясняющие работу ИСПН второго типа (в)

в блоке сравнения непрерывно сравнивается с линейно изменяющимся напряжением  $u_r(t)$  (рис. 9.26, в). Таким образом, управляющие импульсы  $u_y$  имеют разную длительность при неизменной частоте повторения импульсов. Под воздействием управляющих импульсов регулирующий элемент *РЭ* в стабилизаторах с ШИМ переключается и в зависимости от длительности импульсов и пауз изменяется среднее значение напряжения на выходе фильтра, в результате чего обеспечивается постоянство выходного напряжения стабилизатора в заданных пределах.

Преимуществом стабилизаторов с ШИМ являются значительно меньшие пульсации выходного напряжения, чем в релейных стабилизаторах, которые могут быть принципиально сведены к нулю, так как импульсный блок управляется постоянным напряжением, снимаемым с выхода блока сравнения. Основным недостатком стабилизаторов с ШИМ по сравнению с релейным стабилизатором следует считать меньшее быстродействие.

Ранее отмечались преимущества ИСПН по сравнению с параметрическими и компенсационными стабилизаторами: высокий к.п.д., меньшие габариты и масса. Последние два преимущества достигаются за счет увеличения частоты переключений регулирующего транзистора. Эта частота обычно лежит в диапазоне 2—50 кГц. Однако необходимо отметить, что увеличение частоты обуславливает рост мощности потерь в регулирующем транзисторе, индуктивной катушке сглаживающего фильтра и некоторых других элементов, что приводит к снижению к.п.д.

Поэтому при выборе частоты переключений приходится решать задачу поиска оптимального решения: с одной стороны, к.п.д. должен быть наибольшим, а с другой — масса и габариты должны быть наименьшим. В настоящее время для решения подобных задач широко применяют ЭВМ, которые способны быстро проанализировать множество вариантов и выбрать среди них оптимальный.

## § 9.7. Умножители напряжения

Умножители напряжения позволяют получить на выходе устройства напряжение, в любое число раз большее напряжения на его входе.

Эти устройства в последнее время находят все большее применение, так как они заменяют высоковольтные трансформаторы. При такой замене получается заметный выигрыш в габаритах и массе, поскольку с использованием трансформатора значения этих параметров получаются довольно большими, что диктуется необходимостью обеспечения требуемой электрической прочности.

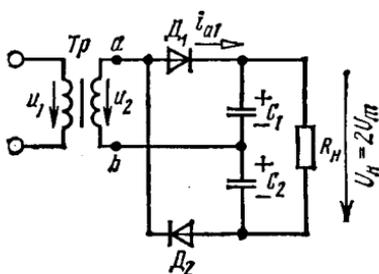


Рис. 9.27. Схема параллельного удвоителя напряжения

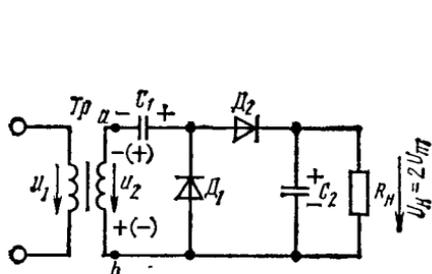


Рис. 9.28. Схема последовательного удвоителя напряжения

На рис. 9.27 представлена схема *параллельного удвоителя напряжения*. Он представляет собой два однополупериодных выпрямителя, подключенных к одной вторичной обмотке трансформатора. В один из полупериодов входного напряжения, когда точка *a* имеет положительный потенциал, а точка *b* — отрицательный, диод  $D_1$  открыт, а диод  $D_2$  закрыт. В этот момент времени конденсатор  $C_1$  через открытый диод  $D_1$  заряжается до амплитудного значения напряжения  $U_{2m}$ . В следующий полупериод входного напряжения потенциал точки *b* становится положительным, а потенциал точки *a* — отрицательным, диод  $D_1$  будет закрыт, а диод  $D_2$  — открыт. В этот полупериод через открытый диод  $D_2$  заряжается конденсатор  $C_2$  до амплитудного значения входного напряжения. Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  по отношению к выходным зажимам включены последовательно. Полярность напряжений на конденсаторах такова, что выходное напряжение устройства практически равно удвоенному амплитудному значению напряжения вторичной обмотки трансформатора, если постоянная времени разрядки  $\tau_{\text{разр}} = CR_n \gg T/2$  (где  $C = C_1 = C_2$ ,  $T$  — период входного напряжения). В противном случае конденсаторы будут разряжаться в следующие за их зарядкой полупериоды и выходное напряжение будет меньше  $2U_{2m}$ .

На рис. 9.28 изображена схема *последовательного удвоителя напряжения*. В один из полупериодов входного напряжения, когда потенциал точки *b* положительный, а потенциал точки *a* отрицательный, диод  $D_1$  открыт, а диод  $D_2$  закрыт. В этот момент времени конденсатор  $C_1$  заряжается через диод  $D_1$  до амплитудного значения напряжения  $U_{2m}$ . В следующий полупериод потенциал точки *a* становится положительным, а потенциал точки *b* — отрицательным, диод  $D_1$  будет закрыт, а диод  $D_2$  — открыт. Конденсатор  $C_2$  при этом начинает заряжаться через диод  $D_2$ , но от напряжения, равного сумме напряжений вторичной обмотки транс-

форматора  $U_2$  и напряжения ранее заряженного конденсатора  $C_1$ . Следовательно, напряжение на резисторе  $R_H$  будет равно удвоенному значению напряжения  $U_{2m}$ .

Последовательный удвоитель напряжения имеет ряд преимуществ по сравнению с параллельным удвоителем: пульсации выходного напряжения меньше, а стабильность работы выше. Кроме того, из нескольких последовательных удвоителей нетрудно собрать учетверители напряжения (рис. 9.29), а соединив последовательно два учетверителя, можно получить выходное напряжение, в восемь раз превышающее напряжение, подаваемое на вход умножителя. По этой причине последовательные удвоители применяют чаще параллельных.

С помощью умножителей напряжения можно получить на выходе напряжение в несколько десятков киловольт, используя при этом малогабаритные и недорогие приборы (конденсаторы и диоды) с низкими номинальными напряжениями. Общими недостатками всех умножителей напряжения являются их невысокая мощность и низкий к.п.д.

В настоящее время микронэлектронная технология коснулась и изготовления умножителей напряжения. Выпускаются и широко применяются интегральные микросхемы серии К299, позволяющие получать выходное напряжение 2000—2400 В при токе  $I_H \leq 200$  мкА. Например, ИМС К299ЕВ1 этой серии является учетверителем напряжения и собрана по схеме рис. 9.29.

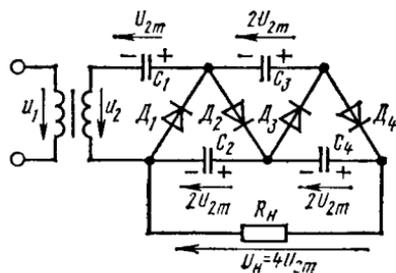


Рис. 9.29. Схемы учетверителя напряжения

## § 9.8. Управляемые выпрямители

От выпрямителей часто требуется не только преобразовывать переменное напряжение в постоянное, но и плавно изменять значение выпрямленного напряжения. Управлять выпрямленным напряжением можно как в цепи переменного напряжения, так и в цепи выпрямленного тока. При управлении в цепи переменного напряжения применяют специальные регулируемые трансформаторы (авто-трансформаторы, трансформаторы с подмагничиванием сердечника постоянным током и др.), реостаты или потенциометры. Однако подобные способы управления выпрямленным напряжением (током) при их относительной простоте имеют существенный недостаток, связанный с низким к.п.д. Такие регуляторы имеют, как правило, большие массу, габариты и стоимость.

Более экономичным и удобным способом управления, который получил широкое распространение, является управление выпрямленным напряжением (током) в процессе выпрямления, так называемое *управляемое выпрямление*.

Выпрямители, которые совмещают выпрямление переменного напряжения (тока) с управлением выпрямленным напряжением (током), называют управляемыми выпрямителями.

Основным элементом современных управляемых выпрямителей является тиристор. На рис. 9.30, а представлена схема простейшего однофазного однополупериодного выпрямителя на тиристоре. Управление напряжением на выходе управляемого выпрямителя сводится

к управлению во времени моментом отпирания (включения) тиристора. Это осуществляется за счет сдвига фаз между анодным напряжением и напряжением, подаваемым на управляющий электрод тиристора. Такой сдвиг фаз называют *углом управления* и обозначают  $\alpha$  (рис. 9.30, б), а способ управления называют фазовым. Управление величиной  $\alpha$  осуществляют с помощью фазовращающей  $R_2C$ -цепи, которая позволяет изменять угол  $\alpha$  от 0 до  $90^\circ$ . При этом выпрямленное напряжение регулируют от наибольшего значения до его полови-

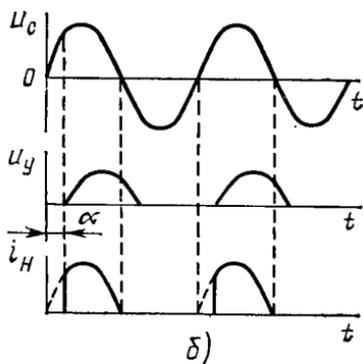
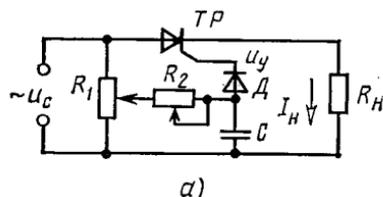


Рис. 9.30. Схема (а), временные диаграммы напряжений и тока (б) однофазного однополупериодного управляемого выпрямителя

ны. Резистором  $R_1$  изменяют напряжение, подаваемое на управляющий электрод тиристора. Диод  $D$  обеспечивает подачу на управляющий электрод положительных однополярных импульсов.

Оптимальной формой управляющих сигналов для тиристорov является короткий импульс с крутым фронтом. Такая форма позволяет уменьшить нагрев управляющего электрода тиристора, а также обеспечить за счет высокой крутизны управляющего импульса четкое отпирание тиристора. Для формирования подобных импульсов и их сдвига во времени служат специальные импульсно-фазовые системы управления. Изменение угла управления осуществляют ручным или автоматическим способом, что обеспечивает изменение выпрямленного напряжения в требуемых пределах.

На рис. 9.31 изображена схема однофазного двухполупериодного

управляемого выпрямителя с импульсно-фазовым блоком управления (ИФБ), довольно часто применяемая на практике. Сдвиг управляющих импульсов по отношению к анодному напряжению производят вручную с помощью мостового фазовращателя, векторная диаграмма которого изображена на рис. 9.32. Как известно из курса электротехники, при изменении сопротивления переменного резистора  $R_1$  фаза напряжения  $u_{cd}$ , являющегося выходным напряжением мостового фазовращателя, при постоянной амплитуде плавно изменяется от 0 до  $180^\circ$ . Напряжение  $u_{cd}$  с выхода фазовращателя (рис. 9.31) поступает на вход усилителей-ограничителей на транзисторах  $T_1$ ,  $T_2$ , причем диоды  $D_1$ ,  $D_2$  срезают отрицательные полуволны этого напряжения. Выходные напряжения этих усилителей, имеющие трапецидальную форму, далее дифференцируются цепочками  $R_1C_1$  и  $R_2C_2$ . Появившиеся после этого импульсы с крутыми фронтами и малой длительностью являются двуполярными. Диоды  $D_3$  и  $D_4$

в управляющих цепях тиристоров делают их однополярными (не пропускают отрицательные импульсы).

Усилители-ограничители питаются от отдельного выпрямителя, который собран по мостовой схеме на диодах  $D_5 - D_8$ . В выпрямитель входит также сглаживающий  $RC$ -фильтр.

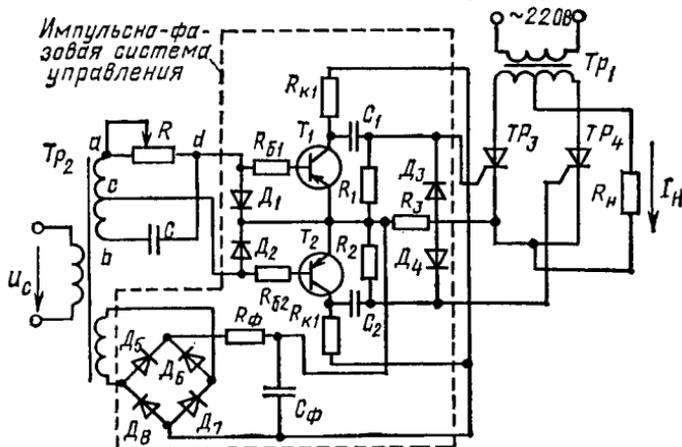


Рис. 9.31. Схема однофазного двухполупериодного управляемого выпрямителя с импульсно-фазовым управлением

Среднее значение выпрямленного напряжения при угле управления  $\alpha \neq 0$  без учета потерь определяют из выражения

$$U_{н\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{\pi} (1 + \cos \alpha) = U_{н0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}, \quad (9.27)$$

где  $U_2$  — действующее напряжение фазы вторичной обмотки трансформатора;  $U_{н0} = 2\sqrt{2} U_2 / \pi$  — значение  $U_{н\alpha}$  при  $\alpha = 0$ .

Зависимость  $U_{н\alpha} = f(\alpha)$  называют характеристикой управления выпрямителя. Эта зависимость для нагрузочного устройства с активным сопротивлением представлена на рис. 9.33.

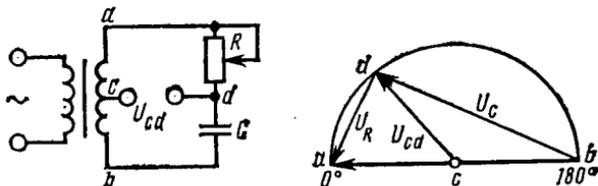


Рис. 9.32. Схема и векторная диаграмма фазовращателя

Внешние характеристики управляемого выпрямителя при фиксированных значениях угла  $\alpha$  имеют тот же характер, что и для неуправляемого выпрямителя (рис. 9.34).

Трехфазные управляемые выпрямители — это выпрямители средней и большой мощностей. Работу такого выпрямителя рассмотрим на примере выпрямителя с нулевым выводом, схема которого изображена на рис. 9.35, а. Выпрямитель обычно работает на активно-индуктивную нагрузку. Длительность работы тиристоров определяется углом  $\alpha$ , значение которого задается импульсно-фазовым блоком управления ИФБУ.

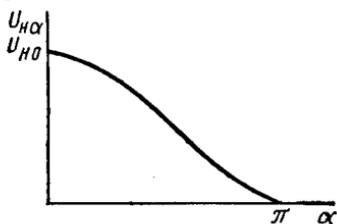


Рис. 9.33. Характеристика управления однофазного управляемого выпрямителя

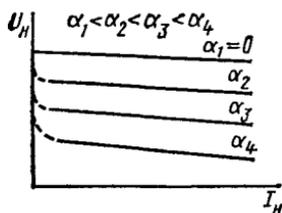


Рис. 9.34. Семейство внешних характеристик управляемого выпрямителя при фиксированных значениях угла управления  $\alpha$

Изменение угла  $\alpha$  в сторону уменьшения или увеличения приводит к изменению средних значений выпрямленного напряжения  $U_{н. ср}$  и тока  $I_{н. ср}$ . Анализ рис. 9.35, б, соответствующего работе выпрямителя при  $L_{н}=0$ , показывает, что

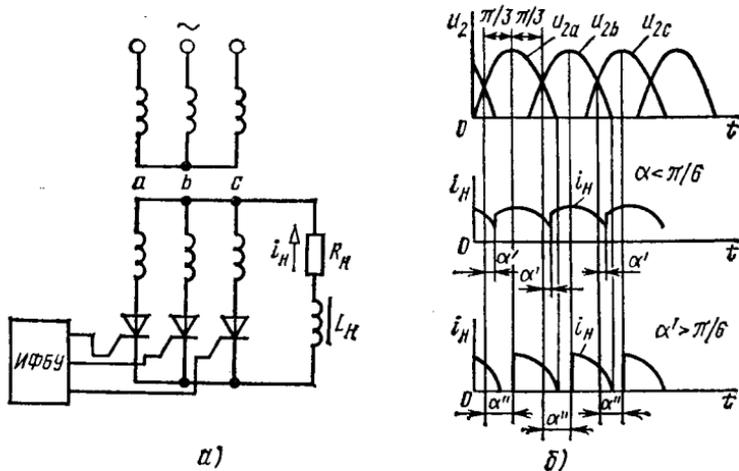


Рис. 9.35. Схема (а), временные диаграммы напряжений и токов (б) трехфазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом

при угле управления  $\alpha < \pi/6$  ( $< 30^\circ$ ) выпрямленный ток  $i_{н}$  имеет непрерывный характер и каждый тиристор выпрямителя открыт в течение времени, соответствующего углу  $2\pi/3$ . При этом среднее значение выпрямленного напряжения для угла  $\alpha \neq 0$  определяется по формуле

$$U_{н. ср} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6 + \alpha}^{\pi/6 + \alpha + 2\pi/3} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t \, d\omega t = U_{н0} \cos \alpha, \quad (9.28)$$

где  $U_{н0}$  — среднее значение выпрямленного напряжения при  $\alpha=0$ .

При угле управления  $\alpha > \pi/6$  в выпрямленном токе  $i_H$  появляются паузы. Тогда среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{H, \text{ ср}} = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6 + \alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d \omega t = U_{H0} \frac{\sqrt{3}}{3} [1 + \cos (30^\circ + \alpha)]. \quad (9.29)$$

Выражения (9.28), (9.29) позволяют построить характеристику управления трехфазного выпрямителя при  $L_H = 0$  (рис. 9.36). Видно, что при угле управления  $\alpha = 150^\circ$  среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю.

При работе трехфазного выпрямителя на нагрузочное устройство с индуктивным сопротивлением  $L_H = \infty$  длительность тока через каждый тиристор будет соответствовать углу  $2\pi/3$ . Нагрузочный ток будет сглаживаться и иметь непрерывный характер при углах  $\alpha > \pi/6$ . Среднее значение выпрямленного напряжения в этом случае определяется по формуле (9.28).

На рис. 9.36 изображена также характеристика управления при  $L_H = \infty$ , из которой следует, что при угле управления  $\alpha = 90^\circ$  напряжение на нагрузочном устройстве становится равным нулю. Кривые при  $L_H \neq 0$  и  $L_H = \infty$  располагаются между этими двумя предельными характеристиками.

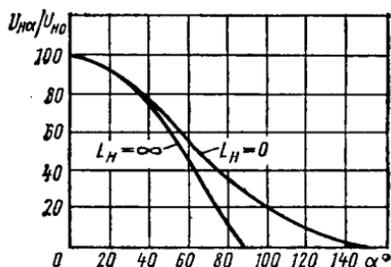


Рис. 9.36. Характеристики управления трехфазного управляемого выпрямителя

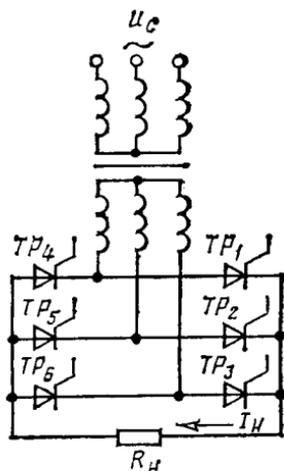


Рис. 9.37. Схема трехфазного мостового управляемого выпрямителя

На рис. 9.37 приведена схема *трехфазного мостового управляемого выпрямителя*. В него входят шесть тиристоров. Тиристоры  $TP_1 - TP_3$  объединены в катодную группу, а тиристоры  $TP_4 - TP_6$  — в анодную. Так же как и в неуправляемом выпрямителе, в рассматриваемом устройстве одновременно работают два тиристора: один — из анодной, другой — из катодной групп. При этом управляющий сигнал, подаваемый на тиристор катодной группы, опережает на  $180^\circ$  сигнал, поступающий на тиристор анодной группы.

В отличие от трехфазного управляемого выпрямителя с нулевым выводом режим прерывистого тока наступает при угле управления  $\alpha > \pi/3$ . В этом режиме может оказаться, что один из двух открывающихся тиристоров не сможет открыться и тока в нагрузочном устройстве не будет. Во избежание этого управляющие импульсы должны иметь длительность, соответствующую углу  $\pi/3$ , или два коротких импульса с интервалом, соответствующим  $\pi/3$ .

Выражение для среднего значения выпрямленного напряжения при угле

$\alpha < \pi/3$  имеет такой же вид, что и (9.28), т. е.

$$U_{н. ср} = U_{н0} \cos \alpha.$$

Для режима  $\alpha > \pi/3$  среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{н. ср} = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{\pi} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t \, d\omega t = U_{н0} [1 + \cos(\pi/3 + \alpha)]. \quad (9.30)$$

Характеристики управления, построенные по формулам (9.28), (9.30), выглядят так же, как и характеристики, изображенные на рис. 9.36, поэтому здесь они не приводятся. Отличие этих кривых состоит лишь в том, что предельным углом управления  $\alpha$ , при котором  $U_{н. ср} = 0$ , является угол  $\alpha = 120^\circ$ .

Внешние характеристики трехфазных управляемых выпрямителей при различных углах управления  $\alpha$  имеют такой же вид, что и внешние характеристики неуправляемых выпрямителей, поэтому здесь они также не приводятся.

## § 9.9. Общие сведения о преобразователях постоянного напряжения в переменное

Для нормального функционирования устройств промышленной электроники при их питании от первичных источников, вырабатывающих энергию постоянного тока только одного напряжения, требуются преобразователи постоянного напряжения. С их помощью получают либо требуемое переменное напряжение, либо постоянное напряжение заданного значения, либо несколько постоянных напряжений разных значений.

Преобразователи, у которых на выходе имеется переменное напряжение, называют инверторами. Преобразователи, имеющие на выходе постоянное напряжение одного или нескольких значений, называют конверторами.

Прогресс в области разработок и применения МГД-генераторов и нетрадиционных источников электроэнергии — топливных элементов, термоэлектрических и солнечных батарей — вызвал потребность в преобразователях постоянного напряжения.

Основными элементами инверторов и конверторов являются коммутирующие приборы (устройства), которые периодически прерывают ток или изменяют его направление. В качестве коммутирующих приборов в настоящее время применяют «бесконтактные ключи» — транзисторы и тиристоры, работающие в режиме «открыт — закрыт», благодаря чему к.п.д. инверторов и конверторов очень высок и может достигать 99%. К этому следует добавить, что полупроводниковые ключи и преобразователи на них имеют малые габариты, массу и стоимость, большой срок службы.

## § 9.10. Инверторы

Инверторы классифицируют по ряду признаков, основными из которых являются:

1) тип коммутирующих приборов — тиристорные и транзисторные инверторы;

2) принцип коммутации — ведомые сетью и автономные инверторы;

3) род преобразуемой величины — инверторы тока и инверторы напряжения.

*Тиристорные инверторы* — инверторы большой выходной мощности, поскольку современные тиристоры выпускают на напряжения, равные нескольким киловольтам, и на токи до сотен ампер, чего нельзя сказать о транзисторах. *Транзисторные инверторы* выполняют на малую и среднюю мощность, не превышающую нескольких киловатт.

Инверторы, ведомые сетью, осуществляют преобразование энергии постоянного тока в энергию переменного тока.

На рис. 9.38 изображена схема такого инвертора, представляющая собой однофазный двухполупериодный инвертор с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора. Между средней точкой  $O$  и узлом  $C$  включен источник постоянной э.д.с.  $E$ . Инвертор, ведомый сетью, может работать как выпрямитель, если угол управления  $\alpha < 90^\circ$  (рис. 9.38, б). При  $\alpha = 90^\circ$  среднее значение выпрямленного напряжения равно нулю.

Для передачи электроэнергии, вырабатываемой источником  $E$ , в сеть переменного тока необходимо, чтобы ток  $i_1$  и напряжение  $u_1$  находились в противофазе (рис. 9.38, а, 9.39, а). Подобный сдвиг фаз возможен в том случае, если тиристоры поочередно будут открываться при отрицательной полярности напряжений  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$  (рис. 9.39, а). При этом происходит поочередное подключение вторичных обмоток трансформатора к источнику  $E$ .

Однако здесь надо учитывать следующие обстоятельства: если очередной тиристор отпираться точно при угле управления  $\alpha = 180^\circ$ , то при этом другой тиристор не успеет закрыться, так как для этого ему нужно время, равное  $t_{\text{выкл}}$ . Тогда запирающийся тиристор за это время  $t_{\text{выкл}}$  создаст короткое замыкание по цепи вторичная обмотка трансформатора — источник  $E$ . Указанное явление называют срывом инвертирования или опрокидыванием инвертора. Чтобы устранить этот нежелательный процесс, необходимо сделать угол управления  $\alpha$  меньше  $180^\circ$  на угол  $\beta$ , называемый углом опережения отпирания (рис. 9.39, б). Запирание и отпирание тиристоров

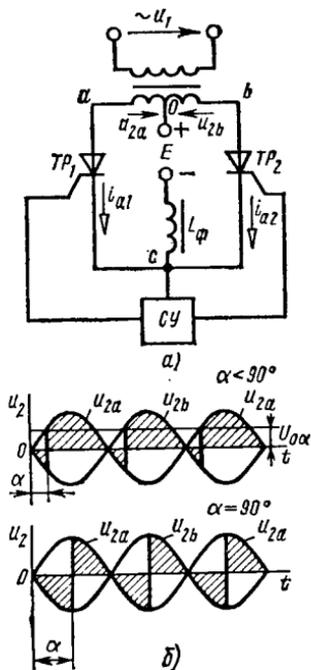


Рис. 9.38. Схема однофазного двухполупериодного ведомого инвертора, работающего выпрямителем (а), временные диаграммы напряжений при фиксированных углах управления  $\alpha$

происходит под воздействием напряжения вторичной обмотки трансформатора, создаваемого сетью переменного тока. Поэтому такой инвертор называют инвертором, ведомым сетью.

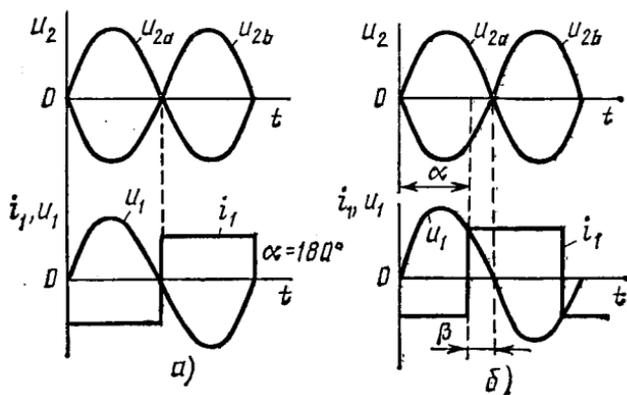


Рис. 9.39. Временные диаграммы напряжений и токов однофазного двухполупериодного инвертора, ведомого сетью, при фиксированных углах управления  $\alpha$

*Инверторы, ведомые сетью, часто используют на электрическом транспорте.* При обычном движении электропоезда машины постоянного тока работают как двигатели, питающиеся от выпрямителя, а при торможении они превращаются в генераторы, отдающие электроэнергию в сеть переменного напряжения. Такой процесс называется рекуперацией.

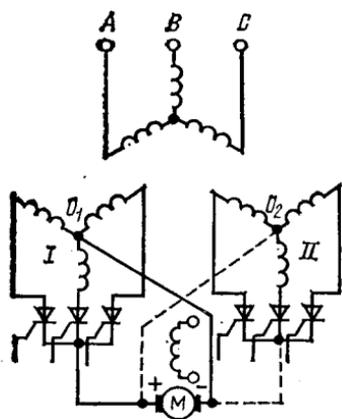


Рис. 9.40. Схема преобразователя для реверсивного электропривода постоянного тока

Для перевода устройства из режима выпрямления в режим инвертирования необходимо, чтобы генератор  $E$  включался с полярностью, обратной полярности при выпрямлении, и при этом обеспечивалось появление токов через открытые тиристоры при отрицательной полярности напряжений  $u_{2a}$ ,  $u_{2b}$ .

Следует отметить еще один способ перехода от выпрямления к инвертированию и наоборот, который широко применяется для управления скоростью и направлением вращения двигателей. Этот способ, являющийся наиболее экономичным, используется в реверсивных преобразователях (рис. 9.40).

При этом способе тиристоры включены в две трехфазные группы обмоток  $I$  и  $II$ , соединенные зигзагом. Выходы преобразователей соединяют с зажимами машины встречно, т. е. нейтральную точку  $O_1$  группы обмоток  $I$  подключают к минусовому зажиму машины,

а нейтральную точку  $O_2$  группы обмоток  $II$  — к плюсовому зажиму. При указанном соединении группа преобразователей  $I$  работает в выпрямительном режиме, а группа преобразователей  $II$  — в инверторном режиме, который и обеспечивает генераторное торможение двигателя, а следовательно, изменение частоты вращения. Для изменения направления вращения двигателя (реверс) изменяют функции групп преобразователей, т. е. группа преобразователей  $I$  будет работать как инвертор, а группа преобразователей  $II$  — как выпрямитель.

Для обеспечения безаварийной работы нельзя допускать, чтобы постоянное напряжение генератора  $E$  увеличивалось, а переменное напряжение сети уменьшалось. Если это произойдет, то увеличится время коммутации тиристоров, что может привести к короткому замыканию, о котором было сказано ранее, и выходу из строя устройства.

В инверторном режиме среднее значение напряжения определяется аналогично выражению (9.28):

$$U_{н\beta} = U_{н0} \cos \alpha = U_{н0} \cos (\pi - \beta) = -U_{н0} \cos \beta. \quad (9.31)$$

В этом режиме э.д.с. генератора  $E$  должна быть больше напряжения  $U_{н\beta}$ , чтобы компенсировать возникающие при передаче энергии потери:

$$U_{н\beta} = U_{нх} \cos \beta + \Delta U_k + \Delta U_d + \Delta U_{тр}, \quad (9.32)$$

где  $U_{нх}$ ,  $\Delta U_k$ ,  $\Delta U_d$  и  $\Delta U_{тр}$  — соответственно напряжение холостого хода на вторичной обмотке трансформатора, падение напряжения, определяемое интервалом коммутации, падения напряжений на прямом сопротивлении диода и на вторичной обмотке трансформатора.

На рис. 9.41 представлено семейство внешних характеристик инвертора, ведомого сетью:  $U_{н\beta} = f(I_{н})$  при фиксированных значениях угла  $\beta$ . Эти характеристики, как следует из формулы (9.32), имеют нарастающий ход, т. е. с ростом тока увеличивается напряжение на инверторе. Отметим, что инвертор при значительных углах  $\beta$  может работать при больших нагрузочных токах.

Автономные инверторы осуществляют преобразование постоянного тока в переменный с неизменной или регулируемой частотой и работают на автономную нагрузку.

Автономные инверторы применяют в тех случаях, если необходимо:

1) иметь переменный ток требуемой частоты, когда источниками питания являются устройства прямого преобразования энергии — топливные элементы, МГД-генераторы, термо- и фотоэлектрические генераторы, контактная сеть электрического транспорта, аккумуляторы и т. д.;

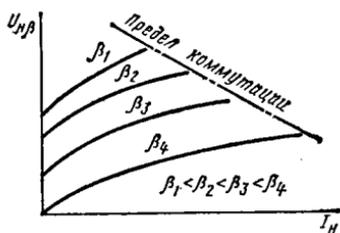


Рис. 9.41. Семейство внешних характеристик инвертора, ведомого сетью, при фиксированных значениях угла опережения  $\beta$

2) преобразовать постоянное напряжение одного значения в постоянное напряжение требуемого значения;

3) получить переменный ток высокой частоты для электротермических установок, с помощью которых плавят металлы, нагревают, сушат и закалывают изделия.

Наряду с такими главными элементами инверторов, как транзисторы и тиристоры, ни один автономный инвертор не обходится

без конденсатора. Этот элемент в инверторе необходим для того, чтобы обеспечивать запирающие тиристоры и формировать выходное напряжение инвертора.

Автономные инверторы подразделяются на автономные инверторы тока (АИТ), автономные инверторы напряжения (АИН) и автономные резонансные инверторы (АИР).

В автономном инверторе тока (АИТ) источник питания работает в режиме источника тока, что достигается включением в цепь дросселя  $L_0$  с большой индуктивностью (рис. 9.42, а). В инверторах тока применяют только тиристоры. Тиристоры  $TP_1$  и  $TP_2$  открываются поочередно запускающими импульсами, поступающими от блока системы управления (СУ). Работу АИТ иллюстрируют временные диаграммы, изображенные на рис. 9.42, б. При появлении первого запускающего импульса  $u_{вх1}$  от блока системы управления СУ тиристор  $TP_1$  открывается. Вследствие резкого уменьшения сопротивления тиристора  $TP_1$  левая половина первичной обмотки трансформатора оказывается подключенной к источнику и в ней появляется нарастающий ток, который наводит э. д. с. в правой половине первичной обмотки и во вторичной обмотке.

При этом коммутирующий конденсатор  $C_K$  оказывается под удвоенным напряжением источника питания  $E$ , до которого он заряжается. Полярность напряжения на нем указана без скобок. Следующий запускающий импульс  $u_{вх2}$  включает тиристор  $TP_2$ . Появившийся при включении тиристора  $TP_2$  нарастающий ток в правой половине первичной обмотки трансформатора создает соответствующие э. д. с. в первичной и вторичной обмотках трансформатора, но другого направления. Конденсатор  $C_K$  через открытый тиристор  $TP_2$  оказывается подключенным к тиристорам  $TP_1$ , причем с такой полярностью, что плюсовая обкладка соединяется с катодом, а минусовая — с анодом. Это должно привести к запирающему тиристора  $TP_1$ , что и происходит через некоторое

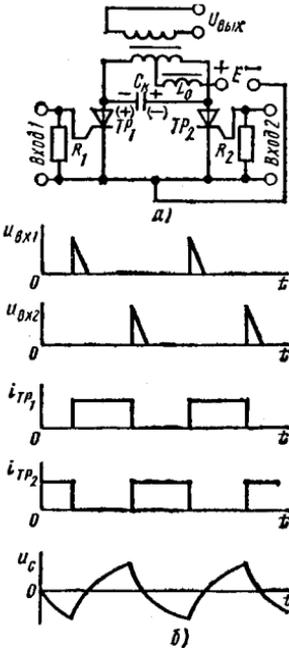


Рис. 9.42. Схема (а), временные диаграммы напряжений и токов (б) автономного инвертора тока

время  $t_{\text{выкл}}$  (указанное в паспорте тиристора). Таким образом, конденсатор  $C_K$ , помимо разрядки через первичную обмотку трансформатора, некоторое время разряжается через оба открытых тиристора. Как только тиристор  $TP_1$  закрывается, разрядка конденсатора  $C_K$  прекращается и сразу же начинается его перезарядка до удвоенного значения напряжения питания  $E$ , но противоположной полярности. Полярность напряжения на обкладках конденсатора указана в скобках. С приходом следующего и всех последующих импульсов процессы повторяются.

Для устойчивой работы рассматриваемого АИТ необходимо, чтобы ранее открытый тиристор надежно запирался. Анализ временных диаграмм показывает, что это становится возможным

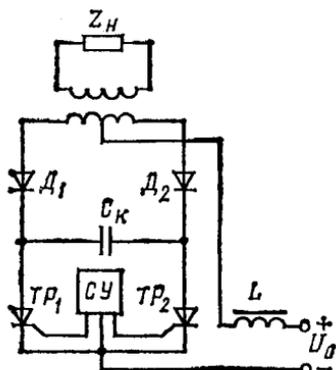


Рис. 9.43. Схема автономного инвертора тока с «отсекающими» диодами

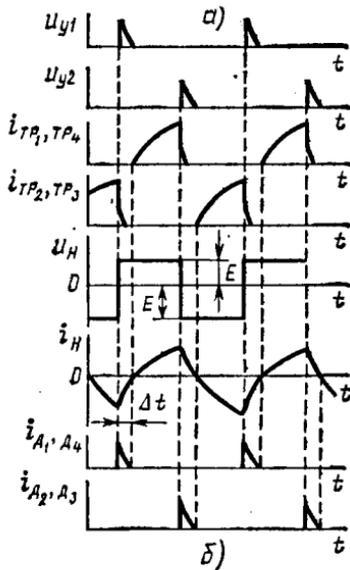
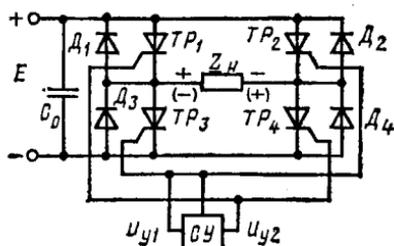


Рис. 9.44. Схема однофазного мостового автономного инвертора напряжения (а), временные диаграммы напряжений и токов инвертора (б)

тогда, когда ток открытого тиристора  $i_{TP1}$  опережает по фазе напряжение на нем. Если фазовый сдвиг будет больше времени «восстановления»  $t_{\text{выкл}}$  тиристора, то АИТ будет работать устойчиво. Для создания такого «опережения» при активно-индуктивной нагрузке индуктивное сопротивление нагрузки  $L_n$ , приведенное к первичной обмотке трансформатора, должно быть меньше емкостного сопротивления конденсатора  $C_K$ .

Существенным недостатком АИТ является недопустимость режима работы инвертора на холостом ходу, так как возникающие

при этом перенапряжения, вызванные появлением э. д. с. самоиндукции при переключениях тиристорov, могут вывести из строя тиристоры и конденсатор.

Для устранения указанного недостатка применяют АИТ с «отсекающими» диодами (рис. 9.43). Включение диодов  $D_1, D_2$  между конденсатором  $C_K$  и первичной обмоткой трансформатора препятствует разрядке конденсатора через трансформатор, исключая тем самым влияние нагрузки на работу инвертора. Эта схема АИТ обеспечивает устойчивую работу инвертора при любом виде нагрузки.

*В автономном инверторе напряжения (АИН) источник питания работает в режиме источника напряжения.* Как правило, параллельно источнику питания включают конденсатор большой емкости (рис. 9.44, а), который практически исключает пульсации напряжения при коммутации тиристорov.

В маломощных АИН кроме тиристорov применяют транзисторы. Работа АИН рассматривается на примере однофазного мостового преобразователя (рис. 9.44, а). Напряжение на активно-индуктивной нагрузке  $Z_H$  появляется при поочередном попарном включении тиристорov  $\overline{TP}_1, TP_4$  и  $TP_2, TP_3$ , которые управляются входными импульсами, поступающими от СУ.

С приходом управляющего (входного) импульса  $u_{y1}$  открывается первая пара тиристорov  $TP_1, TP_4$  и закрываются ранее открытые тиристоры  $TP_2, TP_3$ , а на нагрузке  $Z_H$  появляется напряжение положительной полярности, равное э. д. с.  $E$  источника питания, что изображено на рис. 9.44, б. Появление следующего управляющего (входного) импульса  $u_{y2}$  приводит к отпиранию тиристорov  $TP_2, TP_3$  и запираанию тиристорov  $TP_1, TP_4$ . Возникающее при этом напряжение, равное  $E$  на нагрузке  $Z_H$ , имеет отрицательную полярность (рис. 9.44, б). Таким образом, в АИН напряжение на нагрузке имеет прямоугольную форму.

При поочередных переключениях пар тиристорov ток  $i_H$  через активно-индуктивную нагрузку  $Z_H$ , согласно первому закону коммутации, не может измениться скачком. Поэтому он продолжает сохранять свое направление в течение некоторого времени  $\Delta t$ , плавно уменьшаясь до нуля (рис. 9.44, б). Только после этого ток  $i_H$  изменяет свое направление на обратное. В такие интервалы времени  $\Delta t$  ток  $i_H$  не может пройти через тиристоры, так как одна пара тиристорov вообще закрыта, а другая пара — открыта, но ток  $i_H$  для открытых тиристорov имеет обратное направление. Включенные параллельно тиристорам в обратном направлении диоды  $D_1 — D_4$ , называемые обратными, предназначены для прохождения тока  $i_H$  в указанные интервалы времени  $\Delta t$ . В противном случае возникающие в эти моменты времени большие э. д. с. самоиндукции могут вывести тиристоры из строя. Если прямоугольная форма выходного напряжения АИН не удовлетворяет потре-

бителя, то нужно последовательно с нагрузкой включить фильтр, не пропускающий высшие гармоники напряжения.

Автономный резонансный инвертор (АИР) применяют для преобразования постоянного напряжения в переменное напряжение повышенной частоты ( $10^3$ — $10^5$  Гц). Именно АИР используют в электротермических установках для плавки и нагрева металлических и других изделий. Процессы, происходящие в АИР, характеризуются колебательными процессами в резонансном контуре. Такой контур получается при параллельном или последовательном подключении конденсатора к активно-индуктивной нагрузке. На практике чаще применяют последовательное или последовательно-параллельное включение конденсаторов.

АИР выполняют по однофазной мостовой схеме с использованием

в основном тиристоров. На рис. 9.45 изображена схема простейшего АИР с последовательным включением конденсатора. Тиристоры включены по мостовой схеме. Управляющие импульсы открывают поочередно пары тиристоров  $TP_1, TP_4$  и  $TP_2, TP_3$ . Форма кривой нагрузочного тока  $i_n$  определяется колебательным процессом в контуре с частотой  $f_0 = (1/2)\pi\sqrt{1/[(L_n + L)C]}$ . При этом чем выше добротность  $LC$ -контра  $Q = \omega(L_n + L)/R_n$ , тем ближе к синусоидальной будет форма нагрузочного тока.

С приходом первого управляющего импульса, когда открыта пара тиристоров  $TP_1$  и  $TP_4$ , ток от плюсового зажима источника питания  $E$  через нагрузку и конденсатор  $C$  направлен к минусовому зажиму источника, заряжая при этом конденсатор  $C$  (знаки заряда на обкладках конденсатора указаны без скобок). При появлении второго управляющего импульса, который открывает тиристоры  $TP_2, TP_3$ , конденсатор  $C$  разряжается через нагрузку и открытые тиристоры  $TP_2, TP_3$ . В это же время напряжение на конденсаторе  $C$  через открытые тиристоры  $TP_2, TP_3$  подключается к тиристорам  $TP_1, TP_4$ , обеспечивая их запирающие. После запирающих тиристоров  $TP_1, TP_4$  начинается перезарядка конденсатора, по окончании которой знаки заряда на обкладках конденсатора указаны в скобках; далее процессы повторяются.

В рассматриваемом инверторе частота управляющих сигналов  $f_y$  должна быть меньше собственной частоты последовательного контра  $f_0$ . Это необходимо для того, чтобы перезарядка конденсатора заканчивалась до отпирающих очередную пару тиристоров в инверторе. При этом в нагрузочном токе создаются паузы, в течение которых очередная пара тиристоров должна успеть закрыться.

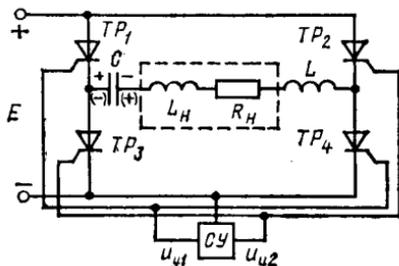


Рис. 9.45. Схема автономного резонансного инвертора с последовательным включением конденсатора

Рассмотренные схемы автономных инверторов не являются единственными. В зависимости от условий эксплуатации применяют различные модификации всех типов инверторов, с которыми можно познакомиться в специальной литературе.

## § 9.11. Конверторы

Конвертором называют преобразователь постоянного напряжения одного значения напряжения в другое.

В настоящее время применяют два типа конверторов:

1) преобразователи постоянного напряжения с самовозбуждением;

2) импульсные преобразователи постоянного напряжения.

Преобразователи постоянного напряжения с самовозбуждением используют в аппаратуре малой и средней мощностей. Структурная схема такого преобразователя изображена на рис. 9.46. С помощью этой схемы можно представить себе работу конвертора с самовозбуждением. Преобразователь с самовозбуждением ПС превращает постоянное напряжение в переменное напряжение прямоугольной формы, которое с помощью трансформатора изменяется до требуемого значения. После выпрямления выпрямителем  $V$  оно подается на сглаживающий фильтр  $СФ$ , к выходу которого подключена нагрузка  $Z_H$ . В этом конверторе работа всех блоков,

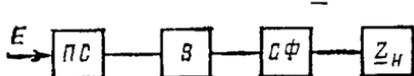


Рис. 9.46. Структурная схема преобразователя постоянного напряжения с самовозбуждением

кроме преобразователя с самовозбуждением, рассматривалась ранее. Поэтому далее остановимся только на принципе действия блока ПС.

В конверторах с самовозбуждением в качестве ключей применяют транзисторы, включаемые по двухтактной схеме (рис. 9.47). Рассматриваемый преобразователь представляет собой релаксационный генератор импульсов прямоугольной формы с трансформаторной положительной обратной связью. Для обеспечения такой формы генерируемых колебаний материал сердечника трансформатора должен иметь петлю гистерезиса прямоугольной формы (рис. 9.48). Наибольшее применение в подобных устройствах находит включение транзисторов по схеме с общим эмиттером, так как именно такое включение обеспечивает большой коэффициент усиления по мощности.

Работу конвертора с самовозбуждением можно разбить условно на два этапа: действие положительной обратной связи и перемагничивание сердечника. При подаче на конвертор напряжения от источника э. д. с.  $E$ , которое следует преобразовать, в транзисторах появляются токи  $i_{K1}$ ,  $i_{K2}$ . Эти токи по каким-либо причинам (чаще всего из-за естественного технологического разброса) не будут равны между собой. Допустим, что  $i_{K1} > i_{K2}$ . Тогда резуль-

тирующая магнитодвижущая сила м. д. с.  $F = \omega'_1 i_{K1} - \omega''_1 i_{K2}$  создает в сердечнике трансформатора магнитный поток  $\Phi$  такого направления, что наведенная э. д. с. в обмотках обратной связи  $\omega'_{oc}$ ,  $\omega''_{oc}$  еще больше будет увеличивать ток  $i_{K1}$  транзистора  $T_1$  и уменьшать ток  $i_{K2}$  транзистора  $T_2$ . Изменения токов заканчиваются тогда, когда транзистор  $T_1$  полностью откроется, а транзистор  $T_2$  закроется. Процесс изменения коллекторных токов, а следовательно, отпираия и запираия транзисторов происходит лавинообразно,

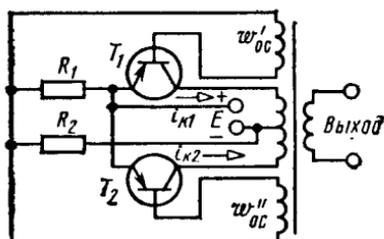


Рис. 9.47. Схема преобразователя напряжения с самовозбуждением

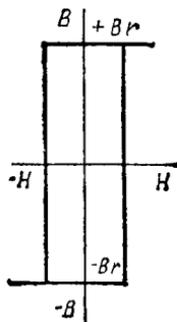


Рис. 9.48. Прямоугольная петля гистерезиса сердечника трансформатора

в результате чего в выходном напряжении формируется крутой передний фронт. На этом заканчивается первый этап работы преобразователя. Возросший скачком ток  $i_{K1}$  приводит к изменению магнитной индукции сердечника от значения  $-B_r$ , при котором трансформатор находился в начале рассматриваемого этапа работы, до значения  $+B_r$ . При этом в сердечнике появляется магнитный поток  $\Phi$ , изменяющийся практически по линейному закону. Достигнув участка насыщения  $+B_r$ , скорость нарастания магнитного потока уменьшается. Уменьшаются и э. д. с., наводимые в обмотках  $\omega'_{oc}$ ,  $\omega''_{oc}$ , в результате чего появляется небольшой коллекторный ток  $i_{K2}$  в запертом ранее транзисторе  $T_2$ , а коллекторный ток  $i_{K1}$  транзистора  $T_1$  несколько уменьшается. Направление м. д. с. в сердечнике изменяется на противоположное. Начинает действовать положительная обратная связь, что приводит к запираию транзистора  $T_1$  и отпираию транзистора  $T_2$ . Далее процессы повторяются вновь. Необходимо отметить одну особенность работы конвертора с самовозбуждением, которая заключается в том, что выпрямляется не синусоидальное напряжение с частотой 50 Гц, а переменное напряжение прямоугольной или близкой к ней формы с частотой, доходящей до 50 кГц. Силовые же диоды, применяемые в выпрямителях, имеют, как известно, инерционные свойства. Поэтому при выпрямлении напряжений с крутыми фронтами выпрямительные диоды в моменты времени, когда фронты нарастают и происходит спад импульса, теряют свойства односто-

ронной проводимости. При частоте выпрямленного напряжения больше допустимого значения, указанного в паспорте, эти диоды вообще перестают выпрямлять. Все это приводит либо к уменьшению среднего значения выпрямленного напряжения и, следовательно, к снижению к. п. д. выпрямителя, либо к потере работоспособности конвертора.

*Импульсные преобразователи постоянного напряжения* (ИППН) регулируют выходное напряжение путем изменения парамет-



Рис. 9.49. К пояснению принципа действия импульсного преобразователя постоянного напряжения

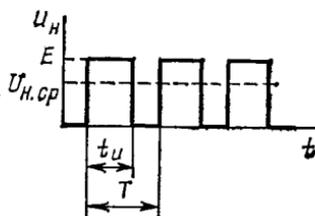


Рис. 9.50. Временная диаграмма выходного напряжения импульсного преобразователя

ров входных импульсов. Чаще всего применяют *широтно-импульсный* (ШИР) и *частотно-импульсный* (ЧИР) способы регулирования. Принцип действия ИППН основан на ключевом режиме транзистора или тиристора, которые периодически прерывают цепь подачи напряжения  $U_0$  в нагрузку (рис. 9.49). При широтно-импульсном способе выходное напряжение регулируют изменением, как отмечалось ранее, длительности выходных импульсов  $t_n$  (рис. 9.50) при неизменном периоде их следования  $T$ . Тогда среднее значение выходного напряжения преобразователя будет определяться по формуле  $U_{н.ср} = \frac{t_n}{T} U_0$ . Следовательно, выходное напряжение регулируют от нуля (при  $t_n=0$ ) до  $U_0$  (при  $t_n=T$ ).

На рис. 9.51, а изображена схема широко распространенного ИППН, а на рис. 9.51, б — его временные диаграммы. Такой преобразователь называют одноктактным. В качестве ключа служит тиристор. Между нагрузкой  $Z_n$  и тиристором включен сглаживающий LC-фильтр. Диод  $D$ , выполняющий функции обратного диода, необходим для создания электрической цепи для тока нагрузки при выключенном тиристоре.

Принцип действия рассматриваемого ИППН удобно изучать с помощью временных диаграмм. Когда тиристор открыт, все напряжение  $U_0$  подается на вход сглаживающего фильтра и с него поступает в нагрузку  $Z_n$ . При этом диод  $D$  не пропускает ток. В интервал времени, когда тиристор закрыт, ток через нагрузку продолжает проходить за счет энергии, накопленной в дросселе  $L_\phi$  и в катушке  $L_n$ . При этом диод  $D$  открыт.

Одноктактные ИППН работают при мощности не более 100 кВт. Если требуется большая мощность, прибегают к многотактным ИППН, состоящим из  $n$  параллельно включенных одноктактных ИППН (рис. 9.52). Следует отметить, что для уменьшения пульса-

ций тока в нагрузке тиристоры включают со взаимным сдвигом по фазе на угол  $2\pi/n$ . В результате этого в многотактных ИППН тиристоры работают поочередно или с некоторым перекрытием.

Во всех ИППН отпирание полупроводниковых ключей производится путем принудительной подачи на тиристор (или транзи-

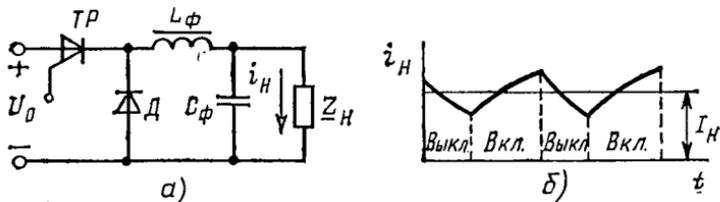


Рис. 9.51. Схема (а) и временные диаграммы нагрузочного тока (б) импульсного однотактного преобразователя постоянного напряжения

стор) коммутирующих импульсов, запирающие же тиристоры осуществляется периодически заряжаемым конденсатором. Такая коммутация рассматривалась при описании автономных инверторов. Естественно, что коммутационный блок в ИППН имеет некоторое отличие от подобных блоков в автономных инверторах. С этими особенностями можно познакомиться в специальной литературе.

Отметим, что регулирование постоянного напряжения на нагрузке при питании от сети переменного тока можно осуществить с помощью ИППН. Небольшое падение напряжения на открытом полупроводниковом ключе и очень малый ток при его запертом состоянии определяют высокий к. п. д. импульсных преобразователей постоянного напряжения. В этом отношении неуправляемый выпрямитель, работающий в паре с ИППН, успешно конкурирует с управляемым выпрямителем.

Преимуществом импульсных преобразователей постоянного напряжения по сравнению с конвертерами с самовозбуждением является то, что в ИППН в качестве ключей применяют тиристоры, которые в настоящее время выпускаются на напряжения до нескольких киловольт и на токи до сотен ампер при прямом падении напряжения, равном нескольким вольт. Это позволяет создавать конвертеры большой мощности (свыше 100 кВт) с высоким к. п. д., меньшими габаритами и массой. Конвертеры получили широкое применение в установках, в которых первичным источником электропитания являются контактная сеть, аккумуляторы, солнечные и атомные батареи, термоэлектрические генераторы.

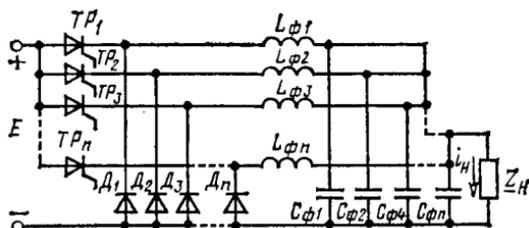


Рис. 9.52. Схема многотактного ИППН

## § 9.12. Перспективы развития вторичных источников электропитания

Как известно, в настоящее время миниатюризация электронной аппаратуры является основным направлением ее развития. Однако это мало коснулось вторичных источников электропитания. В последние годы сложилось такое положение, что масса и габариты источников электропитания оказались весьма большими по сравнению с другими функциональными блоками и составляют 30—40%, а иногда и больше от всей массы и габаритов электронной аппаратуры, куда они входят. Это объясняется рядом причин, а именно:

1) источники питания являются силовыми устройствами, которые строятся на мощных полупроводниковых приборах, крупногабаритных трансформаторах, конденсаторах, дросселях и других элементах. Такая элементная база не позволяет осуществить миниатюризацию источников электропитания;

2) невысокий коэффициент полезного действия, вызванный значительными потерями мощности в источниках электропитания, требует применения громоздких радиаторов для отвода теплоты от диодов, тиристоров и транзисторов. Миниатюризация источников электропитания привела бы при уменьшении объема элементов к недопустимой концентрации выделяемой ими теплоты.

Можно относительно просто уменьшить габариты и массу источников электропитания, если перейти к бестрансформаторным схемам выпрямления, а сглаживающие фильтры создавать на транзисторах. Однако это является половинчатым решением.

Кардинальное решение такой задачи состоит в миниатюризации вторичных источников электропитания. По мнению специалистов, необходимо уменьшать массу и габариты всех элементов, входящих в источники электропитания. Это можно сделать, если:

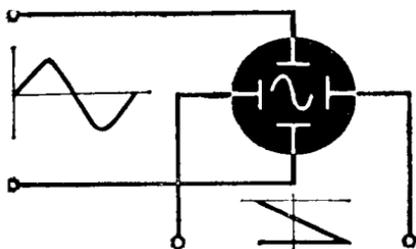
1) значительно увеличить частоту переменного выпрямляемого напряжения, что должно привести к резкому уменьшению массы и габаритов трансформаторов, дросселей и конденсаторов;

2) разработать и широко применять бескорпусные мощные полупроводниковые приборы, силовые интегральные микросхемы и сборки и т. д., что позволит объединить их в малогабаритные силовые блоки;

3) создать и внедрить новые эффективные способы отвода теплоты, исключая громоздкие теплоотводящие радиаторы;

4) заменить стабилизаторы непрерывного действия на импульсные стабилизаторы с одновременным повышением в них частоты повторения импульсов.

Решение задачи миниатюризации источников вторичного электропитания позволит резко улучшить показатели выходных параметров электронных устройств и повысить их надежность.



## ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

### § 10.1. Общая характеристика электронных измерительных приборов

Помимо электромеханических измерительных приборов, рассматриваемых в курсе электротехники, для измерения электрических и неэлектрических величин широко применяют *электронные измерительные приборы*. В их состав входят различные электронные устройства, например усилители, выпрямители, генераторы, импульсные устройства и т. д. Часто в них используют и электромеханические измерительные приборы (обычно магнитоэлектрической системы).

Для электронных измерительных приборов характерны следующие *преимущества* по сравнению с электромеханическими приборами:

1) высокая чувствительность, определяемая использованием усилителей. Предельная чувствительность электронных измерительных приборов ограничивается уровнем помех. Минимальное значение входной величины, при котором относительная погрешность измерения составляет 100%, называют порогом чувствительности. Порог чув-

§ 10.1. Общая характеристика электронных измерительных приборов

§ 10.2. Электронные осциллографы

§ 10.3. Электронные вольтметры

§ 10.4. Измерительные генераторы

§ 10.5. Электронные частотомеры, фазометры и измерители амплитудно-частотных характеристик

ствительности, например, электронных вольтметров составляет 0,1—10 мкВ;

2) малое потребление энергии из цепи, в которой производят измерение, что определяется высоким входным сопротивлением электронных измерительных приборов. Входное сопротивление таких приборов, как электронные осциллографы, электронные вольтметры широкого применения, составляет 0,5—1 МОм, а в специальных приборах оно может достигать  $10^8$ — $10^9$  Ом. Это особенно важно для измерений в электронных устройствах, как правило, маломощных и высокоомных;

3) широкий диапазон частот, в котором чувствительность неизменна. Если лучший по частотным характеристикам электромеханический прибор (электродинамической системы) имеет частотный диапазон 45—1500 Гц, то в электронных приборах общего назначения он составляет 10—50 МГц, а в приборах специального назначения верхняя граница диапазона лежит еще выше.

Наряду с преимуществами электронным измерительным приборам свойственны и некоторые *недостатки*:

1) сложность, обусловленная большим числом деталей и элементов, и, как следствие, более высокие, чем у электромеханических приборов, габариты, масса и стоимость. С применением современной элементной базы (интегральные микросхемы) габариты и масса электронных приборов значительно снижаются. Некоторые цифровые электронные измерительные приборы меньше по габаритам (и массе), чем электромеханические и механические, например электронные цифровые наручные часы, малогабаритные мультиметры (приборы для измерения напряжений, токов, сопротивлений);

2) необходимость в источниках питания электронных устройств, входящих в прибор;

3) сравнительно невысокая надежность, определяемая большим числом элементов. Однако этот недостаток успешно преодолевается в приборах с применением интегральных микросхем.

Электронные измерительные приборы позволяют решать многие задачи, которые нельзя решить с помощью других приборов, например скоростное осциллографирование, исследование частотных характеристик, спектральный анализ, скоростной счет числа импульсов, измерение частоты в широком диапазоне и т. д.

Электронные измерительные приборы часто объединяют в комплексы, предназначенные для централизованной записи, обработки и хранения информации. Такие комплексы носят название *информационно-измерительных систем* (ИИС). В состав ИИС обычно включают специализированные ЭВМ. Для объединения отдельных приборов в комплексы необходимо предусмотреть их конструктивную и информационную совместимость. Это достигается тем, что все разрабатываемые приборы должны удовлетворять ГОСТ 126001—80, который определяет основные положения *Единой системы стандартов приборостроения* (ЕССП).

## § 10.2. Электронные осциллографы

Электронным (электронно-лучевым) осциллографом \* называют прибор, предназначенный для записи или наблюдения на экране электронно-лучевой трубки изменений электрических сигналов во времени, а также для измерения различных электрических величин (напряжения, тока, частоты, сдвига фаз, параметров импульсов и т. д.).

На рис. 10.1 приведена структурная схема электронно-лучевого осциллографа. Основной узел осциллографа — электронно-лучевая трубка (ЭЛТ). С помощью делителя напряжения  $R_1R_2$

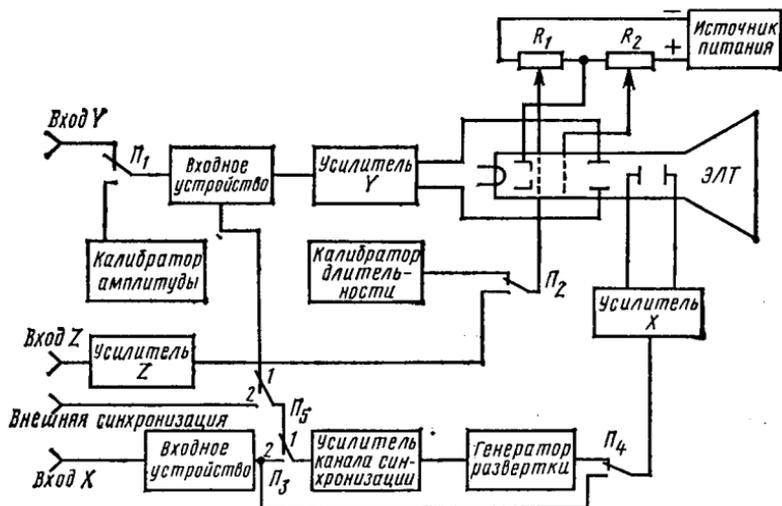


Рис. 10.1. Структурная схема электронно-лучевого осциллографа

электроды электронной пушки ЭЛТ подключают к высоковольтному источнику питания. Потенциометр  $R_1$  служит для регулирования яркости светового пятна на экране ЭЛТ изменением потенциала модулятора, а потенциометр  $R_2$  — для фокусировки электронного луча на экране изменением потенциала первого анода.

Канал вертикального отклонения луча (канал  $Y$ ) содержит входное устройство и широкополосный усилитель вертикального отклонения (усилитель  $Y$ ). Входное устройство включает делитель напряжения, позволяющий регулировать чувствительность канала  $Y$ , и устройство задержки сигнала. Задержка сигнала необходима для того, чтобы напряжение развертки поступило на горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ с некоторым опережением сигнала. Это позволяет наблюдать на экране начало процесса. На выходе усилителя  $Y$  создается напряжение, пропорциональное входному сигналу. Это напряжение вызывает вертикальное от-

\* От лат. *oscillo* — качаюсь и греч. *γραφο* — пишу.

клонение луча: Усилитель обеспечивает высокую чувствительность канала  $Y$  (до 2500 мм/В) при сравнительно низкой чувствительности ЭЛТ (0,1—0,4 мм/В). В каталогах приводится величина, обратная чувствительности, — коэффициент отклонения [мм/деление].

Канал горизонтального отклонения луча (канал  $X$ ) состоит из входного устройства, усилителя канала синхронизации (может отсутствовать), генератора развертки и усилителя горизонтального отклонения (усилитель  $X$ ). Входное устройство и усилитель  $X$  аналогичны соответствующим блокам канала  $Y$ , только входное устройство канала  $X$  не имеет устройства задержки сигнала.

Генератор развертки вырабатывает линейно изменяющееся напряжение, которое через усилитель  $X$  поступает на горизонтально отклоняющие пластины ЭЛТ. Через усилитель синхронизации сигналы от входного устройства  $Y$  или  $X$  поступают на генератор развертки.

Усилитель канала  $Z$  (усилитель  $Z$ ) предназначен для усиления сигналов, поступающих на вход  $Z$ . Через переключатель  $P_2$  усиленные сигналы со входа  $Z$  могут быть поданы на модулятор ЭЛТ, изменяя яркость свечения экрана. Усилитель канала  $Z$  в некоторых осциллографах отсутствует.

Калибраторы предназначены для калибровки чувствительности канала  $Y$  путем подачи стандартного переменного напряжения на вход  $Y$  (калибратор амплитуды) и длительности развертки путем подачи импульсов напряжения со стандартным периодом на модулятор ЭЛТ (калибратор длительности). Воздействие импульсов на модулятор создает на экране ЭЛТ яркостные метки времени. В современных осциллографах чаще применяют калиброванную длительность развертки, соответствующую фиксированным положениям переключателя длительности развертки.

Погрешность измерения напряжений и временных интервалов с помощью калибраторов составляет обычно 3—10%.

С помощью переключателя  $P_4$  генератор развертки может быть исключен из канала  $X$ . Тогда можно подать на горизонтально отклоняющие пластины напряжение, пропорциональное сигналу на входе  $X$ .

Рассмотрим работу осциллографа в режиме развертки (положение переключателей соответствует рис. 10.1).

Линейно изменяющееся напряжение генератора развертки, усиленное усилителем  $X$ , смещает электронный луч по экрану ЭЛТ слева направо с постоянной скоростью, высвечивая на его экране траекторию. По окончании действия напряжения генератора развертки напряжение на горизонтально отклоняющих пластинах равно нулю и луч возвращается в исходное положение в левой части экрана. После этого процесс повторяется. Таким образом, смещение  $x$  луча по горизонтали пропорционально времени  $t$ :  $x=kt$ . Если на вертикально отклоняющие пластины напряжение не подано, то на экране будет наблюдаться горизонтальная прямая.

Если на вход  $Y$  воздействует исследуемое напряжение  $u_c(t)$ , а напряжение генератора развертки равно нулю, то, смещаясь по вертикали в соответствии со значениями  $u_c(t)$ , луч высветит на экране ЭЛТ вертикальную прямую. Если же сигнал  $u_c(t)$  действует одновременно с напряжением генератора развертки  $u_p$ , то на экране будет наблюдаться кривая  $u_c(t)$  — развертка исследуемого напряжения во времени (рис. 10.2).

При исследовании периодических процессов необходимо синхронизировать напряжение генератора развертки с исследуемым сигналом, в противном случае на экране ЭЛТ изображение будет

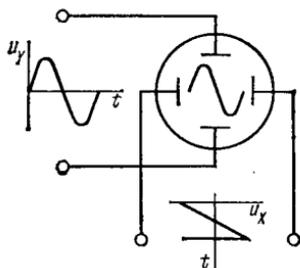


Рис. 10.2. К пояснению временной развертки

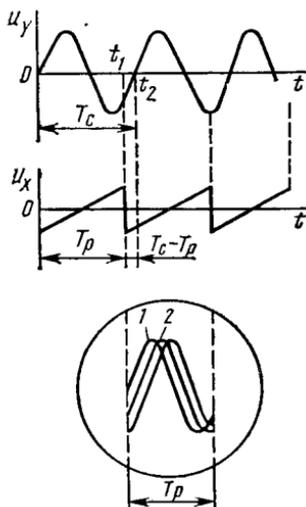


Рис. 10.3. К пояснению синхронизации

неустойчивым. Действительно, допустим, что напряжение сигнала  $u_c$  изменяется во времени по синусоидальному закону, период  $T_c$  которого отличается от периода напряжения развертки  $T_p$  (рис. 10.3). В этом случае по окончании импульса луч не вернется в исходное положение, поскольку  $u_c(t_1) \neq 0$ . Второму периоду развертки будет соответствовать кривая 2 на экране, смещенная относительно кривой 1 на величину  $T_c - T_p$ , и т. д. Таким образом, на экране будет наблюдаться «бегущая синусоида».

Для получения устойчивого изображения на экране необходимо выполнение соотношения

$$T_p = nT_c, \quad (10.1)$$

где  $n$  — целое число.

На экране наблюдается  $n$  периодов напряжения сигнала (при  $n=1$  — один период).

Выполнить соотношение (10.1) практически невозможно в течение длительного времени, если напряжение генератора развертки не синхронизировано с исследуемым сигналом. Синхронизацию осуществляют короткими импульсами, вырабатываемыми усилителем канала синхронизации и запускающими генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) (см. § 8.9). Импульсы

усилителя канала синхронизации создаются входным напряжением, из которого после усиления и ограничения формируются прямоугольные импульсы. После дифференцирования из них формируются короткие импульсы, положение которых на оси времени соответствует прохождению через нуль входного сигнала. Эти импульсы служат для управления работой ГЛИН.

Напряжение развертки может быть синхронизировано не только с исследуемым сигналом, но и со специальным внешним сигналом, поступающим на усилитель синхронизации при установке переключателя  $P_5$  в положение 2.

В большинстве современных осциллографов наряду с непрерывным режимом обеспечивается ждущий режим развертки, в котором генератор развертки запускается либо исследуемым сигналом, либо внешним синхронизирующим импульсом. При отсутствии входного или синхронизирующего сигнала развертка луча отсутствует. В непрерывном режиме развертка луча по горизонтали производится непрерывно периодическими импульсами напряжения генератора развертки. Для работы развертки в ждущем режиме служат одновибраторы (см. § 8.8).

Для получения линейной развертки необходима достаточная линейность импульсов ГЛИН ( $\varepsilon < 2 \div 5\%$ ). Период (длительность) напряжения развертки  $T_p$  изменяется ступенчато переключением зарядного конденсатора ГЛИН. Кроме того, имеется возможность плавного регулирования длительности напряжения развертки.

Для исследования одновременно двух процессов применяют *двухлучевые осциллографы* (С1-55, С1-96), снабженные ЭЛТ с двумя электронными лучами, управляемыми независимо друг от друга.

Для запоминания и воспроизведения сигналов используют *запоминающие осциллографы*, снабженные ЭЛТ с запоминанием. Сигналы, зафиксированные на экране ЭЛТ в виде изображения, могут запоминаться на время от 10 до 170 ч. При воспроизведении изображения время памяти сокращается до 10—30 мин (осциллографы С8-12, С8-13, С8-17).

Для высокочастотных измерений служат *стробоскопические осциллографы* с полосой пропускания от нуля до  $(1 \div 5) \cdot 10^9$  Гц (С7-11, С7-12).

Электронные осциллографы помимо измерения напряжений и временных интервалов можно применять и для других целей, например в качестве нуль-индикаторов в измерительных мостах переменного тока, а также для измерения частоты гармонических колебаний по фигурам Лиссажу на экране ЭЛТ. В этом случае на вход канала  $Y$  подается напряжение, частоту которого надо измерить, а на вход канала  $X$  — напряжение от внешнего измерительного генератора с частотой  $f_0$ . При этом генератор развертки отключают переключателем  $P_4$ . Изменяя частоту измерительного генератора и фиксируя фигуры Лиссажу на экране ЭЛТ, по их виду определяют отношение частот  $f_x/f_0$  и, зная  $f_0$ , находят  $f_x$ . Так, эллипс, окружность и прямая на экране соответствуют  $f_x/f_0 = 1$ .

По параметрам эллипса на экране ЭЛТ можно определить сдвиг фаз между напряжениями  $u$  и  $u_0$ .

С помощью простейших дополнительных устройств на основе осциллографа можно получить *характериограф* — устройство для получения на экране ЭЛТ характеристик нелинейных элементов (транзисторов, диодов и др.). На рис. 10.4 приведена функциональная схема характерографа для исследования коллекторных характеристик транзистора  $I_K = f(U_K) | I_B = \text{const}$ .

Синусоидальное напряжение от генератора поступает через трансформатор в коллекторную цепь транзистора и на вход X осциллографа, генератор развертки которого выключен. На вход Y с резистора R подается напряжение, пропорциональное коллекторному току  $i_K$ . Спротивление резистора R выбирают малым, чтобы оно не влияло на коллекторный ток. С помощью потенциометра  $R_B$  задается ток базы  $i_B$ . При воздействии на промежуток эмиттер — коллектор транзистора синусоидального напряжения  $u_K$  возникает коллекторный ток, когда потенциал коллектора положителен (положительная полуволна синусоиды). Одновременно с этим луч на экране ЭЛТ смещается по горизонтали на величину, пропорциональную  $u_K$ . Смещение луча по вертикали пропорционально  $i_K$ ; следовательно, на экране будет наблюдаться характеристика  $i_K(u_K)$ . Изменяя ток базы, можно последовательно получить на экране ЭЛТ семейство коллекторных характеристик, а при быстром ступенчатом автоматическом изменении тока базы наблюдать на экране сразу все семейство.

В качестве примера приведем основные технические характеристики однолучевого малогабаритного электронного осциллографа типа С1-94.

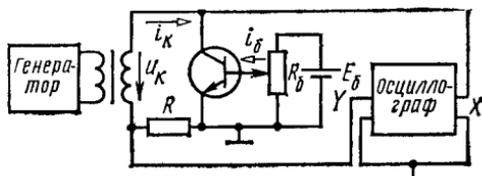


Рис. 10.4. Функциональная схема характерографа для исследования коллекторных характеристик транзистора

#### Технические характеристики электронного осциллографа С1-94

Полоса пропускания . . . . .	0—10 МГц
Коэффициент отклонения . . . . .	10 мВ/дел—5 В/дел
Коэффициент развертки . . . . .	0,1 мкс/дел — 50 мс/дел
Входное сопротивление . . . . .	1 МОм
Входная емкость . . . . .	40 пФ
Погрешность измерения амплитуды . . . . .	
и временных интервалов . . . . .	6%
Рабочая часть экрана . . . . .	40×60 мм
Габаритные размеры . . . . .	100×190×300 мм
Масса . . . . .	3,5 кг

### § 10.3. Электронные вольтметры

Электронные вольтметры предназначены для измерения постоянного и переменного напряжений.

По способу представления информации их подразделяют на аналоговые, в которых результат измерения отсчитывают по стрелочному (магнитоэлектрическому) прибору (аналоговая форма представления информации), и цифровые, в которых для отсчета используют цифровое табло (цифровая форма представления информации). Различают электронные вольтметры постоянного тока, переменного тока и универсальные. Универсальные вольтметры позволяют измерять постоянные и переменные напряжения, а также сопротивления.

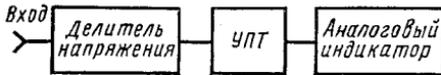


Рис. 10.5. Структурная схема аналогового электронного вольтметра постоянного напряжения

Рассмотрим *аналоговые электронные вольтметры*. Вольтметры *постоянного напряжения* имеют структурную схему, представленную на рис. 10.5. С помощью входного делителя напряжения устанавливают пределы измерения. Усиленное усилителем постоянного тока (УПТ) напряжение поступает на аналоговый индикатор. Входной делитель коммутируется переключателем, выведенным на переднюю панель прибора. В УПТ предусматривают меры для уменьшения дрейфа нуля; кроме усиления УПТ выполняет функцию согласования высокого входного сопротивления делителя напряжения с низким сопротивлением стрелочного индикатора.

У вольтметров с высокой чувствительностью УПТ выполняют по схеме преобразования напряжения с отрицательной обратной связью, охватывающей весь УПТ. В этом случае входной делитель отсутствует, а изменение пределов измерения производят ступенчатым изменением коэффициента усиления УПТ. Входное напряжение поступает непосредственно на преобразователь УПТ.

*Вольтметры переменного напряжения* имеют две основные структурные схемы (рис. 10.6), в которых заложен принцип преобразования переменного напряжения в постоянное, значение которого отсчитывают по аналоговому индикатору (стрелочному микроамперметру).

В вольтметрах, выполненных по схеме рис. 10.6, а, переменное входное напряжение преобразуется в постоянное (выпрямляется) детектором, усиливается с помощью УПТ и поступает на аналоговый индикатор. При использовании схемы рис. 10.6, б переменное измеряемое напряжение поступает на входное устройство, которое содержит делитель, определяющий предел измерения, а также цепи согласования низкоомного делителя с высокоомным входом, после чего оно усиливается широкополосным усилителем переменного напряжения, детектируется и подается на аналоговый индикатор.

Вольтметры с детектором на входе (рис. 10.6, а) имеют широкий диапазон частот (до  $10^9$  Гц). Их недостаток состоит в низкой чувствительности ( $\sim 0,5$  В), так как при малых напряжениях снижается коэффициент передачи детектора вследствие нелинейности вольт-амперной характеристики применяемого в нем диода.

Вольтметры с предварительным усилителем (рис. 10.6, б) имеют более высокую чувствительность (несколько микровольт), но более узкий диапазон частот (до 30 МГц) из-за трудностей создания широкополосных усилителей.

Один из основных узлов вольтметра переменного тока, определяющий его технические характеристики, — детектор. Он представляет собой выпрямитель с фильтром. В качестве вентилей обычно используют электровакуумные диоды. Постоянную времени

фильтра выбирают значительно больше периода синусоидального входного напряжения (для низшей частоты диапазона). В этом случае выпрямленное напряжение на выходе детектора равно амплитудному значению входного напряжения ( $U_m$ ). Однако индикатор вольтметра градуируют в действующих значениях синусоидального напряжения ( $U$ ). Напомним, что для синусоидального напряжения

$$U = U_m / \sqrt{2} \approx 0,707 U_m.$$

Если входное напряжение отличается от синусоидального, то показания индикатора прибора будут соответствовать не действующему значению этого напряжения, а 0,707 от амплитудного значения.

Широкополосные усилители строят на транзисторах по схеме с непосредственной связью. В качестве делителей напряжения используют резистивные делители.

Структурная схема универсального вольтметра приведена на рис. 10.7. При измерении постоянного напряжения (положение „ $U_{-}$ ” переключателя  $\Pi$ ) прибор имеет структурную схему рис. 10.5, а, при измерении переменного напряжения (положение „ $U_{\sim}$ ”) — схему рис. 10.6, а. При этом высокочастотное напряжение подается непосредственно на детектор, размещенный в выносном узле прибора (пробнике), соединенном кабелем с корпусом прибора. Низкочастотное напряжение подводится к зажимам „ $U_{\sim}$ ” на корпусе прибора, при этом пробник должен находиться в специальном гнезде, так как детектирование осуществляют пробником.



Рис. 10.6. Структурные схемы аналоговых электронных вольтметров переменного напряжения:

а — с детектором на входе; б — с предварительным усилителем

Для измерения активных сопротивлений в приборе создается делитель напряжения, состоящий из последовательно включенных измеряемого объекта (зажимы „ $R_x$ ”) и одного из образцовых резисторов набора ( $R_{oi}$ ). На делитель подается постоянная э. д. с.  $E$  от источника питания прибора. Напряжение на образцовом резисторе  $R_{oi}$  зависит от измеряемого сопротивления  $R_x$ . Это позволяет градуировать одну из шкал прибора в омах или килоомах.

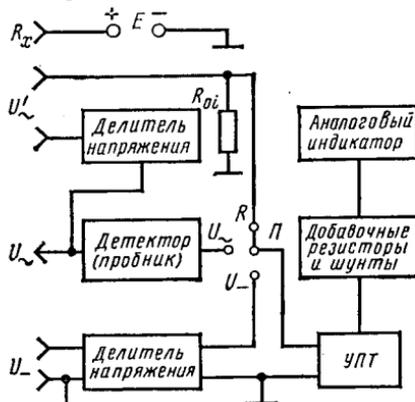


Рис. 10.7. Структурная схема универсального аналогового электронного вольтметра

Усилитель постоянного тока обычно балансный, аналоговый индикатор (магнитоэлектрический микроамперметр) включают на его выходе.

В табл. 10.1 приведены основные технические характеристики некоторых аналоговых электронных вольтметров переменного тока и универсальных вольтметров.

Помимо рассмотренных вольтметров общего применения существуют специализированные электронные вольтметры — вольтметры импульсного напряжения, фазочувствительные и селективные вольтметры.

*Вольтметры импульсного напряжения* предназначены для измерения амплитудных значений видео- и радиоимпульсов, а также синусоидальных напряжений (В4-12, В4-14, В4-17, В4-20).

*Фазочувствительные вольтметры (векторметры)* служат для измерения квадратурных составляющих комплексных напряжений первой гармоники. Их снабжают двумя индикаторами для отсчета действительной и мнимой составляющих комплексного напряжения. Таким образом, фазочувствительный вольтметр дает возможность определить комплексное напряжение, а также его составляющие, принимая за нуль начальную фазу некоторого опорного напряжения. Фазочувствительные вольтметры очень удобны для исследования амплитудно-фазовых характеристик четырехполюсников, например усилителей. Они работают в диапазоне частот 0,5 Гц — 100 кГц, имеют чувствительность 0,1—1 мВ и погрешность 2,5—4%.

*Селективные вольтметры* предназначены для измерения синусоидального напряжения в узкой полосе частот. В их состав входят высококачественные перестраиваемые избирательные усилители, поэтому такие приборы удобны для исследования сигналов при наличии помех. Селективные вольтметры характеризуются диапазоном измерений 1 мкВ — 1 В, могут быть настроены на любую частоту в диапазоне 20 Гц — 30 МГц при полосе пропускания 1 или 10 кГц, имеют погрешность измерения 10—16%. Приборы имеют выход, который позволяет использовать их как избирательные усилители. К вольтметрам этого типа относятся приборы В6-9 (20 Гц — 100 кГц) и В6-10 (0,1—30 МГц).

*Цифровые вольтметры* относят к классу цифровых измерительных приборов (ЦИП). Для них характерно представление измеряемой величины в дискретной форме. Любой непрерывный по величине и во времени сигнал может быть представлен в дискретной

## ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ

Тип прибора	Диапазон измерений	Диапазон частот, Гц	Основная погрешность, %	Входное сопротивление, МОм/Входная емкость, пФ	Габариты, мм	Масса, кг
V3-38	0,1 мВ—300 В	20—5·10 <sup>6</sup>	2,5—6 (в зависимости от предела измерения и диапазона частот)	5/30	150×105×5 ×300	
V3-57	10 мкВ—300 В	5—5·10 <sup>6</sup>	1—4	5/27	328×168× ×206	6,2
V7-26	U <sub>-</sub> 0,03— —1000 В, 1000 В (с внешним делителем)		U <sub>-</sub> :2,5	U <sub>-</sub> :30	229×208× ×177	4,5
	U <sub>-</sub> 0,2—300 В	20—10 <sup>6</sup>	U <sub>-</sub> :2,5	U <sub>-</sub> :5/20 (для низкой частоты)		
	R10—10 <sup>9</sup> Ом		R:2,5	U <sub>-</sub> :0,075/1,5 (для высокой частоты)		

(цифровой) форме. На рис. 10.8, а показано квантование непрерывной величины по уровню — преобразование непрерывного сигнала в сигнал, имеющий дискретную шкалу значений. При этом два ближайших дискретных значения  $x_i$  и  $x_{i+1}$  отличаются на величину кванта. Рис. 10.8, б иллюстрирует квантование непрерывной величины по времени, здесь квант  $\Delta t = t_{i+1} - t_i$ . Уменьшая кванты, можно аппроксимировать непрерывную величину дискретной величиной с любой наперед заданной точностью. Представление информации в дискретной форме (например, в виде комбинации импульсов) позволяет использовать все преимущества импульсных устройств (см. § 8.1).

Процесс цифрового кодирования непрерывной величины представляет собой совокупность ее квантования по уровню и по времени (рис. 10.8, в). Приведенная погрешность  $\delta$  выражается через абсолютную погрешность  $\Theta$  формулой

$$\delta = \frac{\Theta}{x_{\max}} \cdot 100 (\%),$$

где  $x_{\max}$  — максимальная величина (предел) диапазона измерений.

Учитывая, что  $\Theta \leq 0,5\Delta x$  (см. § 8.11), получим выражение кванта через приведенную погрешность:

$$\Delta x = \frac{\delta}{50} x_{\max}. \quad (10.2)$$

Число дискретных значений, отстоящих друг от друга на один квант  $\Delta x$  и соответствующих диапазону измеряемой величины  $x_{\max} - x_{\min}$ , очевидно, равно

$$n = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{\Delta x} + 1. \quad (10.3)$$

При  $x_{\min} = 0$

$$n = \frac{x_{\max}}{\Delta x} + 1. \quad (10.3a)$$

Подставляя (10.2) в (10.3a), получаем

$$n = \frac{50}{\delta} + 1. \quad (10.4)$$

С помощью выражения (10.4), зная приведенную погрешность  $\delta$ , можно определить необходимое число  $n$  уровней квантования.

Величина кванта  $\Delta t$  по времени определяет динамические свойства ЦИП. Скорость изменения величины входного сигнала

$$\dot{x} = dx/dt.$$

Интервал времени нарастания сигнала, соответствующий одному кванту по уровню,

$$\Delta T = \Delta x / \dot{x}.$$

Минимальный интервал времени нарастания сигнала

$$\Delta T_{\min} = \Delta x / \dot{x}_{\max}.$$

Для уменьшения динамической погрешности измерения необходимо уменьшить величину кванта по времени до значения  $\Delta t \ll \Delta T_{\min}$ .

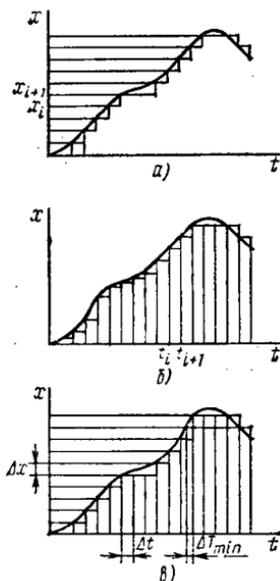


Рис. 10.8. Квантование непрерывной величины:

а — по уровню; б — по времени;  
в — по уровню и по времени

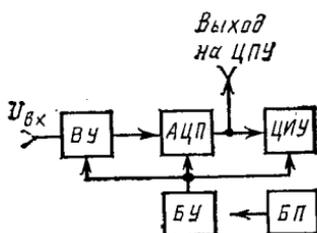


Рис. 10.9. Структурная схема цифрового вольтметра

Основной узел большинства ЦИП (за исключением частотомеров) — *аналого-цифровой преобразователь* (АЦП) (см. § 8.11). АЦП в сочетании с цифровым индикаторным устройством ЦИУ, входным устройством ВУ, блоком управления БУ и блоком питания БП образуют цифровой вольтметр (рис. 10.9).

Измеряемое напряжение  $U_{\text{вх}}$  поступает на входное устройство ВУ, которое представляет собой высокоомный делитель напряжения, переключаемый вручную или автоматически. Входное устройство позволяет получить на его выходе напряжение, изменя-

## ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВЫХ ВОЛЬТМЕТРОВ

Тип прибора	Диапазон измерений	Диапазон частот (или измеряемая величина)	Относительная погрешность измерения $\delta = \pm(a + bX) \cdot 100\%$		Входное сопротивление	Особенности прибора
			a	b		
В2-34	5 мкВ—1000 В	Постоянный ток	0,005	0,001	1—1000 МОм (в зависимости от предела измерения)	Измерение постоянного напряжения и его неустойчивости; выход на ЦПУ; масса 15 кг
В3-49	10 мВ—100 В	20 Гц—1000 МГц	$0,2 + 0,08/U_x + 0,08f$ (f—частота в МГц)		80 КОм	Образцовый вольтметр; выдача сигналов в коде; масса 20 кг
В7-27	$U_-: 0,1 \text{ мВ}—1000 \text{ В}$ $I_-: 10^{-9}—2 \cdot 10^{-1} \text{ А}$ $U_+: 0,3 \text{ мВ}—300 \text{ В}$ $R: 10^{-3}—10^7 \text{ Ом}$	$U_-$ $I_-$ $U_+$ $R$	0,35 0,4 1(5) 0,5	0,15 0,2 0,5(2,5) 0,2	$U_- 10 \text{ МОм}$ $U_+ 1 \text{ МОм}$	Измерение напряжений постоянного и переменного токов, сопротивления и температуры; масса 6 кг
В7-32	$t^{\circ}: -30 \div +100^{\circ}\text{C}$ $U_-: 0,1 \text{ мВ}—1000 \text{ В}$ $I_-: (10^{-4}—2) \cdot 10^3 \text{ мА}$ $U_+: 0,1 \text{ мВ}—300 \text{ В}$ $I_-: 10^{-4}—2 \cdot 10^3 \text{ мА}$ $R: (10^{-4}—2) \cdot 10^4 \text{ КОм}$	$t^{\circ}$ $U_-$ $I_-$ $U_+$	$2^{\circ}\text{C}$ $0,1U_x + 0,1U_k$ $0,3I_x + 0,1I_k$ От $0,3U_x + 1,5U_k$ до $1,5U_x + 0,5U_k$ (в зависимости от $U_x$ и частоты) $0,5I_x + 0,2I_k$ От $0,2R_x + 0,15R_k$ до $1R_x + 0,25R_k$ (в зависимости от предела измерения)		$U_- 10 \text{ МОм}$ $U_+ 1 \text{ МОм}$	Измерение напряжений постоянного и переменного токов, сопротивления и температуры; автоматический выбор пределов измерения; дистанционное управление; масса 2,8 кг

ящееся в заданных пределах (например, 0—1 В) независимо от пределов изменения входного (измеряемого) напряжения. Выходное напряжение ВУ не превышает нормального уровня (например, 1 В), поэтому говорят, что оно нормализовано. С выхода ВУ напряжение поступает в АЦП, на выходе которого получают двоичный или иной код. В цифровом индикаторном устройстве ЦИУ входной код преобразуется с помощью дешифратора в код индикатора (например, в семисегментный код) и индикатор отображает измеренную величину. Она может быть также зарегистрирована с помощью цифropечатающего устройства ЦПУ. Блок управления ВУ управляет работой всех узлов ЦИП. В качестве блока управления в современных ЦИП применяют микропроцессоры.

В цифровых вольтметрах используются различные типы АЦП, определяющие их основные технические характеристики (табл. 10.2).

Структурные схемы цифровых вольтметров переменного тока отличаются наличием преобразователя переменного напряжения в постоянное, включаемого после входного устройства. Кроме выпрямителя с фильтром преобразователь может содержать операционный усилитель, охваченный отрицательной обратной связью вместе с выпрямителем в целях повышения линейности и стабильности.

Относительную погрешность измерения цифровыми вольтметрами обычно определяют по формуле

$$\delta = \pm \left( a + b \frac{U_k}{U_x} \right) \%,$$

где  $a$  и  $b$  — постоянные относительные числа, определяющие класс точности цифрового вольтметра;  $U_x$  — измеряемое напряжение;  $U_k$  — предел измерения.

Современные цифровые измерительные приборы по точности значительно превосходят аналоговые приборы. Так, погрешность лучших магнитоэлектрических вольтметров не ниже 0,1%, электронных аналоговых вольтметров — обычно 1—5%, а цифровых вольтметров — 0,001%.

В последнее время в связи с широким применением интегральных микросхем габариты и масса ЦИП значительно уменьшились, а надежность возросла. Благодаря этому ЦИП получают все более широкое распространение.

## § 10.4. Измерительные генераторы

Измерительные генераторы служат источниками переменного и импульсного напряжений и применяются для исследования и настройки разнообразной электронной аппаратуры.

Измерительные генераторы подразделяют на группы по форме кривой выходного напряжения: генераторы синусоидального напряжения, генераторы прямоугольных импульсов, генераторы напряжения специальной формы (треугольной, пилообразной, колоколообразной и т. д.) — и по частотному диапазону: низкочастотные генераторы (0,01 Гц — 10 МГц), высокочастотные генераторы (100 кГц — 100 ГГц). Особую группу составляют генераторы шумовых сигналов — источники

сигналов с равномерным спектром и калиброванным уровнем, используемые для радиотехнических измерений.

**Низкочастотные генераторы** строят по структурной схеме рис. 10.10. Задающий генератор ЗГ служит источником синусоидальных колебаний и представляет собой автогенератор с регулируемой частотой. Задающие RC-генераторы (см. гл. 7) применяют в генераторах звуковых (20 Гц — 20 кГц), звуковых и ультразвуковых (20 Гц — 10 МГц), а также инфразвуковых (0,01—20 Гц) колебаний. Задающие LC-генераторы используют обычно в генераторах высокочастотного диапазона (свыше 2 МГц).

Усилители У низкочастотных генераторов состоят из нескольких каскадов усиления напряжения и мощности. В инфразвуковых генераторах применяют усилители постоянного тока, в звуковых и ультразвуковых генераторах — RC-усилители, а в ультразвуковых и высоких частот — перестраиваемые LC-усилители.

Входное устройство ВУ включает в себя согласующие трансформаторы для согласования выходного сопротивления генератора с сопротивлением нагрузки и аттенюаторы — делители напряжения для регулирования уровня выходного сигнала. Электронный вольтметр ЭВ (обычно аналоговый) предназначен для измерения выходного напряжения генератора, а модулятор М — для модуляции синусоидальных колебаний по амплитуде, т. е. для медленных по сравнению с периодом колебания изменений амплитуды. Амплитудно-модулированные колебания требуются для многих радиотехнических измерений. Модулятором снабжают не все генераторы.

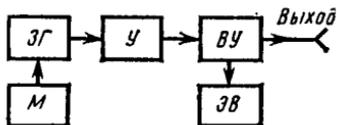


Рис. 10.10. Структурная схема низкочастотного измерительного генератора

Низкочастотные генераторы широко используют для исследования параметров и характеристик усилителей, например для измерения коэффициента усиления, получения амплитудных и частотных характеристик и т. д.

К основным техническим характеристикам низкочастотных генераторов относят диапазон частот, погрешность установки частоты, нестабильность частоты,

величину и погрешность установки выходного напряжения, коэффициент нелинейных искажений. Часто вместо выходного напряжения указывают выходную мощность. Большинство генераторов имеют погрешность установки частоты (по отчетному устройству генератора) 1—3% при нестабильности частоты около 1% за 3 ч, погрешность установки выходного напряжения 2,5—10%, нестабильность выходного напряжения 1—10% за 3 ч, коэффициент нелинейных искажений 0,02—5%. Повышенную точность (до  $10^{-6}$ ) установки и стабильность частоты имеют генераторы с дискретной установкой частоты, например, генераторы ГЗ-101, ГЗ-110.

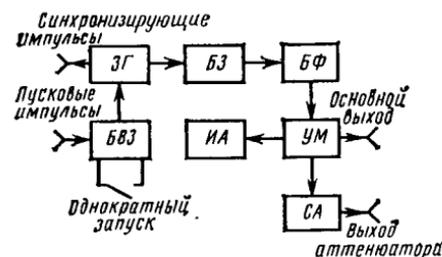


Рис. 10.11. Структурная схема измерительного генератора прямоугольных импульсов

В табл. 10.3 приведены технические характеристики некоторых широко распространенных низкочастотных генераторов.

Структурные схемы **высокочастотных генераторов** принципиально мало отличаются от схемы рис. 10.10. В них используют перестраиваемые LC-усилители.

Упрощенная структурная схема генератора прямоугольных импульсов приведена на рис. 10.11. Задающий генератор ЗГ вырабатывает импульсы с частотой следования, устанавливаемой либо плавно, либо дискретно. В качестве задающего генератора используют мультивибраторы или генераторы гармонических колебаний фиксированной стабильной частоты. В последнем случае для формирования прямоугольных импульсов с регулируемой частотой следования применяют цифровые счетчики, работающие в режиме деления частоты. При этом коэффициент деления может изменяться в широких пределах.

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Тип прибора	Диапазон частот, Гц	Погрешность установки частоты $f$ , %	Нестабильность частоты (за 3 ч), Гц	Выходное напряжение, В	Коэффициент нелинейных искажений, %	Габариты, мм	Масса, кг
ГЗ-36А	$20-2 \cdot 10^5$	$+(3+150/f)$	$\pm 0,01f$	5	1-2	$235 \times 170 \times 240$	5
ГЗ-109	$20-2 \cdot 10^5$	$+(2+50/f)$	$\pm 0,001f$	15-150	0,5-2	$480 \times 173 \times 475$	25
ГЗ-110	$0,01-2 \cdot 10^6$	$+3 \cdot 10^{-7}f$	$\pm 10^{-8}f$	1	0,5	$488 \times 135 \times 480$	16

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРОВ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ

Тип прибора	Длительность импульсов, мкс	Погрешность установки длительности импульсов $T$ , мкс	Амплитуда импульсов, В	Фронт и срез импульсов, нс	Погрешность установки амплитуды	Частота следования импульсов, кГц	Временной сдвиг, мкс
Г5-50	Выход I $0,05-500$ Выход II $0,5-500$	$0,1\tau \pm 0,02$ 0,1	1-10 5,5-55	10 и 20 150 и 200	$0,1U + 0,1B$ $0,1U + 0,5B$	0,01-30 0,01-30	0-100 0-100
Г5-48	$0,005-250$	$0,1\tau + 2$	10	1,5 и 6	$0,1U + 0,25B$	1-20 000	$0,005-250$

Обычно задающий генератор может работать как в непрерывном (автоколебательном), так и в ждущем режиме с внешним запуском через блок внешнего запуска *БВЗ*. Кроме того, предусматривается вывод на отдельное гнездо импульсов синхронизации (синхронизирующих импульсов) от задающего генератора.

Блок задержки *БЗ* служит для задержки импульсов, поступающих на его вход от задающего генератора, на время, регулируемое в широких пределах. Блок формирования *БФ* вырабатывает прямоугольные импульсы регулируемой длительности. Усилитель мощности *УМ* предназначен для увеличения амплитуды импульсов до необходимого значения и для согласования блока формирования импульсов с нагрузкой. Ступенчатый аттенуатор *СА* позволяет уменьшить амплитуду выходных импульсов в 100—1000 раз. Импульсы с выхода аттенуатора поступают на отдельное гнездо. Измеритель амплитуды импульсов *ИА* служит для измерения установленного значения амплитуды выходных импульсов и представляет собой импульсный электронный вольтметр.

Генераторы прямоугольных импульсов применяют для настройки и исследования различных импульсных устройств и подразделяют на генераторы импульсов микросекундной ( $0,05—10^6$  мкс) и наносекундной ( $1—10^8$  нс) длительностей. Генераторы импульсов часто выполняют двухканальными с независимым регулированием параметров импульсов каждого канала и с регулируемым временем задержки импульсов одного канала относительно другого.

В табл. 10.4 приведены основные технические характеристики некоторых генераторов прямоугольных импульсов.

*Генераторы напряжения специальной формы* служат для настройки и исследования различных электронных устройств автоматики, радиоэлектроники, ядерной физики и т. д. Примерами могут служить генератор Г6-15, позволяющий получать напряжения синусоидальной, треугольной и пилообразной форм в диапазоне частот 0,001—1000 Гц, или генератор Г6-33, вырабатывающий напряжение в виде прямоугольных импульсов с переменной скважностью в диапазоне частот 0,001—10 000 Гц (до 99999 Гц для синусоидального сигнала).

## § 10.5. Электронные частотомеры, фазометры и измерители амплитудно-частотных характеристик

Электронные частотомеры предназначены для измерения частоты периодических колебаний, а также интервалов времени, длительности импульсов, отношения частот.

Различают две основные группы электронных частотомеров: резонансные и электронно-счетные.

*Резонансные частотомеры* служат для измерения частоты периодических колебаний в диапазоне частот 125 кГц — 70 ГГц и используются главным образом

для радиотехнических измерений. Резонансные частотомеры основаны на принципе настройки колебательного контура в резонанс с сигналом, частота которого измеряется. Приборы имеют простое устройство и обеспечивают погрешность измерения 0,05—0,1%.

Более широкими возможностями обладают электронно-счетные частотомеры. На рис. 10.12 приведена упрощенная структурная схема электронно-счетного частотомера, предназначенного для измерения частоты и периода колебаний, счета числа импульсов и измерения отношения частот.

Частотомер имеет два аналогичных канала измерения (каналы А и Б), состоящих из входного *ВУ* и формирующего *ФУ* устройств. Каналы А и Б обеспечивают согласование прибора с объектом измерения и формирование импульсных сигналов в момент перехода измеряемого напряжения через нуль (обычно при переходе

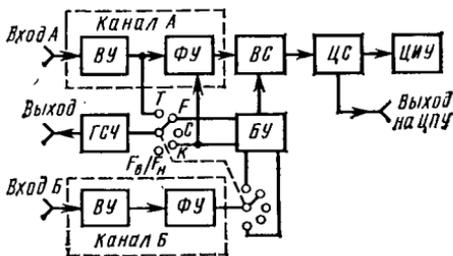


Рис. 10.12. Структурная схема электронно-счетного частотомера

от отрицательной полуволны к положительной) или в момент начала импульса.

С выхода канала *A* импульсы напряжения через временной селектор *BC* поступают в цифровой счетчик *ЦС*, к выходу которого подключено цифровое индикаторное устройство *ЦИУ*. От генератора стабильной частоты *ГСЧ* (с кварцевой стабилизацией) напряжение может быть подано либо в блок управления *БУ*, либо в канал *A* в зависимости от режима работы. Кроме того, напряжение *ГСЧ* выводится на внешний разъем прибора.

При измерении частоты (переключатель в положении *F*) измеряемое напряжение подается на вход *A*, а в блок управления поступают импульсы стабильной частоты от *ГСЧ*. В блоке управления формируется импульс фиксированной длительности  $T_n$  (интервал измерения частоты), поступающий на вход управления временного селектора, который пропускает импульсы с выхода канала *A* в цифровой счетчик в течение времени  $T_n$ . Очевидно, частота исследуемого сигнала пропорциональна числу импульсов, прошедших в счетчик.

При измерении периода (переключатель в положении *T*) измеряемое напряжение подается на вход *B*. Импульсы, сформированные в канале *B* и отстоящие один от другого на величину периода  $T_x$ , поступают в блок управления, на выходе которого возникает импульс длительностью  $T_x$ . Временной селектор открывается на время  $T_x$ , пропуская импульсы от *ГСЧ* в цифровой счетчик. Таким образом, число импульсов, прошедших в счетчик, пропорционально измеряемому периоду  $T_x$ .

Аналогично измеряют длительность импульсов и временные интервалы.

При измерении отношения частот двух сигналов (переключатель в положении  $F_B/F_n$ ) сигнал низшей частоты  $F_n$  подается на вход *B*, а сигнал высшей частоты  $F_B$  — на вход *A*. Блок управления формирует импульс длительностью  $T_n = 1/F_n$ , открывающий временной селектор на время  $T_n$ . Импульсы частотой  $F_B$  с выхода канала *A* проходят в цифровой счетчик. Число импульсов, прошедших в счетчик,  $N = T_n/T_B = F_B/F_n$ .

В положении *C* переключателя прибор работает в режиме счета числа импульсов, подаваемых на вход *A* в течение времени, устанавливаемого вручную. В положении *K* переключателя осуществляется контроль работы прибора.

Таблица 10.5

ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОННО-СЧЕТНЫХ ЧАСТОМОЕРОВ

Тип прибора	Диапазон частот	Погрешность измерения частоты	Входной сигнал, В	Габариты, мм	Масса, кг	Особенности прибора
ЧЗ-49	0,01 Гц — 12 МГц	$2,5 \cdot 10^{-7} \pm$ 1 единица счета	0,1 — 100	$490 \times 135 \times$ $\times 475$	18	Измерение частоты и периода; счет импульсов; генерация пачек импульсов образцовой или измеряемой частоты; выдача кодов
ЧЗ-62	10 Гц — 10 МГц	$1,5 \cdot 10^{-5} \pm$ 1 единица счета	0,01 — 10	$375 \times 143 \times$ $\times 300$	7	Измерение частоты и периода импульсных сигналов; возможность программного дистанционного управления

Электронно-счетные частотомеры относятся к классу цифровых измерительных приборов и, следовательно, обладают высокой точностью. Погрешность измерения частоты равна погрешности частоты кварцевого генератора стабильной частоты  $\pm 1$  единица счета, а погрешность суммирования числа импульсов —  $\pm 1$  единица счета.

В табл. 10.5 приведены технические характеристики некоторых электронных-счетных частотомеров.

**Электронные фазометры** — измерители разности фаз — предназначены для измерения фазового сдвига между двумя непрерывными синусоидальными напряжениями одинаковой частоты.

Принцип действия фазометра заключается в измерении времени между моментами перехода через нуль двух синусоидальных напряжений.

На рис. 10.13, а приведена упрощенная структурная схема аналогового электронного фазометра. Фазометр содержит два одинаковых канала: опорный и измерительный. В состав этих каналов входят усилители-ограничители УО, формирующие прямоугольные импульсы  $u_1$  и  $u_2$  (рис. 10.13, б) из синусоидальных напряжений. Прямоугольные импульсы с выходов обоих каналов поступают на дифференцирующие и распределяющие цепи ДЦ, которые служат для формирования из прямоугольных импульсов коротких положительных и отрицательных импульсов  $u_3$ ,  $u_4$ , соответствующих фронтам и срезам прямоугольных импульсов. Вместе с этим происходит распределение импульсов дифференцирующих цепей между ключами  $K_1$ ,  $K_2$  так, что ключ  $K_1$  замыкается положительным импульсом опорного канала и размыкается отрицательным импульсом измерительного канала, а ключ  $K_2$  размыкается отрицательным импульсом опорного канала и за-

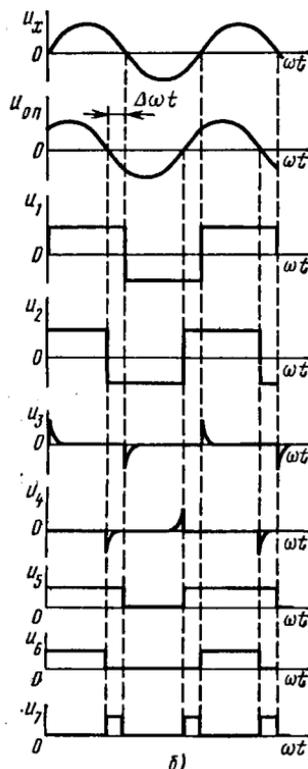
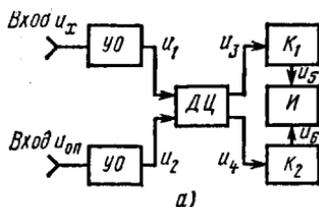


Рис. 10.13. Структурная схема (а) и временные диаграммы (б) аналогового электронного фазометра

мыкается положительным импульсом измерительного канала. Ключи  $K_1$ ,  $K_2$  формируют прямоугольные импульсы  $u_5$ ,  $u_6$ . Ток аналогового индикатора  $i$  пропорционален среднему значению импульсного напряжения  $u_7 = u_5 - u_6$ , т. е. фазовому сдвигу  $\Delta\omega t$  (рис. 10.13, б).

Преимущество рассмотренной схемы — независимость тока индикатора от изменения уровня ограничения в ограничителях в результате временной или температурной нестабильности.

По схеме рис. 10.13, а построен фазометр Ф2-1, работающий в диапазоне частот 20 Гц — 100 кГц. Погрешность прибора  $\pm(1+0,1\varphi_n)^\circ$ , где  $\varphi_n$  — предел из-

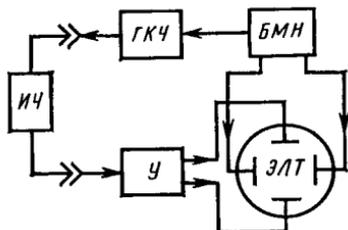


Рис. 10.14. Структурная схема измерителя амплитудно-частотных характеристик

мерения. В диапазоне частот 20 Гц — 2 МГц работает цифровой фазометр Ф2-16, его погрешность  $\pm(0,2-0,004\varphi_x)^\circ$ , где  $\varphi_x$  — измеряемая фаза.

**Измерители амплитудно-частотных характеристик (ИАЧХ) предназначены для настройки и исследования усилителей, фильтров и других четырехполюсников.**

Принцип действия ИАЧХ основан на плавном изменении частоты измерительного генератора (генератор качающейся частоты), напряжение которого поступает на вход исследуемого четырехполюсника, и на регистрации амплитуды выходного напряжения четырехполюсника в зависимости от частоты.

Упрощенная структурная схема ИАЧХ приведена на рис. 10.14. Блок модулирующего напряжения *БМН* воздействует на генератор качающейся частоты *ГКЧ*, вызывая изменение частоты. Одновременно напряжение с выхода *БМН*, пропорциональное частоте, поступает на горизонтально отклоняющие пластины *ЭЛТ*. Таким образом, ось *X* на экране *ЭЛТ* — ось частоты  $f$ . С выхода *ГКЧ* напряжение поступает на вход исследуемого четырехполюсника *ИЧ*, а с выхода *ИЧ* — через усилитель *У* на вертикально отклоняющие пластины *ЭЛТ*. Таким образом, ось *Y* на экране *ЭЛТ* — ось напряжения  $u$  и на экране наблюдается амплитудно-частотная характеристика четырехполюсника.

Измеритель амплитудно-частотных характеристик типа Х1-40 работает в диапазоне частот 20 Гц — 1 МГц с полосой качания 0,1—30 кГц.

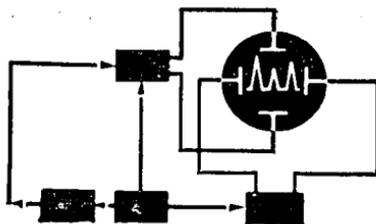
Существуют и другие виды электронных измерительных приборов: ваттметры, анализаторы спектра, измерители параметров электрических цепей, электровакуумных и полупроводниковых приборов.

# 11 глава

## ПРИМЕНЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ

### § 11.1. Области применения электронных устройств

В гл. 5—9 рассмотрено применение полупроводниковых приборов, интегральных микросхем в усилительных, выпрямительных, импульсных и цифровых устройствах и автогенераторах, которые служат основой для создания электронной аппаратуры, используемой в промышленности для разных целей. Как отмечалось во введении, промышленная электроника имеет три основных направления: информационное, энергетическое и технологическое. В данной главе описаны примеры применения электронных устройств в промышленности для решения некоторых задач информационной электроники. К этим задачам относятся измерения электрических и неэлектрических величин, характеризующих параметры различных технологических процессов, контроль качества материалов, полуфабрикатов и готовых изделий, автоматическое регулирование и управление всевозможными объектами и производственными процессами на основе анализа результатов измерений и контроля многочисленных параметров в процессе производства.



- § 11.1. Области применения электронных устройств
- § 11.2. Электронные устройства для контроля механических величин
- § 11.3. Электронные устройства для контроля тепловых величин
- § 11.4. Электронные устройства для контроля акустических величин
- § 11.5. Электронные устройства для контроля оптических величин
- § 11.6. Электронные устройства для контроля состава и свойств веществ
- § 11.7. Электронные устройства для дефектоскопического контроля
- § 11.8. Основные принципы конструирования электронных устройств

Решение перечисленных задач имеет важное значение для автоматизации производственных процессов во всех отраслях промышленности. Автоматизация производства должна сопровождаться повышением технико-экономической эффективности производства и улучшением качества производимой продукции.

К наиболее перспективным средствам автоматизации относятся электронные устройства, обеспечивающие высокую чувствительность, быстроедействие, дистанционность, надежность и имеющие небольшие габариты и массу.

В настоящее время в промышленности используется огромное количество контрольно-измерительных и регулирующих электронных устройств, предназначенных для измерения, контроля и регулирования практически всех физических величин: механических, тепловых, акустических, оптических, электрических и магнитных. Электронные устройства для измерения электрических величин были рассмотрены в гл. 10. Для измерения неэлектрических величин применяют различные преобразователи, выходной электрический сигнал которых дает информацию об изменениях измеряемой неэлектрической величины. Эти первичные преобразователи, использующие различные физические явления, включают в измерительную цепь электронного устройства, в котором происходит обработка электрического сигнала (усиление, ограничение, дифференцирование, селекция и т. д.) с целью его визуализации и регистрации, позволяющая измерять с определенной точностью контролируемую величину. В электронных регулирующих устройствах используют специальные цепи, с помощью которых можно управлять измеряемой величиной контролируемого объекта или процесса.

## **§ 11.2. Электронные устройства для контроля механических величин**

С помощью электронных устройств можно измерять практически все механические величины: размеры промышленных изделий, их число, плоские и телесные углы, площади, объемы и массы контролируемых объектов, время, скорость и ускорение линейного и кругового движения деталей и изделий, механические усилия, давление и вязкость, энергию и мощность.

Для определения размеров, площади, объемов и числа изделий, параметров их линейных и угловых перемещений служат фотоэлектрические, ультразвуковые, электромагнитные, электроконтактные, емкостные, индуктивные и резистивные преобразователи. Первичными преобразователями при измерениях механических усилий и деформаций являются тензопреобразователи, магнитоупругие, пьезоэлектрические, емкостные, струнные и другие преобразователи. Для измерения высоты уровня жидкости, уровня границы раздела двух жидкостей применяют поплавковые, фотоэлектрические, радиоволновые и другие устройства, а для изме-

рения расхода жидкости — индукционные расходомеры, основанные на принципе измерения э. д. с., наводимой в потоке электропроводящей жидкости, текущей в магнитном поле, которое направлено перпендикулярно оси трубопровода. Для измерения давлений используют различные типы манометров.

В качестве примера электронного устройства, предназначенного для измерения толщины листов и стенок труб, рассмотрим ультразвуковой резонансный толщиномер. Резонансный метод основан на возбуждении в контролируемом изделии незатухающих ультразвуковых колебаний и определении частот, на которых имеют место резонансы этих колебаний. Частота, при которой наступает резонанс, зависит от толщины контролируемого изделия и скорости распространения в нем акустических волн. Фиксируя момент наступления резонанса, определяют контролируемую толщину.

Структурная схема ультразвукового резонансного толщиномера приведена на рис. 11.1. Ультразвуковой преобразователь 1 (пьезоэлемент), прижатый к одной стороне контролируемого изделия 2, возбуждается электрическими колебаниями автогенератора 3 и непрерывно посылает ультразвуковые колебания в материал контролируемого изделия через тонкий слой минерального масла.

Частота автогенератора изменяется с помощью модулятора 4, управляемого задающим генератором 5. Пьезоэлемент включен в колебательный контур автогенератора как емкостный элемент. Когда колебания пьезоэлемента происходят на частоте, равной собственной частоте контролируемого изделия, наступает резонанс. Вследствие роста амплитуд ультразвуковых колебаний в материале изделия возрастает потребляемая пьезоэлементом электрическая энергия, что вызывает увеличение тока автогенератора. Поскольку частота автогенератора изменяется во времени, в момент резонанса наблюдаются резкие изменения напряжения на резисторе, включенном в цепь автогенератора, которые отфильтровываются от медленных изменений напряжения фильтром 6 и через усилитель 7 подаются на вертикально отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) 8. Задающий генератор 5, управляющий частотным модулятором 4, синхронизирует работу генератора временной развертки 9. Линия развертки на экране электронно-лучевой трубки является, по существу, осью частот. Частоты, на которых имеются резонансные явления в контролируемом изделии, отмечаются в виде импульсов на экране ЭЛТ. Если известны резонансная частота и скорость распространения ультразвуковых колебаний в материале контролируемого изделия, то легко определить толщину этого изделия.

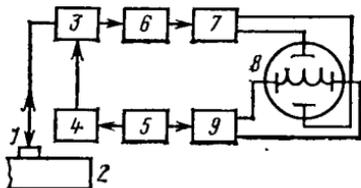


Рис. 11.1. Структурная схема ультразвукового резонансного толщиномера

Отечественная промышленность выпускает ультразвуковые резонансные толщиномеры типов ТУК-3, ТУК-4В, УРТ-9Т, УРТ-10, «Металл-2», «Металл-2М», предназначенные для измерения толщин изделий в диапазоне 0,1—50 мм с погрешностью 1—3%.

### § 11.3. Электронные устройства для контроля тепловых величин

Теплотехнические измерительные и регулирующие устройства подразделяют на контрольно-измерительные приборы и регуляторы. Большинство контрольно-измерительных приборов базируется на компенсационном методе и по основным характеристикам напоминает регуляторы.

Измеряемой и регулируемой величинами чаще всего являются температура, разность температур, расход или поступление тепловой энергии.

В качестве первичных преобразователей в теплотехнических приборах применяют термопары, термометры сопротивления и фотоэлементы с узкополосными фильтрами (фотоэлектрические преобразователи).

Значение э. д. с. термопары, пропорциональное разности температур горячего и холодного спаев, обычно составляет несколько милливольт. Эта э. д. с. может быть подана непосредственно на вход контрольно-измерительного или регулирующего прибора.

Термометр сопротивления, как правило, включают в мостовую цепь. Переменное напряжение на измерительной диагонали моста может достигать нескольких милливольт.

В фотоэлектрических преобразователях изменения постоянного тока при измерении температуры могут составлять несколько микроампер.

В качестве примера современного теплотехнического регулирующего прибора рассмотрим регулирующей импульсный блок (РБИ), предназначенный для использования в аналоговых автоматических регуляторах температуры. Структурная схема этого блока приведена на рис. 11.2.

Сигналы  $X_1$  измерительных преобразователей подаются на вход сумматора  $\Sigma_n$  суммирующего устройства 1, а задающие (опорные) сигналы  $X_2$  — на вход сумматора  $\Sigma_3$ .

Выходные сигналы сумматоров  $\Sigma_n$  и  $\Sigma_3$  поступают на вход сумматора  $\Sigma_4$ , который вычитает из суммарного задающего сигнала суммарный сигнал регулируемого объекта и формирует сигнал рассогласования  $u_1$ .

Сигнал рассогласования  $u_1$  с выхода сумматора  $\Sigma_4$  поступает на вход демфера 2, представляющего собой инерционное (интегрирующее)  $RC$ -звено с регулируемой постоянной времени демпфирования  $\tau = RC$ .

С выхода демфера 2 сигнал рассогласования  $u_2$  поступает на неинвертирующий вход операционного суммирующего усилителя 3,

а на инвертирующий вход этого усилителя подается сигнал обратной связи.

Сигнал  $u_3$  с выхода операционного суммирующего усилителя подается на нуль-орган 4, имеющий регулируемую зону нечувствительности (порог срабатывания)  $\Delta$ .

Пока сигнал рассогласования  $u_3$  меньше порога срабатывания ( $|u_3| < \Delta$ ), напряжение на выходе нуль-органа отсутствует. При сигнале рассогласования, превышающем порог срабатывания ( $|u_3| > \Delta$ ), на выходе нуль-органа скачком появляется выходное напряжение  $u_4$ .

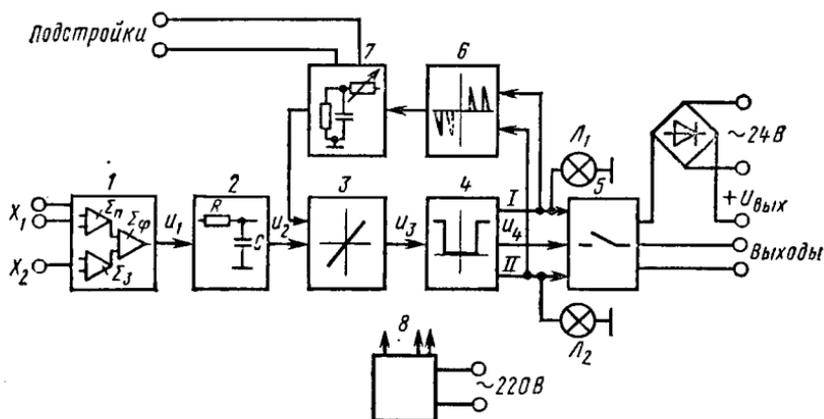


Рис. 11.2. Структурная схема регулирующего импульсного блока (РБИ)

Напряжение  $u_4$  подается на выходные ключи и на формирователь напряжения обратной связи 6. В зависимости от полярности сигнала рассогласования  $u_1$ , выходные ключи коммутируют соответствующие внешние цепи.

При включенной цепи отрицательной обратной связи сигнал  $u_4$  с выхода нуль-органа 4 поступает на формирователь напряжения обратной связи 6, который представляет собой импульсный генератор частотой 50 Гц, формирующий импульсы большой скважности. Полярность импульсов зависит от полярности сигнала  $u_4$ .

Импульсное напряжение с выхода формирователя 6 поступает на вход инерционного звена 7, представляющего собой корректирующую RC-цепь, и с его выхода — на инвертирующий вход операционного суммирующего усилителя 3.

Источник питания 8 обеспечивает все электронные узлы РБИ стабилизированными постоянными напряжениями. Выходные ключи 5 питаются от отдельного мостового выпрямителя. Индикация состояния нуль-органа осуществляется сигнальными лампами  $L_1$  и  $L_2$ .

При положительном напряжении  $u_3 > \Delta$  напряжение  $u_4$  появляется на выходе I нуль-органа и загорается лампа  $L_1$ , при от-

рицательном напряжении  $u_3 < \Delta$  напряжение  $u_4$  возникает на выходе  $II$  нуль-органа и загорается лампа  $L_2$ .

По устойчивости к воздействию климатических факторов РБИ имеют следующие исполнения: общепромышленное, тропическое и морское. Эти блоки предназначены для работы при температуре окружающей среды от 5 до 50°C и выдерживают вибрации частотой до 25 Гц с амплитудой 0,1 мм.

Конструктивно РБИ имеют два исполнения: в индивидуальном кожухе и в виде защищенного субблока, рассчитанного на установку в более сложных конструкциях.

#### § 11.4. Электронные устройства для контроля акустических величин

При контроле акустических параметров изделий и сред применяют приборы для измерения звукового давления (шумомеры), спектрального состава акустических колебаний (анализаторы спектра) и интенсивности звука.

Во всех этих приборах первичным преобразователем является конденсаторный или пьезоэлектрический микрофон. Сигнал с выхода микрофона поступает на усилитель, затем он обрабатывается одним или несколькими фильтрами и подается на показывающий прибор (обычно микроамперметр).

Структурная схема шумомера фирмы «Брюль и Кьер» показана на рис. 11.3. При измерениях акустический сигнал поступает на конденсаторный микрофон 1, который способен воспринимать сигналы с частотой от 10 Гц до 20 кГц и имеет в этом диапазоне линейную частотную характеристику.

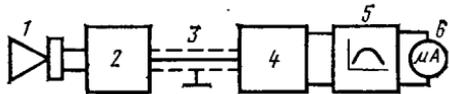


Рис. 11.3. Структурная схема шумомера

Напряжением на выходе микрофона при измерении низких уровней шумов составляет 100—500 мкВ. Оно подается на предварительный усилитель 2 с резистивно-емкостной связью, выполненной на двух полевых транзисторах. Коэффициент усиления по напряжению предварительного усилителя  $K_U=5$ . Усилитель обладает высоким входным сопротивлением, что необходимо для работы конденсаторного микрофона. Частотная характеристика усилителя линейна в диапазоне частот от 10 Гц до 25 кГц.

Напряжение с выхода предварительного усилителя с помощью экранированного кабеля 3 длиной до 5 мм подается на вход основного усилителя 4, который представляет собой четырехкаскадный усилитель с резистивно-емкостной связью. Первый каскад выполнен на полевом транзисторе, включенном по схеме истокового повторителя, остальные каскады — на биполярных транзисторах. Коэффициент усиления основного усилителя зависит от выбранного предела измерений.

Напряжение с выхода основного усилителя подается на корректирующий фильтр 5, обеспечивающий снижение чувствительности прибора в области низких и высоких частот. Таким образом, частотную характеристику прибора приводят в соответствие с частотной характеристикой человеческого уха. Прибор допускает проведение измерений с отключенным фильтром.

Напряжение с выхода фильтра поступает на показывающий прибор 6 (магнитоэлектрический микроамперметр).

Описанный шумомер позволяет измерять звуковые давления 10—130 дБ в диапазоне частот от 10 Гц до 20 кГц. При подключении специальных фильтров шумомер может быть использован в качестве анализатора спектра. К выходу шумомера можно подключить регистрирующий прибор.

## § 11.5. Электронные устройства для контроля оптических величин

Для измерения оптических величин (интенсивности излучения, светового потока, яркости, освещенности) используют фотоэлектрические преобразователи: фоторезисторы, фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры, электронные и ионные фотоэлементы, фотоэлектронные умножители, рассмотренные в гл. 4.

Электронное устройство для контроля оптических величин обычно состоит из системы линз и зеркал, фотоэлектрического преобразователя, усилителя, реле, индикатора или регистрирующего прибора в зависимости от назначения электронного устройства. В некоторых случаях применяют модуляторы светового потока, преобразующие неизменяющую или медленно изменяющуюся во времени оптическую величину в переменную величину с частотой в несколько десятков, сотен или тысяч герц.

На рис. 11.4 приведена схема фотоэлектронного реле с фоторезистором и двухкаскадным усилителем на биполярных транзисторах типа  $p-n-p$ . Если фоторезистор не освещен, то потенциалы базы и эмиттера транзистора  $T_1$  определяются делителями  $R_1R_2$  и  $R_3R_4$ , подключенными к источнику коллекторного напряжения. Значения сопротивлений этих делителей подобраны таким образом, что при неосвещенном фоторезисторе потенциал эмиттера транзистора  $T_1$  оказывается более положительным, чем потенциал базы. При этом коллекторный ток транзистора  $T_1$  велик, а коллекторное напряжение мало. Потенциал базы транзистора  $T_2$  при этих условиях имеет положительный потенциал относительно потенциала эмиттера, поэтому коллекторный ток транзистора  $T_2$  практически равен нулю.

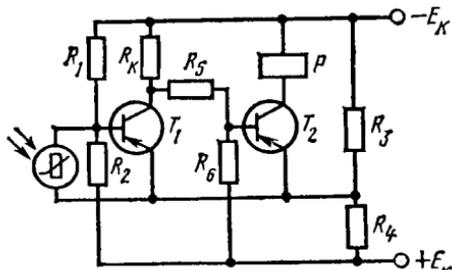


Рис. 11.4. Схема фотоэлектронного реле

При освещении фоторезистора его сопротивление резко уменьшается, потенциал базы становится более положительным, транзистор  $T_1$  закрывается; потенциал базы транзистора  $T_2$  становится отрицательным относительно потенциала эмиттера и транзистор  $T_2$  открывается. Электромагнитное реле  $P$ , включенное в коллекторную цепь транзистора  $T_2$ , срабатывает и замыкает либо размыкает своими контактами цепь сигнализации или управления, фиксируя достижение определенного значения контролируемого светового потока.

Такое фотоэлектронное реле может быть использовано для автоматического отключения электрического уличного освещения, когда интенсивность дневного света достигает определенного уровня. В этом случае электронное устройство содержит реле времени, необходимое для того, чтобы кратковременное освещение фотоэлектрического преобразователя ночью, например во время грозы, не вызывало отключения электрического освещения. Включение уличного электрического освещения осуществляется также с помощью фотоэлектронного реле. Аналогичные фотоэлектронные реле могут служить для сигнализации о возникновении пожара.

Если вместо электромагнитного реле в коллекторную цепь транзисторного усилителя включить измерительный прибор, то можно, отрегулировав соответствующим образом режим работы усилителя, добиться пропорциональной зависимости показаний измерительного прибора от освещенности фотоэлектрического преобразователя.

## **§ 11.6. Электронные устройства для контроля состава и свойств веществ**

Современная электроника позволяет контролировать и регулировать состав и свойства различных веществ.

Среди большого числа свойств, контроль которых позволяет установить состав и строение вещества, следует особо отметить электрические и магнитные свойства веществ. В настоящее время эти свойства изучены наиболее полно.

Контролируя электрические и магнитные свойства веществ, можно определять:

химический состав газов и паров, жидкостей и растворов твердых тел, неоднородных смесей (эмульсий, взвесей и т. д.) и однородных веществ;

микроскопическое строение тел и веществ (кристаллических и аморфных);

субмикроскопическое строение кристаллических решеток, молекул и микромолекул, атомов и субатомных частиц.

Определение состава и строения веществ связано с измерением таких электрических и магнитных величин, как удельная электрическая проводимость  $\sigma$ , относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon$  и относительная магнитная проницаемость  $\mu$ . Так, на-

пример, контроль удельной электрической проводимости  $\sigma$  растворов дает возможность определить концентрацию растворенного в жидкости вещества. Измерение угла диэлектрических потерь позволяет судить о плотности «упаковки» молекул или о степени связи атомов между собой.

По действительной  $\mu'$  и мнимой  $\mu''$  составляющим относительной магнитной проницаемости можно составить представление о структуре и составе ферромагнитного материала. Существуют различные методы измерений электрических и магнитных величин, характеризующих свойства веществ. Выбор метода измерения определяется рядом факторов. Одним из основных является частотный фактор.

В диапазоне частот 0— $10^6$  Гц применяют дифференциальный метод измерения с использованием емкостного и индуктивного преобразователей, в диапазоне частот  $10^3$ — $10^8$  Гц — резонансный метод измерения с использованием колебательных контуров, в диапазоне частот  $10^8$ — $10^{10}$  Гц — метод измерения с помощью коаксиальных линий, а в диапазоне частот  $10^{10}$ — $10^{14}$  Гц — волноводную технику измерений.

Другим фактором, определяющим выбор метода измерения, является тип электрической или магнитной измеряемой величины. Метод анализа состава веществ, основанный на измерении удельной электрической проводимости  $\sigma$ , называют *кондуктометрическим*, а соответствующие электронные устройства — *кондуктометрами*. Метод анализа состава веществ, основанный на измерении относительной диэлектрической проницаемости и угла диэлектрических потерь, называют *диэлькометрией*, а соответствующие электронные устройства — *диэлькометрами*.

В качестве примера рассмотрим схему электронного устройства для измерения относительной диэлектрической проницаемости.

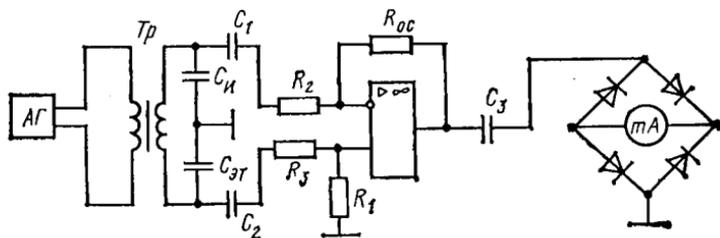


Рис. 11.5. Схема электронного устройства для измерения относительной диэлектрической проницаемости

На рис. 11.5 приведена схема дифференциального диэлькометра, в которой первичным преобразователем является конденсатор  $C_n$ . Измерение производят путем сравнения емкости измерительного конденсатора  $C_n$  с емкостью эталонного конденсатора  $C_{эт}$ . В измерительном конденсаторе находится контролируемое вещество, а в эталонный конденсатор вводят такое же вещество, но с

известными свойствами. Емкость измерительного конденсатора определяется относительной диэлектрической проницаемостью контролируемого вещества. Измерительный и эталонный конденсаторы включают по дифференциальной схеме. При этом методе измерения на измерительный прибор (миллиамперметр) воздействует разность усиленных операционным усилителем напряжений, снимаемых с измерительного и эталонного конденсаторов. Показания миллиамперметра будут пропорциональны разности модулей комплексных сопротивлений измерительного и эталонного конденсаторов.

Питание измерительной части устройства производят от автогенератора *АГ*. Для исключения влияния измерительной части устройства на работу автогенератора между ними устанавливают понижающий трансформатор *Тр*.

### **§ 11.7. Электронные устройства для дефектоскопического контроля**

В последнее время в промышленности широкое распространение получили электронные устройства для неразрушающего контроля качества материалов и изделий. К ним относят устройства для контроля размеров промышленных изделий, их состава и свойств, а также устройства для дефектоскопии, т. е. для обнаружения дефектов типа несплошностей (трещин, раковин, включений и т. д.).

Для дефектоскопии используют различные физические явления.

*Акустическая дефектоскопия* основана на использовании акустических явлений. Акустические волны испытывают преломление и отражение на границах дефектов, что и позволяет обнаруживать их. С помощью волн ультразвукового диапазона можно обнаруживать довольно мелкие дефекты в металлах, пластмассах, бетоне и других материалах.

Рассеяние магнитных полей дефектами в ферромагнитных материалах составляет основу *магнитной дефектоскопии*. Возмущения магнитных полей, вносимые дефектами, можно обнаружить различными измерительными преобразователями: гальваномagnetными (холловскими), феррозондовыми, индукционными, а также магнитными порошками и суспензиями. Магнитные дефектоскопы позволяют обнаруживать мелкие дефекты в объектах из ферромагнитных материалов.

*Оптическая дефектоскопия* базируется на изменении отражения света от поверхностных дефектов, которые регистрируются фотоэлектрическими преобразователями.

*Радиационная дефектоскопия* основана на изменении интенсивности рентгеновского излучения или излучения радиоактивных источников при прохождении дефектных зон. Рентгеновские дефектоскопы дают изображения дефектов в различных материалах, как металлических, так и неметаллических.

*Радиоволновая дефектоскопия* базируется на изменении характера радиоволн СВЧ-диапазона при встрече их с дефектами. Она служит для обнаружения дефектов в диэлектрических материалах.

*Тепловая дефектоскопия* основана на использовании излучений инфракрасного (ИК) диапазона. Полупроводниковые приемники волн ИК-диапазона преобразуют энергию этих волн в электрические сигналы, которые обрабатываются электронными устройствами и изображаются на телевизионном экране в виде термограмм (теповизоры). Дефектоскопы ИК-диапазона позволяют обнаруживать дефекты в объектах из самых разнообразных материалов, часто на значительном расстоянии от них (до нескольких десятков метров).

*Электрическая дефектоскопия* базируется на изменении электрических полей под влиянием дефектов в диэлектриках. Измерительными преобразователями таких дефектоскопов обычно служат конденсаторы, образуемые электродами и диэлектриком контролируемого объекта. С помощью этого метода можно обнаруживать дефекты в пластмассах.

*Вихрековая дефектоскопия* основана на изменении распределения плотности вихревых токов в объектах из электропроводящих материалов под влиянием дефектов и позволяет обнаруживать поверхностные и подповерхностные дефекты в металлах и сплавах.

На рис. 11.6 приведена функциональная схема ультразвукового дефектоскопа. Акустические колебания вводят в объект контроля *ОК* с помощью пьезопреобразователя *П*, представляющего собой пластину из пьезокерамики или кварца, в которой возбуждаются акустические (упругие) колебания под воздействием приложенного переменного напряжения (прямой пьезоэффект). Если пластина подвержена упругим деформациям в результате внешних воздействий, то на ее поверхностях возникает разность потенциалов (обратный пьезоэффект). Таким образом, пьезопреобразователь в дефектоскопе может служить излучателем и приемником ультразвуковых колебаний.

Работой дефектоскопа управляет синхронизатор *С*, вырабатывающий импульсы для запуска генератора импульсов *ГИ* и генератора развертки *ГР*, а также для запирания усилителя сигналов *У*. Синхронизатор представляет собой мультивибратор, работающий в автоколебательном режиме.

Генератор импульсов по сигналу синхронизатора вырабатывает радиоимпульсы с частотой заполнения 0,5—10 МГц и частотой следования 30—25 000 Гц, воздействующие на пьезопреобразователь и вызывающие акустические колебания в нем. Эти колебания

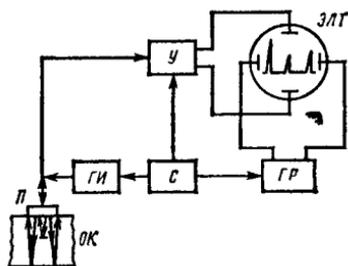


Рис. 11.6. Функциональная схема ультразвукового дефектоскопа

излучаются в объект контроля ОК. Одновременно запускается генератор развертки, создающий временную развертку на экране ЭЛТ. Для того чтобы не перегружать усилитель мощным импульсом генератора, усилитель запирают (блокируют) импульсом синхронизатора на время действия импульса генератора.

Акустические колебания распространяются в объекте контроля в виде лучей, отражающихся от неоднородностей. Отражение происходит от противоположной поверхности объекта контроля («донный» сигнал), а также от дефектов. Отраженные колебания преобразуются пьезопреобразователем в электрические импульсы, которые усиливаются усилителем и поступают на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Таким образом, на экране ЭЛТ появляются три импульса: излученный, «донный» и импульс дефекта. Поскольку время распространения акустических волн до дефекта и обратно меньше, чем время распространения до «дна» и обратно, импульс дефекта располагается на экране ЭЛТ между излученным и «донным» импульсами.

По амплитуде отраженного от дефекта импульса и временному сдвигу относительно излученного импульса можно судить о размерах дефекта и глубине его залегания. Положение «донного» импульса на экране дает возможность измерять толщину объекта.

Ультразвуковые дефектоскопы (ДУК-66ПМ, УД-11П, УД-11ПУ) снабжают глубиномерными отсчетными устройствами, автоматическими сигнализаторами дефектов и другими вспомогательными устройствами. Их применяют для дефектоскопического контроля паропроводов высокого давления и других элементов котлоагрегатов; лопаток, валов и роторов паровых и газовых турбин; самолетных и судовых конструкций, сварных соединений, железнодорожных рельсов и т. д. Ультразвуковые дефектоскопы позволяют обнаруживать дефекты площадью 2—3 мм<sup>2</sup> на глубине до 100 мм. Максимальная глубина «прозвучивания» стали составляет 2,5—5 м. Погрешность измерения толщины 1—2%.

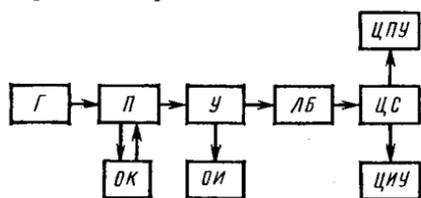


Рис. 11.7. Функциональная схема вихретокового дефектоскопа

На рис. 11.7 приведена функциональная схема вихретокового дефектоскопа. Генератор Г (синусоидального или импульсного тока частотой от 3 Гц до 150 МГц) возбуждает в измерительном преобразователе П (индуктивной катушке) переменное электромагнитное поле. В электропроводящем объекте контроля ОК, движущемся через преобразователь П (проходного типа) или вблизи него (накладного типа), возникают вихревые токи, создающие свое электромагнитное поле. Под воздействием этого поля в преобразователе появляются электрические сигналы, усиливаемые усилителем У. Если в объекте контроля (например, проволоке) имеются дефекты, то распределение вихревых токов изменяется

и на выходе преобразователя возникают импульсные сигналы, которые воздействуют через усилитель на логический блок ЛБ и на осциллографический индикатор ОИ. В логическом блоке сигналы классифицируются по амплитуде, временному распределению и другим признакам; в зависимости от этих признаков логический блок выносит решение о том, сигнал ли это от недопустимого дефекта, помеха либо сигнал от допустимого дефекта. Сигналы от недопустимых дефектов направляются в цифровой счетчик ЦС, на выходе которого цифровое индикаторное устройство ЦИУ или цифropечатающее устройство ЦПУ дает информацию о количестве дефектов и месте их расположения. На осциллографическом индикаторе наблюдается картина сигналов, получаемых от преобразователя.

Вихретоковые дефектоскопы (ВД-23П, ВД-40Н, ВД-80Н) используют для дефектоскопии проволоки диаметром от 50 мкм, прутков и труб диаметром до 1 м (со скоростью до 10 м/с), мелких деталей массового производства (до 10 тыс. в час), объектов, нагретых до сотен градусов Цельсия; они позволяют обнаруживать поверхностные и подповерхностные дефекты глубиной 2—10% диаметра, или 0,1—0,2 мм.

## **§ 11.8. Основные принципы конструирования электронных устройств**

Рассмотренные в предыдущих главах структурные и принципиальные электрические схемы различных электронных устройств позволяют понять и проанализировать принципы их действия. Однако схемы еще не определяют конструкцию электронного устройства, а служат лишь основой для ее разработки. Представление об основных принципах конструирования и современных конструкциях электронных устройств важно иметь не только при разработке, но и при использовании электронной аппаратуры.

Элементы электронных устройств подразделяют на активные и пассивные. К активным элементам относят полупроводниковые и электровакуумные приборы, а к пассивным — резисторы, конденсаторы, трансформаторы, индуктивные катушки, реле, контактные разъемы, переключатели, индикаторы, провода и кабели. Элементы электронного устройства должны быть размещены и закреплены определенным оптимальным образом и электрически соединены между собой в соответствии с принципиальной схемой.

Большую часть элементов современных электронных устройств размещают на *печатных платах*, представляющих собой диэлектрическое основание с отверстиями и электропроводящим рисунком. Это не относится к крупногабаритным элементам (силовым трансформаторам, радиаторам мощных транзисторов, электронно-лучевым трубкам), а также к элементам, которые требуется устанавливать на передней панели аппаратуры (цифровые и сигналь-

ные индикаторы, органы регулирования, электромеханические аналоговые приборы).

Печатные платы выполняют обычно из фольгированного стеклотекстолита — пластика на основе стекловолоконной ткани, покрытого с одной или двух сторон медной фольгой. Толщина диэлектрика составляет 0,8—3 мм, а толщина фольги 0,02—0,1 мм.

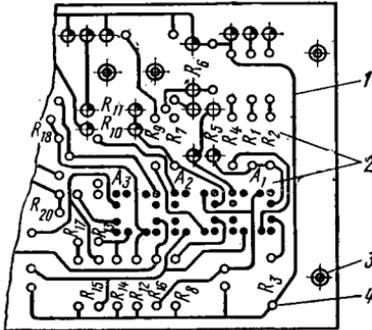


Рис. 11.8. Часть рисунка печатной платы:

1 — проводник; 2 — маркировка для монтажа элементов; 3 — крепежное отверстие; 4 — монтажное отверстие

отверстия диаметром 0,6—1,5 мм для установки навесных компонентов (интегральных микросхем, транзисторов, резисторов, конденсаторов), механического крепления печатной платы, а также электрического соединения проводников печатной платы, нанесенных на ее противоположных сторонах. Стенки отверстий металлизуют сначала химическим, а затем электрохимическим способом. Таким образом получают проводящий рисунок с одной (односторонняя печатная плата) или двух (двусторонняя печатная плата) сторон. Гибкие выводы навесных компонентов запаивают в монтажных отверстиях, к которым подходят печатные проводники, и получают *печатный узел* (рис. 11.9).

Для уменьшения площади печатных плат применяют *многослойные печатные платы* (МПП), состоящие из чередующихся слоев диэлектрика с электропроводящими рисунками, между которыми выполнены требуемые соединения. Соединения между электропроводящими рисунками слоев МПП могут быть осуществлены через металлизированные отверстия. Распределение печатных проводников в слоях МПП позволяет значительно сократить размеры печатных плат, что особенно важно при использовании микросхем, содержащих множество выводов.

Печатные платы с установленными на них элементами закрепляют с помощью крепежных отверстий на *элементах конструкций электронной аппаратуры*, к которым относят субблоки, блоки, каркасы, контейнеры, стойки, пульты. На рис. 11.10, а — г приведены примеры выполнения элементов конструкций электронной аппаратуры. В современной электронной аппаратуре, построенной на базе интегральных микросхем, в качестве субблоков обычно применяют печатные узлы в виде кассет, которые вставляют по направляющим в блоки (рис. 11.11).

Электрические соединения субблоков с блоками и блоков между собой осуществляют через *контактные разъемы*. Таким образом, из субблоков и блоков, как из отдельных «кирпичей» — модулей, создают сложные приборы и устройства. Блочно-модульный прин-

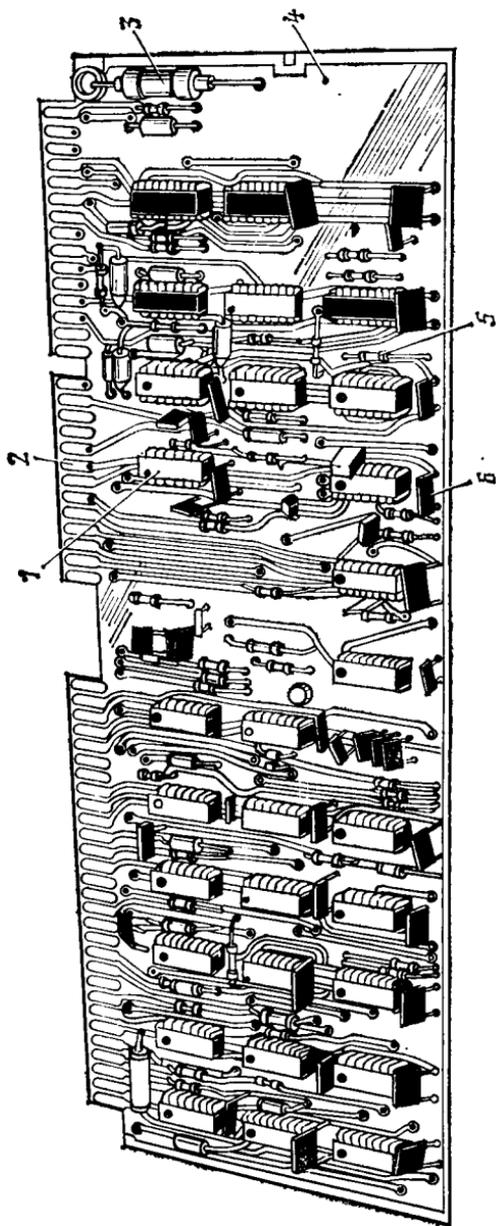


Рис. 11.9. Печатный узел:  
 1 — микросхема; 2 — контактный вывод для соединения с плоским контактным разъемом; 3, 6 — конденсаторы; 4 — печатная плата; 5 — резистор

цип конструирования электронной аппаратуры облегчает поиск и устранение неисправностей, а также повышает технологичность аппаратуры.

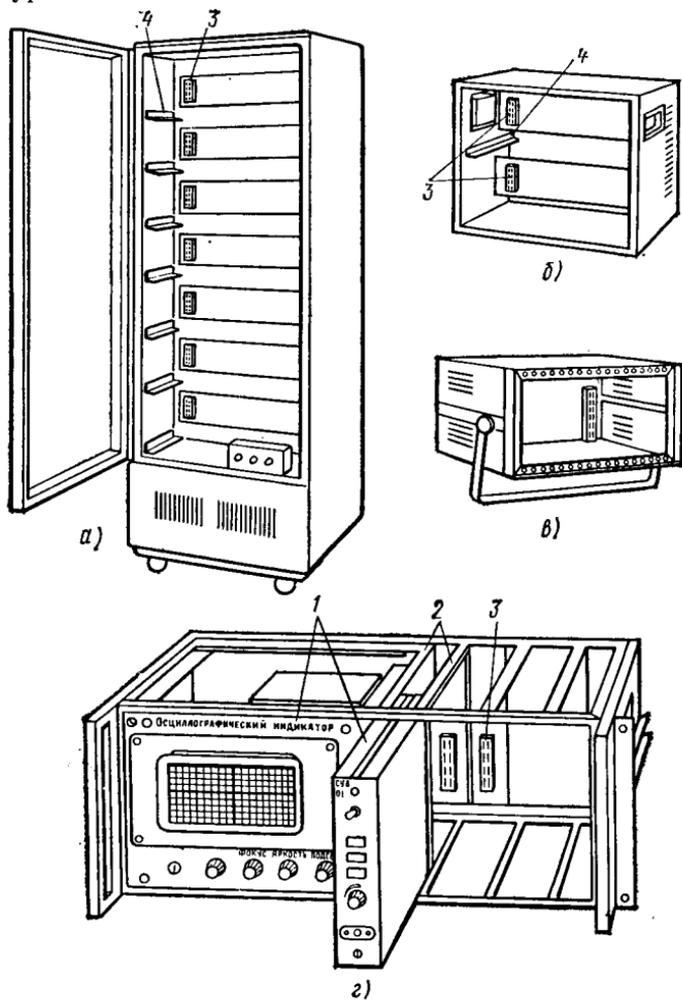


Рис. 11.10. Элементы конструкций электронной аппаратуры: а — стойка приборная семиблочная; б — контейнер приборный двухблочный; в — каркас приборный малогабаритный; г — блок вставной (1 — субблок; 2 — направляющая для вставления субблока; 3 — разъем; 4 — направляющая для вставления блока в контейнер или стойку)

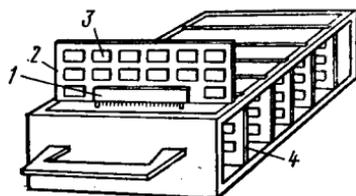
Большой эффект при разработке и эксплуатации электронных устройств достигается применением *агрегатирования*.

Агрегатирование — метод компоновки аппаратуры из взаимозаменяемых унифицированных узлов и блоков.

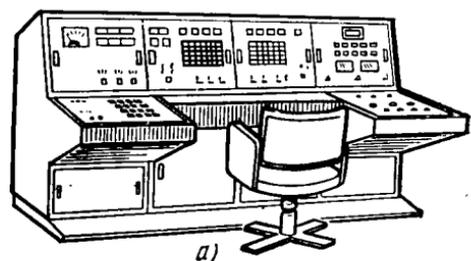
При разработке *агрегатных комплексов* предусматривают полную электрическую и конструктивную совместимость входящих в них узлов и блоков (ГОСТ 26.002—81). Основные типовые блоки и субблоки унифицируют, что позволяет значительно сократить

Рис. 11.11. Субблок в виде печатного узла и его размещение во вставном блоке:

1 — разъем; 2 — печатная плата; 3 — микросхема; 4 — направляющая



время на разработку и внедрение в производство новой аппаратуры. В агрегатные комплексы входит определенный набор конструктивных элементов, имеющих стандартные размеры. Номенклатуру агрегатных комплексов строят таким образом, чтобы из сравнительно небольшого набора блоков, используя их в опреде-



а)



б)

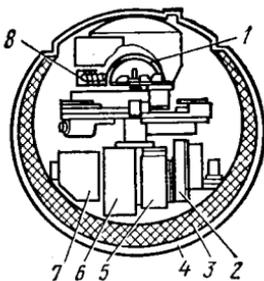


Рис. 11.12. Компоновка электронной аппаратуры:

а — малая электронно-вычислительная машина; б — карманный калькулятор; в — спускаемый аппарат межпланетной автоматической станции «Венера-4» (1, 8 — антенны; 2 — программно-временное устройство; 3 — стеклотента; 4 — теплозащита; 5 — радиопередатчик; 6 — второй радиопередатчик; 7 — блок коммутации)

ленных сочетаниях и количествах, можно было составить различные по сложности, назначению и техническим характеристикам устройства и системы. Примерами агрегатных комплексов могут служить агрегатные комплексы средств электроизмерительной техники (АСЭТ), вычислительной техники (АСВТ) и др.

Конструктивное выполнение электронных устройств очень разнообразно и определяется их назначением и областью применения. Так, электронная аппаратура, предназначенная для работы в стационарных условиях, значительно отличается по конструкции от бортовой аппаратуры самолета или космического корабля. На рис. 11.12, а — в приведены некоторые примеры компоновки электронной аппаратуры.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

---

Материал предыдущих глав знакомит читателя с принципами действия, характеристиками, назначением и применением наиболее распространенных электронных приборов и устройств. Желающие более глубоко и широко освоить современную электронику могут воспользоваться рекомендуемой литературой.

Электроника — область, которая развивается опережающими по сравнению с другими отраслями науки и техники темпами, что неизбежно ведет к быстрому устареванию любых учебников. Однако освоение основных понятий, принципов и методов анализа, приведенных в книге, представление о функциональных возможностях и областях применения простейших электронных устройств позволит читателю перейти к изучению более сложных вопросов в специальных книгах и периодической литературе.

Для того чтобы показать, хотя бы кратко, достижения современной электроники и некоторые ее ближайшие перспективы, ниже приведены сведения, полученные из отечественной и зарубежной периодической печати 1983—1985 гг.

Главное направление развития информационной ветви промышленной электроники — цифровая об-

работка информации на основе использования микропроцессоров (МП) (см. § 8.12), а также функциональных БИС и СБИС. Преимущества цифрового представления информации и импульсного режима работы электронных устройств настолько значительны, что эти методы стали основными, а аппаратура цифровой обработки информации — главным видом продукции предприятий электронной промышленности.

В области разработки и производства *полупроводниковых приборов* господствует интегральная технология. Дискретное исполнение имеют мощные полупроводниковые приборы, а также приборы, предназначенные для применения в аппаратуре низкой степени сложности. Широкое использование ИМС наряду с другими преимуществами обусловлено резким снижением стоимости электронных устройств на их основе, что достигается возрастанием размеров кристаллов и повышением степени интеграции. Если в 1973 г. уровень интеграции логических БИС достигал 3 тыс. активных элементов (транзисторов и диодов) в одной ИМС, то в 1982 г. с технологических линий сошли первые СБИС, содержащие 100 тыс. элементов в одном кристалле, а к 1985 г. уровень интеграции достиг нескольких сотен тысяч элементов. Стоимость одного элемента БИС при увеличении степени интеграции постоянно снижается. По данным печати США, стоимость одного элемента составляла 2—3 доллара в 1960 г., 0,1 цента в 1975 г., 0,03 цента в 1980 г.

Главное направление *развития технологии СБИС* — уменьшение размеров транзисторов. В 1982 г. в серийных СБИС достигнут минимальный размер транзистора 2 мкм и начат переход к технологиям, обеспечивающим размер транзистора в 1 мкм. Экспериментальные исследования, выполненные в 1981 г., подтвердили возможность создания работоспособных сверхбыстродействующих МОП-транзисторов с длиной канала 0,25 мкм. Наиболее перспективной технологией БИС и СБИС в 80-е годы, по-видимому, останется КМОП-технология, позволяющая получать приборы с минимальным потреблением энергии. Значительное повышение быстродействия логических элементов возможно благодаря разработке и освоению в производстве транзисторов на основе арсенид-галлиевых структур. В 1982 г. экспериментально исследованы транзисторы такого типа с временем переключения 20—30 пс.

Развитие *мощных полупроводниковых приборов* идет хотя и более медленно, чем развитие ИМС, но неуклонно. Большие перспективы открываются перед ними в технике передачи электроэнергии на большие расстояния, где значительные преимущества имеют линии постоянного тока. Для преобразования переменного тока электромашинных генераторов в постоянный и постоянного тока в переменный требуются мощные преобразовательные приборы. Они необходимы также для управления мощным электроприводом, например на электрическом транспорте.

Мощные дискретные полупроводниковые приборы выполняют на кремниевых пластинах диаметром до 100 мм, что позволяет

получить максимально допустимое обратное напряжение диода в несколько киловольт и максимально допустимый ток 1—3 кА. Для высоковольтных транзисторов к 1983 г. достигнут уровень допустимого коллекторного напряжения  $U_{к. доп} = 1200 \div 3000$  В при токе  $I_{к. доп} = 1 \div 12$  А, а для мощных транзисторов  $U_{к. доп} = 150 \div 800$  В при токе  $I_{к. доп} = 40 \div 300$  А. Для мощных тиристоров допустимое напряжение достигает 50—4000 В, а рабочий ток — 60—1900 А. В последующие годы характеристики и параметры этих приборов будут постепенно улучшаться за счет увеличения диаметра пластин и усовершенствования технологии.

Появление в 1982 г. мощных высокочастотных транзисторов, охлаждаемых водой и способных выдержать мощность до 500 Вт в диапазоне частот 2—30 МГц, позволило, наконец, заменить электровакуумные лампы в оборудовании типа радиопередатчиков, в котором лампы оставались незаменимыми.

Широкое распространение ИМС накладывает отпечаток на конструкцию, материалы и форму корпусов мощных полупроводниковых приборов. Появляются высоковольтные ИМС с МОП-транзисторами, работающими при напряжении сток — исток до 800 В и выходном токе до 35 мА или при напряжении до 100 В и токе до 0,5 А. Такие приборы используют для управления электролюминесцентными индикаторами.

В 1982 г. появились сообщения об экспериментальных образцах однокристалльных структур, содержащих два мощных тиристора, управляемых МОП-транзисторами, на которые воздействуют сигналы фототранзистора, управляемого светодиодом. При токе светодиода 2 мА тиристоры пропускают ток до 5 А, выдерживая напряжение до 600 В.

К 1984 г. приборы, сочетающие ИМС с мощными полупроводниковыми структурами, стали выпускать серийно. Так, серийный прибор на кристалле размером 5×5 мм, содержащем мощный биполярный выходной транзистор с управляющей КМОП-ИМС, позволяет управлять током до 25 А. Приборы такого типа могут рассеивать мощность до 250 Вт и управлять переключением нагрузки мощностью более 2 кВт при напряжении до 100 В. На основе подобных структур созданы мощные стабилизаторы напряжения, устройства защиты от перегрузок по напряжению и от перегрева, устройства управления электроприводом.

В *конструировании и производстве электронной аппаратуры* ведущее место по-прежнему принадлежит печатным платам. Развитие в этой области идет по пути увеличения размеров и числа слоев печатных плат, а также по пути поисков новых материалов и технологий. В 1982 г. появились 20-слойные печатные платы площадью 0,42 м<sup>2</sup> для больших ЭВМ и литые печатные платы из термопластичных материалов. Конструкторы и технологи сумели добиться увеличения плотности монтажа печатных узлов, уменьшив диаметры отверстий в печатных платах до 0,38 мм и ширину проводников до 80—100 мкм. Для межслойных соединений в много-

слоистых печатных платах применяют прошивку глухих отверстий диаметром 120 мкм лучом лазера. Лазерное сверление, по-видимому, будет в дальнейшем применяться все шире.

Производство массовой электронной аппаратуры автоматизируется. Это относится к производству как элементов, так и печатных узлов. В производстве применяется метод сборки ИМС на ленточном носителе с групповой приваркой выводов. Он основан на использовании рамки выводов, вытравленной из медной ленточной фольги и наносимой на перфорированную синтетическую (полиимидную пленку) пленку шириной 8, 16, 35 или 70 мм. Кристаллы с ИМС автоматически подаются на ленту, и выводные рамки привариваются к контактным площадкам ИМС. Таким образом достигается производительность сборки ИМС 1—2 тыс. в час.

Для монтажа печатных узлов применяют управляемые с помощью мини-ЭВМ автоматические линии, в которых элементы, закрепленные на рулонах диэлектрической пленки (в таком виде они поставляются заводом-изготовителем), устанавливаются своими выводами, изогнутыми автоматом, в монтажные отверстия печатной платы, что обеспечивает проверку правильности монтажа. Производительность таких линий достигает 1200 печатных плат в час при среднем числе элементов на плате, равном 30. Для пайки выводов элементов также используют автоматические линии. Автоматизируется и проверка готовых печатных узлов, блоков, аппаратуры в целом.

При автоматическом монтаже высокую производительность дает способ монтажа элементов на поверхность печатной платы, получивший широкое распространение к 1985 г. При этом способе выводы элементов не вводят в монтажные отверстия, а припаивают к контактным площадкам на поверхности платы, чем достигается более высокая плотность монтажа.

В области индикаторных приборов к 1984 г. доминировали электронно-лучевые трубки (благодаря телевизионным кинескопам). В промышленных применениях на первом месте находились светодиодные индикаторы, на втором — жидкокристаллические. Широкие перспективы открываются перед индикаторными панелями, которые успешно конкурируют с ЭЛТ в дисплеях для отображения знаковой и графической информации. Здесь ведущая роль принадлежит жидкокристаллическим, газоразрядным и электролюминесцентным панелям, объединенным в единое целое с управляющими приборами (например, с матрицами транзисторов). Имеются, например, электролюминесцентные панели толщиной 40 мм с экраном, содержащим  $240 \times 320$  элементов изображения, или газоразрядные панели с  $512 \times 1024$  элементами. Появились цветные жидкокристаллические панели размерами  $100 \times 96$  мм, содержащие  $250 \times 240$  элементов. На основе ЖК-панели размером 7,6 см по диагонали, содержащей  $220 \times 240$  элементов, выпускается портативный цветной телевизор.

В разработке ИМС все большее значение приобретают системы

*автоматизированного проектирования (САПР)*, базирующиеся на ЭВМ. Специализированные САПР позволяют проектировать и изготовлять в течение нескольких месяцев так называемые заказные БИС и СБИС, выполняющие функции и имеющие технические характеристики, необходимые заказчику. К заказным БИС относятся прежде всего постоянные запоминающие устройства (ПЗУ) для микропроцессоров и микро-ЭВМ, в которые заносятся программы, определяющие работу микропроцессорных систем. К полузаказным СБИС относятся *вентильные матрицы*, содержащие 1000 логических элементов (вентилей) и более, которые могут быть соединены между собой в соответствии с требованиями заказчика и реализовать необходимые функции. Вентильные матрицы изготовляют в срок от четырех до шести недель.

САПР эффективно применяются для разработки печатных плат. Конструктор вводит в систему принципиальную электрическую схему и данные об элементах схемы и получает с помощью графопостроителя рисунок фотошаблона, в котором предусмотрены отверстия для установки элементов и соединения между ними. Применение САПР резко повышает производительность труда разработчиков ИМС и конструкторов и сокращает время разработки новых электронных устройств.

**АКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ**

В качестве активных элементов в электронных устройствах применяют полупроводниковые диоды, биполярные и полевые транзисторы, тиристоры, а в ранее разработанной аппаратуре — и электровакуумные лампы.

Параметры полупроводниковых диодов: выпрямительных диодов, стабилизаторов, варикапов, туннельных и обращенных диодов — приведены в табл. ПИ.1 — ПИ.4.

Таблица ПИ.1

**ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ**

Наименование	Тип	Прямой ток $I_{пр}$ , А	Обратный ток $I_{обр}$ , мкА	Максимальное обратное напряжение $U_{обр\ max}$ , В	Масса $M$ , г
Диод кремниевый планарно-эпитаксиальный	КД407	0,05	0,5	24	0,3
Диод кремниевый точечный	Д102А	0,03	10	50	1,3
Диод кремниевый диффузионный	КД209В	0,5	100	800	0,5
Диод кремниевый сплавной	КД203Д	10	1500	1000	10
Диод германиевый высокочастотный	ГД402А	0,025	100	15	0,2
Диод германиевый микросплавной	ГД508А	0,001	60	8	0,2
Диод кремниевый сплавной	В-320	320	20	1400	1000
Диод кремниевый (столб)	КГ201Г	0,5	100	8000	90

Таблица ПИ.2

**СТАБИЛИТРОНЫ**

Наименование	Тип	Напряжение стабилизации $U_{ст}$ , В	Температурный коэффициент напряжения $TKU_{ст}$ , град <sup>-1</sup>	Дифференциальное сопротивление $R_{д}$ , Ом	Максимальный ток $I_{max}$ , мА
Стабилитрон кремниевый сплавной	Д814А	7—8,5	0,07	6	40
Стабилитрон кремниевый прецизионный	КС196А	$8 \pm 0,5$	$\pm 0,005$	18	20
Стабилитрон кремниевый низковольтный	КС433А	3,3	-0,1	25	191
Стабилитрон кремниевый высоковольтный	КС680А	180	0,2	330	28

Мощные кремниевые диоды В-320 могут выдерживать кратковременно токи до 6000 А. Обратная емкость диодов колеблется от 1 пФ (для точечных диодов) до 10 000 пФ (для мощных диодов). Быстродействие точечных и микросплавных диодов велико. Они могут работать на частотах до 100—400 МГц.

Обратная емкость кремниевых стабилитронов достигает 100—2000 пФ при обратном напряжении 0,5—1 В и снижается в 5—10 раз при повышении обратного напряжения до  $U_{ст.д}$

Таблица П.3

ВАРИКАПЫ

Наименование	Тип	Номинальная емкость $C$ , пФ	Коэффициент перекрытия по емкости $K_C$	Максимальное обратное напряжение $U_{обр.мах}$ , В
Варикап кремниевый сплавной	КВ107В	40	3,0	30
Варикап кремниевый диффузионно-сплавной	КВ105А	600	3,8	90

Таблица П.4

ТУННЕЛЬНЫЕ И ОБРАЩЕННЫЕ ДИОДЫ

Наименование	Тип	Ток пика $I_{п'}$ , мА	Ток впадины $I_0$ , мА	Емкость диода $C_d$ , пФ
Диод туннельный из арсенида галлия	АИ101А	1	0,2	4
Диод туннельный из арсенида галлия	АИ201Л	100	10	15
Диод обращенный из арсенида галлия	АИ402Б	0,1	0,05	0,4
Диод обращенный германиевый	ГИ401А	0,3	0,1	2,5

Таблица П.6

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Наименование	Тип	Крутизна характеристики $S$ , мА/В	Максимальная мощность $P_{мах}$ , Вт	Максимальное напряжение между стоком и истоком $U_{си макс}$ , В	Масса $M$ , г
Транзисторы кремниевые полевые:					
с каналом $p$ -типа	КП201К	1,4	0,12	15	1
с каналом $n$ -типа	КП302В	15	0,3	10	1,5

## БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Наименование	Тип	Входное сопротивление $R_{вх}$ , Ом	Коэффициент передачи тока $\beta_{21}$	Выходная проводимость $Y_{22}$ , мксМ	Максим. малая мощность $P_{к макс}$ , Вт	Максим. лекторное напряжение $U_{к макс}$ , В	Максим. ток $I_{к макс}$ , А	Гранич. частота $f_{гр}$ , МГц
<b>Транзисторы маломощные:</b>								
низкочастотный	ГТ108А	300	20—50	3,3	0,075	18	0,05	0,1
среднечастотный	КТ203Б	300	20—30	0,2	0,15	15	0,01	5
высокочастотный	КТ315Е	200	50—350	0,2	0,15	15	0,1	100
сверхвысокочастотный	КТ342А	300	100—250	0,3	0,25	30	0,05	300
<b>Транзисторы средней мощности:</b>								
низкочастотный	ГТ403Ю	100	30—60	100	1,0	45	1,25	0,08
среднечастотный	П602И	75	40—100	80	0,5	30	1,5	10
высокочастотный	КТ604А	100	10—40	10	0,8	250	0,2	40
сверхвысокочастотный	КТ606А	—	10—30	—	2,5	60	0,4	200
<b>Транзисторы мощные:</b>								
низкочастотный	ГТ703Г	20	50—100	200	15	40	3,5	0,02
среднечастотный	КТ808А	20	10—50	20	20	250	10	7,0
высокочастотный	КТ903Б	30	40—180	10	30	80	3	100

## ТИРИСТОРЫ

Наименование	Тип	Средний прямой ток $I_{пр}$ , А	Максимальное обратное напряжение $U_{обр max}$ , В	Масса $M$ , г
Тиристор кремниевый маломощный	KY101E	0,075	150	1,5
Тиристор кремниевый средней мощности	KY210B	8	600	75
Тиристор кремниевый мощный	T-320	320	1400	314

Обращенные диоды могут работать в качестве выпрямительных диодов при переменных напряжениях 0,005—0,05 В.

Параметры биполярных транзисторов малой, средней и большой мощностей приведены в табл. П1.5. Масса биполярных транзисторов составляет 0,5—50 г, импульсный ток может в 10—50 раз превышать  $I_{к max}$ .

Параметры полевых транзисторов приведены в табл. П1.6.

Параметры тиристоров приведены в табл. П1.7.

Маломощные тиристоры могут работать на частотах до 10 кГц, мощные — на частотах 50 и 400 Гц.

## ПРИЛОЖЕНИЕ II

## ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Современные электронные устройства содержат помимо основных активных элементов — полупроводниковых или электровакуумных приборов — большое число пассивных элементов (резисторов и конденсаторов).

**Резисторы.** Резисторы — наиболее распространенные пассивные элементы устройств промышленной электроники. Они могут составлять 40—50% от общего числа всех элементов. Резисторы подразделяют на постоянные и переменные.

Основными параметрами резисторов являются номинальное сопротивление (номинал), допустимое отклонение от номинала, номинальная мощность и температурный коэффициент сопротивления.

*Номинальные сопротивления* отечественных резисторов составляют  $10^{-1}$ — $10^{-11}$  Ом. Для резисторов установлено шесть рядов номинальных сопротивлений: E6, E12, E24, E48, E96, E192. Число, стоящее после символа E, определяет количество номинальных величин в ряду. Каждый ряд задается числовыми коэффициентами, умноженными на  $10^n$ , где  $n$  — целое положительное или отрицательное число. Резисторы изготовляют с номинальными сопротивлениями, соответствующими одному из числовых коэффициентов. Наиболее распространенными являются ряды E6, E12, E24, которые представлены в табл. ПП1.1.

*Допустимое отклонение от номинала* нормализовано и соответствует ряду:  $\pm 0,01$ ;  $\pm 0,02$ ;  $\pm 0,05$ ;  $\pm 0,1$ ;  $\pm 0,2$ ;  $\pm 0,5$ ;  $\pm 1,0$ ;  $\pm 2,0$ ;  $\pm 5,0$ ;  $\pm 10$ ;  $\pm 20$ ;  $\pm 30$ .

*Номинальная мощность  $P_{ном}$*  — максимальная мощность, на которую рассчитан резистор при длительной его работе без изменения параметров в течение гарантийного срока службы.

Если резистор работает при температурах, превышающих предельное значение для данного резистора, то номинальная мощность рассеяния снижается. Номинальную мощность рассеяния в ваттах выбирают в соответствии с ГОСТ 9663—61 из ряда: 0,01; 0,025; 0,05; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 5; 8; 10; 16; 25; 50; 75; 100; 150; 250; 500.

Таблица III.1

Ряд	Числовые коэффициенты						Допустимые отклонения, %
E6	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±20%
E12	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±10%
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	
E24	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±5%
	1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5	
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	
	1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1	

*Температурный коэффициент сопротивления* — величина, характеризующая относительное изменение сопротивления резистора при изменении температуры на 1°С. Значение ТКР может быть положительным и отрицательным.

По типу проводящего элемента резисторы подразделяют на непроволочные и проволочные; оба вида резисторов могут быть постоянными и переменными.

Постоянные непроволочные резисторы подразделяют на пленочные и объемные. Пленочный резистор представляет собой стержень из изоляционного материала, покрытый слоем вещества с малой удельной электрической проводимостью. Для создания высокоомных резисторов токопроводящий слой выполняют в виде спирали. В зависимости от материала токопроводящего слоя различают металлопленочные, углеродистые пленочные, бороуглеродистые пленочные, металлооксидные и композиционные резисторы.

В *металлопленочных резисторах* токопроводящим слоем является пленка из сплавов высокого сопротивления, которую наносят на основание из керамики или ситалла. К металлопленочным резисторам относят резисторы типов: МЛТ (металлизированные лакированные теплостойкие); ОМЛТ (особые МЛТ), обладающие повышенной надежностью; МТ (металлопленочные теплостойкие), которые могут работать при температурах до +200°С; МУН (металлопленочные герметизированные прецизионные), которые являются высокостабильными во времени, имеют малый ТКР и могут работать при повышенной влажности; МУП (металлопленочные ультравысокочастотные прецизионные), имеющие номиналы 24—200 Ом с допустимым отклонением ±1%. К металлопленочным относят также типы резисторов, разработанные в последние годы: С2-6, работающие при температурах до +300°С; С2-8, работающие при повышенной влажности; С2-13; С2-14; С2-15, являющиеся высококачественными прецизионными резисторами. Наиболее стабильными являются резисторы типа С2-13, выпускаемые с допусками ±0,1; ±0,2; ±0,5; ±1; ±2,5%.

*Углеродистые пленочные резисторы* обладают высокой стабильностью. Токопроводящим слоем в них является пленка углерода толщиной 0,1—0,2 мкм, которую наносят на поверхность керамического стержня. К углеродистым резисторам относят резисторы типов: ВС (высокостабильные сопротивления), обладающие малым отрицательным ТКР; УЛМ (углеродистые лакированные малогабаритные), отличающиеся от резисторов типа ВС малыми размерами; УЛД (углеродистые лакированные с длительным сроком службы), имеющие срок службы до 20 лет и предназначенные для работы в герметизированной аппаратуре; УЛИ (углеродистые лакированные, устанавливаемые в электроизмерительных приборах), имеющие допустимые отклонения от номинала ±1; ±2; ±3%; УНУ (углеродистые незащищенные ультравысокочастотные), изготавливаемые в виде стержней, трубок, шайб или пластин.

*Бороуглеродистые пленочные резисторы* отличаются от углеродистых резисторов введением в состав углеродистой пленки примеси бора, что позволяет снизить ТКР и создавать резисторы с небольшими отклонениями от номинала. Резисторы

типа БЛП (бороуглеродистые лакированные прецизионные) являются пока единственными. Они выпускаются с допусками  $\pm 0,5$ ;  $\pm 1\%$ .

*Металлооксидные резисторы* отличаются большей по сравнению с пленочными резисторами стабильностью при изменении температуры окружающей среды и других факторов. Токпроводящим слоем в них является пленка оксидов металлов, чаще всего двуоксида олова. К металлооксидным резисторам относят резисторы типов: МОН (металлооксидные низкоомные), имеющие номиналы 1—100 Ом с номинальной мощностью до 20 Вт; МОУ (металлооксидные ультравысокочастотные), выпускаемые на номинальную мощность до 200 Вт.

*Композиционные резисторы* в настоящее время находят все большее применение. Токпроводящим слоем в них является пленка сажи или графита с наполнителем. Эти резисторы просты в изготовлении, имеют высокую надежность и небольшую стоимость, но обладают низкой стабильностью и зависимостью сопротивления от приложенного напряжения. К композиционным резисторам относят резисторы типов: КЛМ (композиционные лакированные мегаомные) и КВМ (композиционные вакуумированные мегаомные), выпускаемые на номиналы до  $10^{11}$  Ом; КИМ (композиционные изолированные малогабаритные), имеющие номинальную мощность 0,05 и 0,125 Вт; КЭВ (композиционные эмалированные высоковольтные), предназначенные для работы в электрических цепях высокого напряжения.

*Объемный резистор* представляет собой спрессованный при высокой температуре стержень или параллелепипед из смеси сажи, корундового порошка и стеклоэмали, которая является связующим веществом. Эти резисторы обладают высокой надежностью при номинальной мощности от 0,125 до 60 Вт.

Постоянные проволочные резисторы изготовляют из манганиновой, никромовой или константановой проволоки, которую наматывают на трубку из керамики или пресспорошка. Сверху в качестве защитного покрытия применяют силикатную эмаль, которая фиксирует витки и изолирует их друг от друга, а также защищает резистор от окисления и механических повреждений. Различают резисторы с однослойной и многослойной намотками. Постоянные проволочные резисторы имеют номиналы 3 Ом — 51 кОм и номинальную мощность до 150 Вт. Промышленность выпускает следующие типы проволочных резисторов: с однослойной намоткой — ПЭ (проволочные эмалированные); ПЭВ (проволочные эмалированные влагостойкие); ПЭВТ (проволочные эмалированные и влаго- и термостойкие); ПЭВР (проволочные эмалированные влагостойкие регулируемые), имеющие латунный подвижный с зажимным винтом хомутник, который можно перемещать вдоль корпуса резистора по виткам проволоки, свободной от изоляции; регулируемые с многослойной намоткой — ПТ (проволочные точные); ПТН, ПТМ, ПТК (проволочные точные, соответственно из никромовой, манганиновой и константановой проволоки); малогабаритные ПТМН, ПТММ, ПТМК (проволочные точные малогабаритные, соответственно из никрома, манганина и константана). Резисторы с однослойной намоткой имеют допустимые отклонения от номинала  $\pm 5$ ;  $\pm 10\%$ , а резисторы с многослойной намоткой —  $\pm 0,25$ ;  $\pm 0,5$ ;  $\pm 1\%$ .

Проволочные резисторы отличаются от пленочных высокой стабильностью, точностью и надежностью в работе. К недостаткам следует отнести их относительно большую паразитную индуктивность, а также высокую стоимость и большие габариты.

Последнее время стали выпускать микропроволочные резисторы, обладающие повышенной стабильностью. К ним относят резисторы типов: МВС (микропроволочные высокоомные со стеклянной изоляцией) и герметизированную разновидность — МВСГ; резисторы с улучшенными свойствами С5-5; С5-716 и др. (негерметизированные), С5-726 и др. (герметизированные).

Для изготовления микропроволочных резисторов применяют манганиновую микропроволочку диаметром 3—10 мкм. Допустимое отклонение от номинала составляет от  $\pm 0,05$  до  $\pm 5\%$ .

В зависимости от назначения постоянные резисторы подразделяют на резисторы:

- 1) общего применения (допустимые отклонения от номинала  $\pm 5$ ;  $\pm 10$ ;  $\pm 20\%$ );
- 2) прецизионные (с допусками  $\pm 0,01$ ;  $\pm 0,02$ ;  $\pm 0,05$ ;  $\pm 0,1$ ;  $\pm 0,02$ ;  $\pm 0,5\%$ );

- 3) высокомегаомные (свыше 10 МОм);
- 4) высоковольтные (свыше 2 кВ);
- 5) высокочастотные и импульсные.

Переменные резисторы также подразделяют на непроволочные и проволочные. Непроволочные переменные резисторы бывают пленочными и объемными.

*Пленочные переменные резисторы* состоят из токопроводящего слоя, который наносят на подковообразную пластину (основание) из гетинакса, и подвижной системы с токосъемом. Концы проводящего слоя и подвижная система имеют выводы. При перемещении подвижного контакта по токопроводящему слою изменяется значение сопротивления между подвижным и одним из неподвижных контактов. В зависимости от угла поворота оси подвижного токосъемного контакта значение сопротивления может изменяться по линейному (А), логарифмическому (Б) или обратнологарифмическому (В) законам.

*Объемные переменные резисторы* имеют более толстый токопроводящий слой, который запрессовывают в специальную керамическую канавку основания. Зависимость сопротивления от угла поворота оси — линейная. Они отличаются от пленочных переменных резисторов более высокой надежностью и меньшими габаритами. Промышленность выпускает следующие типы непроволочных переменных резисторов: СП (сопротивления переменные) — одинарные (СП-1, СП-2, СП-5) и двоянные (СП-3, СП-4); СПО — (сопротивления переменные объемные), изготовляемые на номинальные мощности 0,15; 0,5; 1; 2 Вт.

Проволочный переменный резистор выполняют в виде однослойной обмотки из высокоомного (манганинового, константанового или нихромового) провода, намотанного на разрезанный кольцевой сердечник из керамики или пластмассы. По виткам обмотки перемещается подвижный контакт. Промышленность выпускает проволочные переменные резисторы следующих типов: ПР (проволочные регулируемые); ППБ (проволочные переменные бескаркасные); ПП (проволочные переменные).

Проволочные резисторы могут работать в цепях постоянного и переменного токов низкой частоты. Их применяют для регулирования напряжения с высокой точностью.

*Система обозначений резисторов соответствует ГОСТ 13453—68.*

Первый элемент обозначения — буква (или две буквы), означающие тип резистора;

- С — постоянные;
- СП — переменные.

Второй элемент обозначения — цифра, означающая разновидность проводящего элемента:

- 1 — непроволочные тонкослойные углеродистые и бороуглеродистые;
- 2 — непроволочные тонкослойные металлопленочные, металлооксидные;
- 3 — непроволочные композиционные пленочные;
- 4 — непроволочные объемные;
- 5 — проволочные;
- 6 — непроволочные тонкослойные металлизированные.

Третий элемент обозначения — цифра, указывающая на конструктивную разновидность резисторов.

Обозначения номинала, номинальной мощности и допустимого отклонения от номинала обычных резисторов наносят на корпус резистора.

Примеры обозначений резисторов:

С2-13 — резистор постоянный, непроволочный, металлопленочный, номер конструктивной разновидности (модификации) — 13.

С5-5 — резистор постоянный, проволочный, номер конструктивной разновидности — 5.

Допустимые отклонения от номинала приведены в табл. ПП.2.

Номиналы и допуски малогабаритных и миниатюрных резисторов обозначают в соответствии с буквенной системой кодирования: Е — омы, К — килоомы, М — мегаомы, Г — гигаомы, Т — тераомы.

Малогабаритные и миниатюрные резисторы имеют сокращенное обозначение. Если сопротивление резистора выражается целым числом, то обозначение единицы

Таблица III.2

Допустимое отклонение от номинала, %	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,5$	$\pm 1$	$\pm 2$	$\pm 5$	$\pm 10$	$\pm 20$	$\pm 30$
--------------------------------------	-----------	-----------	-----------	---------	---------	---------	----------	----------	----------

Условное обозначение      Ж      У      Д      Р      Л      И      С      В      Ф

этой величины пишут после него. Например, 47E — 47 Ом, 51K — 51 кОм, 47M — 47 МОм.

Если значение сопротивления миниатюрного резистора дробное, то буквенное обозначение ставят вместо запятой. Например, резистор сопротивлением 2,2 кОм при допустимом отклонении от номинала  $\pm 5\%$  маркируют как 2К2И.

Если сопротивление резистора выражается десятичной дробью с нулем впереди, то вместо нуля целых и запятой впереди цифры ставят буквенное обозначение единицы этой величины. Например, К33—0,33 кОм, М51 — 0,51 МОм.

В технической документации резисторы обозначают следующим образом. Если сопротивление резисторов имеет значение от 1 до 1000 Ом и является целым числом, то резисторы записывают без указания единицы сопротивления. Например, R510 — резистор с сопротивлением 510 Ом. Если сопротивление резистора составляет доли ом или целое число с долями ом, то указывают единицу ом. Например, 0,51 или 5,1 Ом. Резисторы сопротивлением от 1 до 910 кОм записывают числом килоом с прибавлением буквы К. Например, R680 К. Резисторы сопротивлением от 1 МОм и выше обозначают в мегаомах без указания единицы. Однако если сопротивление равно целому числу, то после его числового значения ставят запятую и ноль. Например, R6,8 и R2,0.

**Полупроводниковые резисторы.** В качестве пассивных элементов в электронных устройствах применяют также полупроводниковые резисторы. Параметры некоторых типов терморезисторов, варисторов и фоторезисторов приведены в табл. III.3—III.5.

Таблица III.3

## ВАРИСТОРЫ

Наименование	Тип	Номинальное напряжение (классификационное) $U_{кл}$ , В	Номинальный ток (классификационный) $I_{кл}$ , мА	Номинальная мощность $P_{ном}$ , Вт	Коэффициент нелинейности $\lambda$
Стержневой варистор	СН1-1-1	560—1500	10	1	3,5—4,5
	СН1-6	33	20	2,5	4,0
	СН1-8-20	20000	0,05	6	6—10
Дисковый варистор	СН1-2-1	56—270	8	1	3,5
	СН1-10	15—47	10	3	3,2

Таблица III.4

## ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

Наименование	Тип	Номинальное сопротивление $R_T$ , кОм	Температурный коэффициент сопротивления $\alpha$ , %/°С	Номинальная мощность $P_{ном}$ , мВт
Термистор	СТ1-17	0,3—22	4—7	500
	КМТ-1	22—1000	4,2—8,4	8
Позистор	СТ6-1А	0,04—0,4	10	1100
	СТ6-3Б	1—10	15	200

## ФОТОРЕЗИСТОРЫ

Тип	Рабочее напряжение $U$ , В	Темновое сопротивление $R_T$ , МОм	Монохроматическая чувствительность $S_I$ , мА/(лмВ)	Интегральная чувствительность $S$ , мкА/лм	Мощность рассеяния $P_{ном}$ , Вт	Световой ток $I$ , мА
СФ2-1	15	15	10	400	10	1
СФ2-8	100	100	—	—	125	1
ФСК-1	50	3,3	7	2,8	125	2

**Конденсаторы.** Конденсаторы, применяемые в устройствах промышленной электроники, подразделяют на конденсаторы постоянной емкости, подстроечные и переменной емкости.

Конденсаторы классифицируют по нескольким признакам:

по виду используемого диэлектрика — конденсаторы с газообразным (воздушные), жидким (масляные), твердым неорганическим (слядяные, керамические, стеклокерамические и др.), твердым органическим (бумажные, пленочные и др.), оксидным (оксидно-полупроводниковые жидкостные, сухие и твердые) диэлектриками;

по назначению — конденсаторы общего применения и специальные;

по номинальному (рабочему) напряжению — низковольтные ( $U_{раб} < 1600$  В) и высоковольтные ( $U_{раб} > 1600$  В) конденсаторы.

Основными параметрами конденсаторов являются: номинальная емкость (номинал); допустимое отклонение от номинала; электрическая прочность; температурный коэффициент емкости.

*Номиналы емкостей*, так же как и номиналы резисторов, устанавливают в соответствии со шкалой ГОСТа. Отклонения от номинала стандартизованы и устанавливаются в соответствии с рядом, приведенным для резисторов. Электрическая прочность характеризуется: номинальным (рабочим) напряжением  $U_{раб}$ , при котором конденсатор может работать в течение указанного срока службы и более длительно с соблюдением условий эксплуатации; испытательным напряжением  $U_{исп}$ , определяющим способность конденсатора выдерживать кратковременные перегрузки по напряжению; пробивным напряжением, т. е. напряжением, при котором наступает пробой диэлектрика.

Для конденсаторов установлено три ряда номинальных емкостей: Е6, Е12 и Е24. Число, стоящее после буквы Е, определяет количество номинальных величин в ряду. Каждый ряд задается числовыми коэффициентами. Конденсаторы изготовляют с номинальными емкостями, соответствующими одному из числовых коэффициентов, который надо умножить на  $10^n$  (см. табл. ПИ.6), где для ряда Е6  $n=0, 1, 2, 3, 4$ ; для ряда Е12  $n=0, 2, 3, 4$ , для ряда Е24  $n=2, 3, 4$ .

Таблица ПИ.6

Ряд	Числовые коэффициенты
Е6	0,01; 0,015; 0,022; 0,033; 0,047; 0,068
Е12	0,01; 0,015; 0,022; 0,033; 0,047; 0,068; 0,012; 0,018; 0,027; 0,039; 0,056; 0,082
Е24	1, 1,5, 2,2, 3,3, 4,7, 6,8 1,1, 1,6, 2,4, 3,3, 5,1, 7,5 1,2, 1,8, 2,7, 3,6, 5,6, 8,2 1,3, 2,0, 3,0, 3,9, 6,2, 9,1

*Температурный коэффициент емкости ТКС* — величина, характеризующая относительное изменение емкости конденсатора при изменении температуры на 1°C. Значение ТКС может быть положительным, отрицательным и близким к нулю.

В конденсаторах постоянной емкости применяются в основном твердые и оксидные диэлектрики. К конденсаторам с твердым неорганическим диэлектриком относятся слюдяные, керамические, стекломалеваые и др.

*Конденсаторы типов КСО* (конденсаторы слюдяные опрессованные), КСГ (конденсаторы слюдяные герметизированные), СГМ (слюдяные герметизированные малогабаритные), обладающие наиболее высокими показателями, широко используют в резонансных контурах, в цепях блокировки, связи.

*Керамические конденсаторы* подразделяют на трубчатые (КТ), дисковые (КД), монокристаллические (КМ), пластинчатые (КП) и др.

Керамические конденсаторы имеют высокие электрические показатели, малые габариты, массу и стоимость. Их применяют в тех же случаях, что и слюдяные.

К малогабаритным керамическим конденсаторам относят литые (КЛГ, КЛС) и монокристаллические (КМ) конденсаторы, обладающие наибольшей удельной емкостью. *Стекломалеваые конденсаторы* (КС) являются наиболее дешевыми. Однако их электрические характеристики хуже, чем у слюдяных и керамических конденсаторов. Конструктивно эти конденсаторы выполняют почти так же, как и монокристаллические.

К конденсаторам с твердым органическим диэлектриком относят бумажные, металобумажные, пленочные и др.

*Бумажные конденсаторы* изготавливают в виде рулона бумажной ленты, которая находится между лентами алюминиевой фольги. Наибольшее распространение имеют конденсаторы типа КБГ (конденсаторы бумажные герметизированные).

*Металлобумажные герметизированные конденсаторы* (МБГ-И в цилиндрическом корпусе из керамики; МБГП — в прямоугольном металлическом корпусе; МБМ — малогабаритные) имеют меньшие габариты, чем бумажные, и обладают способностью самовосстанавливаться при пробое диэлектрика.

Оба эти вида применяют в цепях с частотой не выше 1 МГц в качестве фильтрующих, блокировочных и других конденсаторов.

У *пленочных конденсаторов* диэлектриком является синтетическая пленка, например полистирольная (ПМ — пленочные полистирольные малогабаритные или ПОВ — пленочные открытые высоковольтные). Пленочные конденсаторы имеют высокие электрические показатели, в частности отрицательный ТКС, что позволяет использовать их для параметрической стабилизации.

*Электролитические конденсаторы* выполняют с оксидным диэлектриком. Оксидный диэлектрик в виде пленки наносят на одну из пластин конденсатора, в качестве которой служит тонкая алюминиевая или танталовая фольга. Другой пластиной конденсатора является электролит, в зависимости от вида которого различают жидкостные, сухие и твердые электролитические конденсаторы. Электролитические конденсаторы являются униполярными. Поэтому в их условных графических обозначениях соответствующую обкладку обозначают знаком «+». При включении конденсатора эту обкладку присоединяют к узлу электрической цепи с большим потенциалом, а другую обкладку — к узлу с меньшим потенциалом. Нарушение полярности приводит к выходу из строя конденсатора.

В *конденсаторах типа КЭ* (конденсаторы электролитические) в качестве одной из обкладок служит фольгированный алюминий. Их выпускают на номиналы 5—5000 мкФ и рабочие напряжения 3—500 В.

Значительно лучшие характеристики имеют *танталовые конденсаторы*, например типа ЭТО (электролитические танталовые объемные), в которых в качестве электролита используют растворы серной и соляной кислот. Эти конденсаторы выпускают на номиналы 2—1000 мкФ и рабочие напряжения 6—600 В. Танталовые электролитические конденсаторы изготавливают также с сухим электролитом; конденсаторы типа ЭТ (электролитические танталовые), у которых габариты меньше, чем у жидкостных, за счет пропитки вязким электролитом бумаги или ткани.

*Твердые оксидно-полупроводниковые конденсаторы* наиболее перспективны. В них диэлектриком является двуоксид марганца  $MnO_2$  либо двуоксид тантала  $Ta_2O_5$ . Эти конденсаторы выпускают на номиналы 0,033—300 мкФ и рабочие напряжения 6—30 В. Основное их преимущество — способность работать при низких температурах ( $-80^\circ C$ ).

Для работы в цепях переменного тока выпускают неполярные электролитические конденсаторы, например типа ЭП (электролитический пусковой).

Подстроечные конденсаторы и конденсаторы переменной емкости служат для настройки резонансных контуров, фазовращающих мостов и т. д. Диэлектриком в них являются керамика и воздух.

*Подстроечные (полупеременные) конденсаторы* предназначены для относительно небольшого изменения емкости. Наибольшее распространение имеют дисковые подстроечные конденсаторы типов КПК и КПД. Обкладками у них являются два слоя серебра в виде секторов, нанесенных на керамические подвижный и неподвижный диски. При повороте подвижного диска изменяется емкость конденсатора. Подстроечный конденсатор характеризуется емкостями  $C_{\min}$  и  $C_{\max}$ .

*Конденсаторы переменной емкости* представляют собой систему неподвижных пластин (статор), относительно которых вращается система подвижных пластин (ротор). Они относятся к разряду конденсаторов с механическим управлением в отличие от конденсаторов с электрическим управлением (варикапов и варикондов).

Для обозначения конденсаторов, разработанных до 1964 г., принята буквенная система, использованная ранее. Конденсаторы, которые разработаны после 1964 г., обозначают в соответствии с буквенно-числовым кодом.

Первый элемент обозначения — буква (или две буквы), означающая тип конденсатора: К — конденсатор постоянной емкости; КТ — конденсатор подстроечный.

Второй элемент обозначения — двузначное число, указывающее на тип диэлектрика (10 — керамический на номинальное напряжение ниже 1600 В, 15 — керамический на номинальное напряжение 1600 В и выше, 22 — стеклотемпалевый, 24 — слюдяной, малой мощности, 32 — слюдяной большой мощности, 40 — бумажный на номинальное напряжение ниже 1600 В с фольговыми обкладками, 41 — бумажный на номинальное напряжение выше 1600 В с фольговыми обкладками, 42 — — — с металлизированными обкладками, 50 — электролитический алюминиевый, 52 — электролитический танталовый объемно-пористый, 53 — оксидно-полупроводниковый, 60 — воздушный, 70 — полистирольный с фольговыми обкладками, 71 — полистирольный с металлизированными обкладками).

Третий элемент обозначения — буква, определяющая назначение конденсатора (П — для работы в цепях постоянного тока; У — для работы в цепях постоянного, переменного токов и в импульсном режиме; И — для работы в импульсном режиме; Ч — для работы в цепях переменного тока).

Четвертый элемент обозначения — порядковый номер разработки.

Номинальную емкость конденсатора указывают в долях фарад: мкФ ( $10^{-6}$  Ф), нФ ( $10^{-9}$  Ф) и пФ ( $10^{-12}$  Ф). Для малогабаритных конденсаторов принята буквенно-цифровая маркировка: М — микрофарад, Н — нанофарад и П — пикофарад.

Маркировку малогабаритных и миниатюрных конденсаторов осуществляют следующим образом. Если емкость конденсатора менее 100 пФ, то на корпусе ставят букву П, если емкость лежит в пределах до 3100 пФ, то на корпусе ее обозначают в долях нанофарад, если от 0,01 до 0,091 мкФ — в нанофарадах и ставят букву Н. На корпусе конденсаторов емкостью от 0,1 мкФ и более ставят букву М. Если емкость конденсатора имеет целое число, то единицу этой величины пишут после числа. Например, 33П — 33 пФ, 47Н — 47 нФ. Если емкость конденсатора выражается десятичной дробью меньше единицы, то буквенное обозначение ставят вместо нуля и запятой впереди числа. Например, Н33 — 0,33 нФ, М5 — 0,5 мкФ.

На корпусе конденсаторов, емкость которых выражается десятичной дробью больше единицы, буквенное обозначение единицы этой величины ставят вместо запятой. Например, 6П8 — 6,8 пФ, 1Н5 — 1,5 нФ, 1М5 — 1,5 мкФ.

Отклонение от номинала для этих конденсаторов также маркируют буквами.

Примеры обозначений конденсаторов:

К10П-1 — конденсатор постоянной емкости, керамический, с номинальным напряжением ниже 1600 В, предназначенный для работы в цепях переменного и постоянного токов;

КТ4-1 — конденсатор подстроечный с твердым диэлектриком;

К42У-2 — конденсатор постоянной емкости, металлобумажный, для работы в цепях постоянного и переменного токов и в импульсном режиме.

**КЛАССИФИКАЦИЯ И ЭЛЕМЕНТЫ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ  
ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ ПО ФУНКЦИОНАЛЬНОМУ НАЗНАЧЕНИЮ**

Источники вторичные электропитания:	
выпрямители . . . . .	ЕВ
преобразователи . . . . .	ЕМ
стабилизаторы напряжения . . . . .	ЕН
стабилизаторы тока . . . . .	ЕТ
прочие . . . . .	ЕП
Генераторы:	
гармонических сигналов . . . . .	ГС
прямоугольных сигналов . . . . .	ГТ
линейно изменяющихся сигналов . . . . .	ГЛ
сигналов специальной формы . . . . .	ГФ
шума . . . . .	ГМ
прочие . . . . .	ГП
Детекторы:	
амплитудные . . . . .	ДА
импульсные . . . . .	ДИ
частотные . . . . .	ДС
фазовые . . . . .	ДФ
прочие . . . . .	ДП
Коммутаторы и ключи <sup>1</sup> :	
тока . . . . .	КТ
напряжения . . . . .	КН
прочие . . . . .	КП
Логические элементы:	
И . . . . .	ЛИ
ИЛИ . . . . .	ЛЛ
НЕ . . . . .	ЛН
И — ИЛИ . . . . .	ЛС
И — НЕ, ИЛИ — НЕ . . . . .	ЛБ
И — ИЛИ — НЕ . . . . .	ЛР
прочие . . . . .	ЛП
Модуляторы:	
амплитудные . . . . .	МА
частотные . . . . .	МС
фазовые . . . . .	МФ
импульсные . . . . .	МИ
прочие . . . . .	МП
Преобразователи:	
частоты . . . . .	ПС
фазы . . . . .	ПФ
длительности . . . . .	ПД
напряжения . . . . .	ПН
мощности . . . . .	ПМ
уровня (согласователи) . . . . .	ПУ
код — аналог . . . . .	ПА
аналог — код . . . . .	ПВ
код — код . . . . .	ПР
прочие . . . . .	ПП
Схемы задержки:	
пассивные . . . . .	БМ
активные . . . . .	БР
прочие . . . . .	БП
Схемы селекции и сравнения:	
амплитудные (уровня сигнала) . . . . .	СА

временные . . . . .	СВ
частотные . . . . .	СС
фазовые . . . . .	СФ
прочие . . . . .	СП
Триггеры <sup>2</sup> :	
RS-типа . . . . .	ТР
Т-типа . . . . .	ТТ
динамические . . . . .	ТД
Шмитта . . . . .	ТЛ
Усилители <sup>3</sup> :	
высокой частоты . . . . .	УВ
промежуточной частоты . . . . .	УР
низкой частоты . . . . .	УН
импульсных сигналов . . . . .	УИ
повторители . . . . .	УЕ
постоянного тока . . . . .	УТ
операционные и дифференциальные . . . . .	УД
прочие . . . . .	УП
Фильтры:	
верхних частот . . . . .	ФВ
нижних частот . . . . .	ФН
полосовые . . . . .	ФЕ
прочие . . . . .	ФП
Формирователи:	
импульсов прямоугольной формы <sup>4</sup> . . . . .	АГ
импульсов специальной формы . . . . .	АФ
Многофункциональные ИМС <sup>5</sup> :	
аналоговые . . . . .	ХА
цифровые . . . . .	ХЛ
комбинированные . . . . .	ХК
прочие . . . . .	ХП
Микросборки, наборы элементов <sup>6</sup> :	
диодов . . . . .	НД
транзисторов . . . . .	НТ
резисторов <sup>6</sup> . . . . .	НР
конденсаторов . . . . .	НЕ
комбинированные . . . . .	НК
прочие . . . . .	НП

1. В разработках, выполненных до июля 1974 г., ключи подразделяют на диодные (КД), транзисторные (КТ) и прочие (КП).

2. В разработках, выполненных до июля 1974 г., триггеры Т-типа обозначают ТС, триггеры Шмитта — ТШ.

3. В разработках, выполненных до июля 1974 г., выделяют усилители синусоидальных сигналов, обозначаемые индексом УС (независимо от диапазона частот).

4. Одновибраторы, блокинг-генераторы и т. п.

5. ИМС, выполняющие одновременно несколько функций; в разработках, осуществленных до июля 1974 г., аналоговые многофункциональные ИМС обозначают индексом ЖА, а цифровые — ЖЛ.

6. В разработках, выполненных до июля 1974 г., наборы резисторов обозначают индексом НС.

Примеры обозначений ИМС:

К176ЛП1 — полупроводниковый элемент логический универсальный (ЛП) серии 176, широкого применения (К), первый номер разработки в серии;

К22НТ1А — гибридный набор транзисторов (НТ) (три транзистора типа *n-p-n*) серии 224, широкого применения (К), первый номер разработки в серии;

1УТ531 — полупроводниковый операционный усилитель серии 153, первый номер разработки в серии (разработка до июля 1974 г.).

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Таблица ПIV.1

ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Параметр	К140УД1Б	К140УД5	К140УД7	К153УД1	К140УД12	К140УД14	К544УД2	К1401УД1	К553УД1	КМ551УД2
Кoeffициент усиления $K_U$	$2 \cdot 10^3$	$1 \cdot 10^3$	$50 \cdot 10^3$	$20 \cdot 10^3$	$200 \cdot 10^3$	$50 \cdot 10^3$	$20 \cdot 10^3$	$2 \cdot 10^3$	$25 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$
Напряжение смещения нуля $U_{см}$ , мВ	7	5	4	5	5	2	10	—	5	5
Входные токи $I_{вх}$ , нА	$8 \cdot 10^3$	$10^4$	200	30	7,5	2	0,1	150	200	—
Разность входных токов $\Delta I_{вх}$ , нА	$1,5 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^3$	50	600	—	0,2	0,03	—	50	—
Частота единичного усиления $f_1$ , МГц	5	14	0,8	1	—	0,3	15	2,5	—	0,8
Скорость нарастания выходного напряжения $v_{U_{вых}}$ , В/мкс	0,5	6	10	0,06	0,1	—	20	0,5	—	0,03
Кoeffициент ослабления сифазного сигнала $K_{осф}$ , дБ	60	60	70	65	70	85	70	—	80	70
Максимальный выходной ток, $I_{вых max}$ , мА	3	3	20	5	2	20	$R_H \leq 2 \text{ кОм}$	10	$R_H \leq 2 \text{ кОм}$	$R_H \leq 2 \text{ кОм}$
Максимальное выходное напряжение $U_{вых max}$ , В	6	6,5	11,5	10	10	13	10	—	10	11,5
Максимальное входное напряжение $U_{вх max}$ , В	1,5	3	12	5	10	12	12	—	5	10
Напряжение источника питания $U_{и.п.}$ , В	$\pm 12,6$	$\pm 12,6$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$	$\pm 15$
Ток потребления $I_{пот.}$ , мА	8	12	2,8	6	0,3	0,6	7	—	6	10

## ЛИТЕРАТУРА

1. Агаханян Т. М. Интегральные микросхемы — М.: Энергоатомиздат, 1983.
2. Алексеев А. Г. Основы микросхемотехники — М.: Советское радио, 1977.
3. Пасынков В. В., Чиркин Л. К., Шинков А. Д. Полупроводниковые приборы — М.: Высшая школа, 1981.
4. Забродин Ю. С. Промышленная электроника — М.: Высшая школа, 1982.
5. Згурский В. С., Лисицын Б. Л. Элементы индикации: Справочник — М.: Энергия, 1980.
6. Лабораторные работы по основам промышленной электроники / Под ред. В. Г. Герасимова. — М.: Высшая школа, 1977.
7. Микропроцессорные комплекты интегральных схем: Состав и структура: Справочник / В. С. Борисов, А. А. Васенков, В. А. Шахнова. — М.: Радио и связь, 1982 (массовая 6-ка инженера «Электроника»).
8. Основы промышленной электроники / Под ред. В. Г. Герасимова. — М.: Высшая школа, 1978.
9. Поляков К. П. Конструирование приборов и устройств радиоэлектронной аппаратуры — М.: Радио и связь, 1982.
10. Полупроводниковые приборы: диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: Справочник / Под ред. Н. Н. Горюнова — М.: Энергоиздат, 1982.
11. Справочник по микроэлектронной импульсной технике / В. Н. Яковлев, В. В. Воскресенский, С. И. Мирошниченко и др. — Киев: Техника, 1983.
12. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники — М.: Советское радио, 1980.
13. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Пер. с нем. / Под ред. А. Г. Алексеева — М.: Мир, 1983.
14. Удалов Н. П. Электронные устройства автоматики — М.: Машиностроение, 1982.
15. Интегральные микросхемы: Справочник / Под ред. Б. В. Тарабрина — М.: Радио и связь, 1984.
16. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник / Под ред. Б. Л. Перельмана — М.: Радио и связь, 1981.
17. Ушаков В. Н., Долженко О. В. Электроника: от транзистора до устройства. — М.: Радио и связь, 1983.
18. Фридрихов С. А., Мовин С. М. Физические основы электронной техники — М.: Высшая школа, 1982.
19. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Ч. I, II: Пер. с англ. / Под ред. М. В. Гальперина — М.: Мир, 1983.
20. Шило В. М. Функциональные аналоговые интегральные микросхемы — М.: Радио и связь, 1982 (Советско-венгерская 6-ка по радиоэлектронике).
21. Шмю В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре — М.: Советское радио, 1979.
22. Щербаков В. И., Гредов Г. И. Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник. — Киев: Техника, 1983.
23. Бендрекровский М. А., Кручинин Н. С., Подолья В. А. Микропроцессоры. — М.: Радио и связь, 1981 (массовая радиобиблиотека, вып. 1028).
24. Носов Ю. Р., Сидоров А. С. Оптроны и их применение — М.: Радио и связь, 1981.

## ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Автогенераторы 157  
— на элементах с отрицательным сопротивлением 169  
— на операционных усилителях 163, 167, 169  
— трехточечный емкостный 162  
— трехточечный индуктивный 162  
— LC-типа 161  
— RC-типа 164  
— Г-образный с RC-цепью обратной связи 164  
— с двойным Т-образным мостом 167, 168  
Автогенератора нестабильность частоты 171  
— структурная схема 158  
— условия баланса амплитуд 159  
— — фаз 159  
— — самовозбуждения 158  
Агрегатирование 308  
Агрегатный комплекс 309  
Акцепторная примесь 13  
Амплитудная характеристика 98  
Амплитудно-частотная характеристика 115  
Аналого-цифровой преобразователь 215  
Анод 56
- База 28  
Барьер потенциальный 14
- Варикап 26  
Варикапа параметры 27, 316  
— устройство 27  
— характеристики 27  
Варистор 18  
Варистора вольт-амперная характеристика 19  
— параметры 19  
— устройство 19  
Видеоимпульсы 176  
Вольтметр электронный 280  
— аналоговый 280  
— цифровой 282  
Выпрямитель двухполупериодный мостовой 229  
— двухполупериодный с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора 231  
— неуправляемый 225  
— однополупериодный 226  
— однофазный 225, 226  
— трехфазный мостовой 234  
— с нейтральным выводом 233  
— управляемый однофазный 255  
— двухполупериодный 256  
— трехфазный 259  
Выпрямительных вентилях 22, 229  
— основные электрические параметры 24, 229  
— параллельное и последовательное включение 229  
Выпрямителей неуправляемых однофазных 225  
— внешняя характеристика 242  
— коэффициент пульсации 228, 231  
— коэффициент сглаживания 238  
— основные электрические параметры 227  
— сравнительная оценка 232  
— структурная схема 226  
— внешняя характеристика 242  
Выпрямителей управляемых однофазных 255  
— характеристика управления 258  
Выпрямителей управляемых трехфазных 258  
— характеристика управления 259
- Гармоника основная 231  
Генератор гармонических колебаний 157  
— высокочастотный 161  
— низкочастотный 164  
— сверхвысокочастотный 170  
Генератор измерительный 285  
— линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) 209  
— развертки 276  
— релаксационный 205  
— тактовый 219  
Генерация пары носителей заряда 16  
Гибридные интегральные микросхемы 45  
Гибридных интегральных микросхем 50  
— параметры 50  
— устройство 45  
— характеристики 51
- Двойной Т-образный мост 141, 161  
Деление числа импульсов 198  
Демодулятор 136  
Дефектоскоп  
— вихретоковый 303  
— ультразвуковой 304

- Дефектоскопия 302  
 Дешифратор 200  
 Динистор 38  
 Динистора параметры 318  
 — характеристики 40  
 Диод полупроводниковый 21  
 — выпрямительный 22  
 — обращенный 26  
 — плоскостной 22  
 — точечный 22  
 — туннельный 26  
 Диэлькометр 301  
 Добротность контура 144  
 Донорная примесь 13  
 Дрейф нуля 127  
 Дырка проводимости 12  
 Емкость *p-n*-перехода 16  
 Затвор полевого транзистора 34  
 Измеритель амплитудно-частотных характеристик 292  
 Инвертор автономный 261, 263  
 — ведомый сетью 261, 262  
 — напряжения 266  
 — тока 264  
 — однофазный двухполупериодный, ведомый сетью 261  
 — с колебательным контуром 267  
 — с «отсекающими» диодами 266  
 Инверторный режим 260  
 Инверторного режима угол опережения 261  
 Индикатор 54  
 — вакуумно-люминесцентный 67  
 — газоразрядный знаковый 62  
 — линейный 61  
 — жидкокристаллический 65  
 — накальный 69  
 — электролюминесцентный 68  
 — полупроводниковый (светодиод) 64  
 — сигнальный (неоновая лампа) 59  
 Искажение формы генерируемых автогенератором колебаний 163  
 Искажения нелинейные 97  
 — частотные 116  
 Источники вторичного питания электронных устройств 224  
 Исток полевого транзистора 34  
 Канал полевого транзистора 34  
 Катод 55  
 Катушка фокусирующая 56  
 Квантование непрерывной величины 215  
 Кинескоп цветного изображения 58  
 Ключ диодный 179  
 — транзисторный 181  
 — электронный 178  
 Коллектор 29  
 Компаратор 202  
 Комплекс агрегатный 309  
 Конвертор 268  
 Конденсатор 323  
 Кондуктометр 301  
 Контроль неразрушающий 302  
 Люминофор 55  
 Магнитодиод 27  
 Микропроцессор 215, 218  
 Микросхемы интегральные 42  
 — гибридные 43, 45  
 — полупроводниковые 43, 47  
 Микросхем интегральных параметры 50  
 Микро-ЭВМ 221  
 Модулятор 55  
 Мультивибратор 205  
 Мультиплексор 202  
 Носители заряда 12  
 — основные 14  
 — неосновные 14  
 Обратная связь 118  
 — отрицательная 118  
 — параллельная 119  
 — по напряжению 118  
 — по току 118  
 — положительная 118  
 — последовательная 118  
 Ограничитель 182  
 Одновибратор 207  
 Операционный усилитель 131  
 Оптоэлектронные приборы 87  
 Осциллограф электронный 275  
 Панель газоразрядная индикаторная 62  
 Переход электронно-дырочный 13  
 Пластина отклоняющая 56  
 Плата печатная 305  
 Плоскостные диоды 21  
 Полевой транзистор 34  
 — с затвором в виде *p-n*-перехода 34  
 — с изолированным затвором 37  
 Полевого транзистора крутизна характеристики 37  
 — сопротивление стока 37  
 — устройство 35  
 — характеристики 36  
 — параметры 37  
 Полупроводниковые приборы 12  
 — резисторы 17  
 Пороговое устройство 205

- Послесвечение 57  
 Преобразователь аналого-цифровой (АЦП) 215  
 — «напряжение — частота» 212  
 — первичный 294  
 — переменного тока в постоянный  
 — цифро-аналоговый (ЦАП) 215  
 Приборы измерительные электронные 273  
 — индикаторные 53  
 Пробой *p-n*-перехода 15, 23  
 — лавинный 15, 23  
 — тепловой 16, 23  
 — электрический 15, 23  
 Проектор электронный 56  
 Производство электронной аппаратуры 312  
 Пульсаций коэффициент 227
- Разность потенциалов контактная 14  
 Радиопульс 176  
 Разряд электрический 59  
 Регистр 198  
 Режим импульсный 175  
 — автоколебаний 206  
 — ждущий 206  
 — отсечки 184  
 — насыщения 181  
 — ключевой 179, 181  
 — синхронизации 206  
 Рекомбинация 14  
 Реле времени 209
- Светодиод 64, 87  
 Свойства вентиляные 22  
 Селектор амплитудный 213  
 — временной 214  
 Синхронизация развертки 277  
 Система обозначений индикаторных приборов 69  
 — интегральных микросхем 51  
 — полупроводниковых приборов 40  
 — фотоэлектрических приборов 90  
 Скважность 177  
 Спектр амплитудный 178  
 Стабилизация частоты параметрическая 171  
 — кварцевая 172  
 — амплитуды 167  
 Стабилизатор 243  
 — импульсный постоянного напряжения 251  
 — компенсационный в интегральном исполнении 248  
 — напряжения 244  
 — тока 246  
 — параметрический напряжения 244
- Стабилизатора коэффициент стабилизации 244  
 Стабилитрон полупроводниковый 24  
 Стабилитрона полупроводникового динамическое сопротивление 25  
 — напряжение стабилизации 25  
 — характеристики 25  
 Стабистор 25  
 Сток полевого транзистора 34  
 Счетчик импульсов цифровой 195
- Таймер 209  
 Температурный коэффициент емкости 171  
 — — индуктивности 171  
 — — сопротивления 171  
 Тензодиод 27  
 Тензорезистор 21  
 Тензорезистора параметры 21  
 — устройство 21  
 — характеристики 20  
 Терминал интеллектуальный 222  
 Терморезистора параметры 20  
 — устройство 19  
 — характеристики 20  
 Тиратрон тлеющего разряда индикаторный 60  
 Тиристор 38  
 — диодный 38  
 — симметричный 39  
 — триодный 38  
 Ток диффузионный 14  
 — дрейфовый 14  
 — обратный 15  
 — прямой 15  
 Толщиномер ультразвуковой 295  
 Транзистор биполярный 28  
 — полевой 34  
 Триггер 191  
 — асинхронный 192  
 — динамический 195  
 — синхронный 195  
 — статический 195  
 — счетный 193  
 Тринистор 38  
 Тринистора параметры 39, 316  
 — устройство 39  
 — характеристики 39  
 Трубка электронно-лучевая 54  
 — запоминающая 58  
 — осциллографическая 57
- Умножитель напряжения 254  
 Усилитель избирательный 139  
 — — с резонансным контуром 143  
 — мощности одноконтный 147, 149  
 — — двухтактный 148, 150  
 — — бестрансформаторный 152

— с питанием от источника переменного напряжения 152  
— напряжения с резистивно-емкостной связью 112  
— операционный 131  
— дифференцирующий 139  
— интегрирующий 139  
— суммирующий 139  
— постоянного тока 122  
— — на микросхемах 120, 131  
— — с двумя источниками питания 125  
— — с одним источником питания 124  
— — с преобразованием напряжения 133  
Усилительного каскада режимы работы 109  
— температурная стабилизация 100  
Усилительный каскад с общей базой 104  
— с общим эмиттером 94  
— с общим коллектором 102  
— на полевом транзисторе 105  
— с общим истоком 105  
— с общим стоком 108  
Условие баланса амплитуд 159  
— фаз 159  
— самовозбуждения автогенераторов 158  
Устройства импульсные 175  
— электронные для контроля тепловых величин 296  
— оптических 299  
Устройства арифметико-логические (АЛУ) 219  
— ввода—вывода (УВВ) 219  
— запоминающее (ЗУ) 219

Фазометр электронный 291  
Факторы, дестабилизирующие частоту 170  
Фильтр сглаживающий 235  
— — Г-образный 239  
— — емкостный 236  
— — индуктивный 237  
— — RC-типа 237  
— — П-образный 239  
— — электронный 240  
Фотогальванический эффект 75  
Фотогенератора режим 75  
Фотодiodы 74  
— лавинные 78  
Фотодiodа устройство 75  
— вольт-амперные характеристики 76  
— режимы работы 75  
— чувствительность 77  
— темновой ток 77  
— спектральные характеристики 78

— частотные характеристики 78  
— энергетические характеристики фототока 77, 78  
Фотолитография 306  
Фоторезист 306  
Фоторезистор 72  
Фоторезистора устройство 72  
— вольт-амперные характеристики 73  
— характеристика спектральная 73  
— энергетическая характеристика фототока 73  
Фототиристор 79  
Фототиристора вольт-амперные характеристики 80  
— энергетическая характеристика 80  
— характеристика управления 81  
Фототранзистора устройство 7  
— чувствительность 79  
— вольт-амперные характеристики 79  
Фотошаблон 306  
Фотоэлементы электровакуумные 81  
— газоразрядные 83  
Фотоэлектрических умножителей 85  
— — энергетическая характеристика фототока 86  
— — спектральные характеристики 87  
— — вольт-амперные характеристики 87  
— — чувствительность 87  
— — частотная характеристика 87  
— — темновой ток 86  
Фотоэффект внешний 72  
— внутренний 71

Характернограф 279

Цепь дифференцирующая 184  
— интегрирующая 185

Частотомер электронный 289  
Чувствительность к отклонению 57

Шумомер 298

Электропроводность 12  
— дырочная 12  
— примесная 13  
— собственная 13  
— электронная 12  
Элементы логические 185  
— конструкций электронной аппаратуры 306  
— активные 305  
— пассивные 305  
Эмиттер 29

Яркость свечения экрана 57

## ОГЛАВЛЕНИЕ

---

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	5
<b>Глава 1. Полупроводниковые приборы . . . . .</b>	<b>12</b>
§ 1.1. Электропроводность полупроводников, образование и свойства <i>p-n</i> -перехода . . . . .	12
§ 1.2. Классификация полупроводниковых приборов . . . . .	16
§ 1.3. Полупроводниковые резисторы . . . . .	17
§ 1.4. Полупроводниковые диоды . . . . .	21
§ 1.5. Биполярные транзисторы . . . . .	28
§ 1.6. Полевые транзисторы . . . . .	34
§ 1.7. Тиристоры . . . . .	38
§ 1.8. Общетехнические и экономические характеристики и система обозначений полупроводниковых приборов . . . . .	40
<b>Глава 2. Интегральные микросхемы . . . . .</b>	<b>42</b>
§ 2.1. Общие сведения . . . . .	42
§ 2.2. Технология изготовления интегральных микросхем . . . . .	44
§ 2.3. Гибридные интегральные микросхемы . . . . .	45
§ 2.4. Полупроводниковые интегральные микросхемы . . . . .	47
§ 2.5. Параметры интегральных микросхем . . . . .	50
§ 2.6. Классификация интегральных микросхем по функциональному назначению и система их обозначений . . . . .	51
<b>Глава 3. Индикаторные приборы . . . . .</b>	<b>53</b>
§ 3.1. Общая характеристика и классификация индикаторных приборов . . . . .	53
§ 3.2. Электронно-лучевые индикаторы . . . . .	54
§ 3.3. Газоразрядные индикаторы . . . . .	59
§ 3.4. Полупроводниковые и жидкокристаллические индикаторы . . . . .	64
§ 3.5. Вакуумно-люминесцентные и прочие виды индикаторов . . . . .	67
§ 3.6. Система обозначений индикаторных приборов . . . . .	69
<b>Глава 4. Фотоэлектрические приборы . . . . .</b>	<b>71</b>
§ 4.1. Общие сведения . . . . .	71
§ 4.2. Фоторезисторы . . . . .	72
§ 4.3. Фотодиоды . . . . .	74
§ 4.4. Специальные полупроводниковые фотоэлектрические приборы . . . . .	78
§ 4.5. Электровакуумные фотоэлементы . . . . .	81
§ 4.6. Фотоэлектронные умножители . . . . .	85
§ 4.7. Оптоэлектронные приборы . . . . .	87
§ 4.8. Система обозначений фотоэлектрических приборов . . . . .	90
<b>Глава 5. Усилительные каскады . . . . .</b>	<b>91</b>
§ 5.1. Общие сведения . . . . .	91
§ 5.2. Усилительный каскад с общим эмиттером . . . . .	94
§ 5.3. Температурная стабилизация усилительного каскада с общим эмиттером . . . . .	100

§ 5.4.	Усилительные каскады с общим коллектором и с общей базой . . .	102
§ 5.5.	Усилительные каскады на полевых транзисторах . . . . .	105
§ 5.6.	Режимы работы усилительных каскадов . . . . .	109
<b>Глава 6. Усилители напряжения и мощности . . . . .</b>		<b>112</b>
§ 6.1.	Усилители напряжения с резистивно-емкостной связью . . . . .	112
§ 6.2.	Обратные связи в усилителях . . . . .	118
§ 6.3.	Усилители постоянного тока . . . . .	122
§ 6.4.	Операционные усилители . . . . .	131
§ 6.5.	Избирательные усилители . . . . .	139
§ 6.6.	Усилители мощности . . . . .	146
<b>Глава 7. Электронные генераторы гармонических колебаний . . . . .</b>		<b>157</b>
§ 7.1.	Общие сведения . . . . .	157
§ 7.2.	Условия самовозбуждения автогенераторов . . . . .	158
§ 7.3.	LC-автогенераторы . . . . .	161
§ 7.4.	RC-автогенераторы . . . . .	164
§ 7.5.	Автогенераторы гармонических колебаний на элементах с отрицательным сопротивлением . . . . .	169
§ 7.6.	Стабилизация частоты в автогенераторах . . . . .	170
<b>Глава 8. Импульсные и цифровые устройства . . . . .</b>		<b>175</b>
§ 8.1.	Общая характеристика импульсных устройств. Параметры импульсных сигналов . . . . .	175
§ 8.2.	Электронные ключи и простейшие формирователи импульсных сигналов . . . . .	178
§ 8.3.	Логические элементы. . . . .	185
§ 8.4.	Триггеры . . . . .	191
§ 8.5.	Цифровые счетчики импульсов . . . . .	195
§ 8.6.	Регистры, дешифраторы, мультиплексоры . . . . .	198
§ 8.7.	Компараторы и триггеры Шмитта . . . . .	202
§ 8.8.	Мультивибраторы и одновибраторы . . . . .	205
§ 8.9.	Генераторы линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) . . . . .	209
§ 8.10.	Селекторы импульсов . . . . .	213
§ 8.11.	Цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи (ЦАП и АЦП) . . . . .	215
§ 8.12.	Микропроцессоры и микро-ЭВМ . . . . .	218
<b>Глава 9. Источники вторичного электропитания электронных устройств . . . . .</b>		<b>224</b>
§ 9.1.	Общие сведения . . . . .	224
§ 9.2.	Классификация выпрямителей . . . . .	225
§ 9.3.	Однофазные и трехфазные выпрямители . . . . .	226
§ 9.4.	Сглаживающие фильтры . . . . .	235
§ 9.5.	Внешние характеристики выпрямителей . . . . .	242
§ 9.6.	Стабилизаторы напряжения и тока . . . . .	243
§ 9.7.	Умножители напряжения . . . . .	254
§ 9.8.	Управляемые выпрямители . . . . .	255
§ 9.9.	Общие сведения о преобразователях постоянного напряжения в переменное . . . . .	260
§ 9.10.	Инверторы . . . . .	260
§ 9.11.	Конверторы . . . . .	268
§ 9.12.	Перспективы развития вторичных источников электропитания . . . . .	272
<b>Глава 10. Электронные измерительные приборы . . . . .</b>		<b>273</b>
§ 10.1.	Общая характеристика электронных измерительных приборов . . . . .	273
§ 10.2.	Электронные осциллографы . . . . .	275
§ 10.3.	Электронные вольтметры . . . . .	280
§ 10.4.	Измерительные генераторы . . . . .	285
§ 10.5.	Электронные частотомеры, фазометры и измерители амплитудно-частотных характеристик . . . . .	289

Глава 11. Применение электронных устройств в промышленности . . .	293
§ 11.1. Области применения электронных устройств . . . . .	293
§ 11.2. Электронные устройства для контроля механических величин .	294
§ 11.3. Электронные устройства для контроля тепловых величин . . . .	296
§ 11.4. Электронные устройства для контроля акустических величин .	298
§ 11.5. Электронные устройства для контроля оптических величин .	299
§ 11.6. Электронные устройства для контроля состава и свойств веществ	300
§ 11.7. Электронные устройства для дефектоскопического контроля	302
§ 11.8. Основные принципы конструирования электронных устройств	305
Заключение . . . . .	310
Приложения . . . . .	315
Приложение I. Активные элементы электронных устройств . . . . .	315
Приложение II. Пассивные элементы электронных устройств . . . . .	318
Приложение III. Классификация и элементы условных обозначений интегральных микросхем по функциональному назначению	326
Приложение IV. Операционные усилители . . . . .	328
Литература . . . . .	329
Предметный указатель . . . . .	330

**Учебное издание**

**Виктор Григорьевич Герасимов,  
Олег Михайлович Князьков,  
Александр Евгеньевич Краснопольский,  
Василий Васильевич Сухоруков**

**ОСНОВЫ  
ПРОМЫШЛЕННОЙ  
ЭЛЕКТРОНИКИ**

Зав. редакцией Л. А. Романова. Редактор Т. И. Артемова. Мл. редакторы И. А. Исаева, И. А. Титова. Художественный редактор Т. М. Скворцова. Художник В. В. Гарбузов. Технический редактор Т. А. Новикова. Корректор Г. И. Кострикова

ИБ № 4909

Изд. № ЭР-399. Сдано в набор 29.12.85. Подп. в печать 25.06.86. Т-13963. Формат 60×90<sup>1/16</sup>. Бум. кн.-журн. № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Объем 21 усл. печ. л. 21,25 усл. кр.-отт. 22,05. уч. изд. л. Тираж 100 000 экз. Зак. № 2059. Цена 80 коп.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая типография» им. А. А. Жданова Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113054, Москва, Валуевая, 28.